

POLITECNICO DI MILANO

Ingegneria Industriale e dell'Informazione

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica



Sistema ottico per la misura del livello di liquido

Relatore: Prof. Michele NORGIA
Correlatore: Ing. Dario MELCHIONNI

Tesi di Laurea:
Omar CARGNIN
Matricola 764781

Alla Mia Mamma ...

Indice

Introduzione

Sommario

Abstract

Capitolo 1: Richiami dei principi dei Laser

1.1 Principi caratteristici dei laser	1
1.2 Principi dei laser, l'emissione stimolata	1
1.3 Principi dei laser, la cavità ottica ed il materiale attivo	4
1.4 Richiami sulle strutture laser a semiconduttore e classificazione	5
1.4.1 Laser a cavità risonante Fabry-Perot	7
1.4.2 Laser DFB (Distributed Feed-Back)	10
1.4.3 Laser VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser)	11
1.5 Profilo trasversale dei modi d'uscita	12
1.6 Sicurezza laser	13
1.7 Laser utilizzati	14

Capitolo 2: Interferometria a retro-iniezione

2.1 Principi funzionamento dell'interferometria	16
2.1.1 Interferometria classica o esterna	18
2.1.2 Interferometria self-mixing o interna	19
2.2 Limiti dell'interferometria	21
2.3 Analisi approssimativa	27
2.4 Analisi puntuale, Equazioni di Lang & Kobayashi	30
2.5 C , parametro di retro-iniezione	31
2.6 Applicazioni: telemetri a self-mixing per misuratore di distanza assoluta	34

Capitolo 3: Struttura complessiva del sistema

3.1 Specifiche generali	37
3.2 Sistema complessivo	38
3.3 Scelte ottiche	40
3.4 Set Up complessivo	42

Capitolo 4: Struttura Hardware del sistema

4.1 Alimentatore laser	44
------------------------------	----

4.2 Trans-impedenza e sottrattore	49
4.3 Secondo stadio di filtraggio	52
4.4 Adattamento del circuito per laser DL-7140	53
4.5 Amplificatore differenziale	56
4.6 Driver e modulazione	57
4.7 Sviluppo di una nuova scheda analogica	58
4.8 Sviluppo della sezione digitale	66
4.8.1 Alimentazione	68
4.8.2 ADC & DAC	68
4.8.3 FTDI	71
4.8.4 Progettazione PCB Digitale	73

Capitolo 5: Struttura Software del sistema

5.1 Introduzione sull'FPGA	84
5.2 High-Line Elaborazione digitale	87
5.3 Generazione del clock e modulazione	87
5.4 Trasmissione ADC to FPGA e FPGA to FTDI	88
5.5 Prima implementazione codice LabView	91
5.6 Implementazione algoritmo Extraction Tone su FPGA	94
5.6.1 DTFT, DFT e FFT	94
5.6.2 Finestratura	97
5.6.3 FFT e interpolazione	99
5.6.4 Scrittura codice	103
Utilizzo della Mega-Function FFT	103
Reset del modulo FFT	105
Ingresso al modulo FFT	105
Output modulo FFT	107
Estrazione tono Principale	108
5.6.5 Seconda implementazione codice LabView	110

Capitolo 6: Caratterizzazione delle sorgenti & Misure

6.1 Caratterizzazione dei laser	111
6.1.1 Laser HL7851-G	112
6.1.2 Laser DL7140-201S	113
6.2 Scelta dei parametri progettuali	114
6.3 Misurazioni e osservazioni	115

6.3.1	Misure su solido con fuoco prima e dopo bersaglio	116
6.3.2	Misure su liquido con fuoco prima e dopo superficie H_2O	117
6.3.3	Misure su liquido in agitazione con fuoco prima e dopo superficie H_2O	119
6.3.4	Misure a quota e angolo variabili	120
6.3.4.1	Misure con sorgente <i>HL7851 – G</i>	121
6.3.4.2	Misure con sorgente <i>DL7140 – 201S</i>	123
6.3.4.3	Confronto dei risultati	125
6.3.5	Misure al riempimento	125
	Conclusioni	128
	Ringraziamenti	130
	Bibliografia	131
	Appendice A	133
	Appendice B	142

Elenco delle figure

Figura 1.1 Assorbimento, emissione spontanea ed emissione stimolata	2
Figura 1.2 Sistema a 3 livelli e Sistema a 4 livelli	3
Figura 1.3 Intensità ottica nella cavità laser	4
Figura 1.4 Perdite-Guadagno in un round trip	5
Figura 1.5 Bande energetiche di semiconduttori a gap diretto e a gap indiretto	6
Figura 1.6 Struttura di un laser semiconduttore	6
Figura 1.7 Caratteristica Corrente-Potenza di un laser	7
Figura 1.8 Cavità Fabry Perot e struttura semiconduttore	7
Figura 1.9 Spettro di Potenza di una cavità Fabry-Perot teorico	9
Figura 1.10 Profilo di Voigt	9
Figura 1.11 Spettro di Potenza di una cavità Fabry-Perot reale	10
Figura 1.12: Schema illustrativo di un laser DFB	10
Figura 1.13 Schema illustrativo di un laser VCSEL	11
Figura 1.14 Profili di emissione a singolo modo e multi-modo	12
Figura 1.15 Diagramma di Laser safety	13
Figura 1.16 Anatomia di un diodo laser case TO	14
Figura 1.17 Configurazioni possibili pin laser	14
Figura 2.1 Schema battimento laser	16
Figura 2.2 Andamento del segnale di battimento al variare di V	17
Figura 2.3 Interferometro di Michelson	18
Figura 2.4 Ambiguità segno spostamento	19
Figura 2.5 Interferometro self-mixing	20
Figura 2.2 Modulazione AM e FM del campo elettrico sottoposto a retro iniezione ottica	20
Figura 2.3 Diagramma di Wegel	22
Figura 2.4 Coerenza temporale e larghezza di emissione	22
Figura 2.5 Andamento rumore di fase equivalente, funzione della banda filtrante e della potenza ottica ...	23
Figura 2.6 Andamento della visibilità V in funzione della differenza di lunghezza dei bracci	23
Figura 2.7 Speckle Pattern prodotti da una macchia laser su un bersaglio diffusivo	25
Figura 2.8 Speckle Pattern schema semplificato e dettaglio singolo speckle	26
Figura 2.9 Analisi dimensionale singolo speckle	27
Figura 2.10 Round trip ottico rappresentato come un sistema a tre specchi	27
Figura 2.11 Scostamento della frequenza attuale rispetto al valore imperturbato	29

Figura 2.12	<i>Oscillatore laser con re-iniezione ottica</i>	30
Figura 2.13	<i>Cavità interna ed esterna</i>	32
Figura 2.14	<i>Forma della funzione $F(\phi(t))$ per diversi valori del parametro C</i>	33
Figura 2.15	<i>Modulazione della corrente di pompa del laser</i>	36
Figura 3.1	<i>Condotta ottica informativa complessivo e particolari</i>	38
Figura 3.2	<i>Sistema complessivo di sviluppo</i>	38
Figura 3.3	<i>Superficie del liquido: fermo, specchio riflettente e agitato, diffusore lambertiano</i>	40
Figura 3.4	<i>Configurazioni ottiche: fuoco prima del bersaglio e fuoco dopo il bersaglio</i>	41
Figura 3.5	<i>Superficie del liquido: agitato con inclinazione (diffusore non omogeneo)</i>	42
Figura 3.6	<i>Inclinazione industriale & Inclinazione di laboratorio</i>	42
Figura 3.7	<i>Foto testa di misurazione e Set Up del sistema completo</i>	43
Figura 4.1	<i>Schema elettrico e package HL-7851G, ML1210F e QL78J6SA</i>	44
Figura 4.2	<i>Laser e lente di collimazione con verso giro-fuoco</i>	45
Figura 4.3	<i>Circuito Analogico complessivo</i>	46
Figura 4.4	<i>Stabilizzatore di tensione a 5V</i>	47
Figura 4.5	<i>Schema elettrico dell'alimentatore laser controllato in corrente</i>	47
Figura 4.6	<i>Schema elettrico dell'amplificatore a trans-impedenza e sommatore</i>	49
Figura 4.7	<i>Modello fotodiodo di monitor</i>	50
Figura 4.8	<i>Grafico della capacità di compensazione</i>	51
Figura 4.9	<i>Frange in uscita dall'amplificatore a 38 cm di distanza, divisione scala tensioni 5mV</i>	51
Figura 4.10	<i>Filtro passa banda attivo doppio</i>	52
Figura 4.11	<i>Schema elettrico e package DL-7140</i>	54
Figura 4.12	<i>Schema elettrico dell'alimentatore laser controllato in corrente</i>	54
Figura 4.13	<i>Schema elettrico dell'amplificatore a trans-impedenza e sommatore</i>	55
Figura 4.14	<i>Amplificatore differenziale</i>	56
Figura 4.15	<i>Schema elettrico del driver e modulazione</i>	57
Figura 4.16	<i>Ingresso e uscita al blocco di modulazione</i>	58
Figura 4.17	<i>Schematico nuova analogica</i>	59
Figura 4.18	<i>Cattivo e Corretto dimensionamento del Miller in merito alla corrente richiesta</i>	60
Figura 4.19	<i>Sottrazione e Trans-impedenza</i>	62
Figura 4.20	<i>Risposta in frequenza dello stadio a transistori</i>	63
Figura 4.21	<i>Uscita stadio BJT con dimensionamento corretto e scorretto</i>	63
Figura 4.22	<i>Risposta in frequenza trans-impedenza totale</i>	64
Figura 4.23	<i>Frange in uscita al transimpedenza a 20 cm & Filtraggio non linearità, scala tensioni 50mV</i>	65
Figura 4.24	<i>Layout realizzato con Eagle</i>	65

Figura 4.25 Sezione di alimentazione per analogica & digitale	66
Figura 4.26 Sezione FTDI con rispettivo connettore di espansione	66
Figura 4.27 Sezione ADC & DAC con rispettivi connettori di espansione	67
Figura 4.28 Circuito equivalente ingresso ADC	69
Figura 4.29 Frange con e senza Anti-aliasing	70
Figura 4.30 Sezione FTDI con rispettivo connettore di espansione	72
Figura 4.31 Steck-up modulare sistema complessivo	73
Figura 4.32 Layout realizzato con Eagle	73
Figura 4.33 Risposta in frequenza capacità dei decoupling	75
Figura 4.34 Filtri d'alimentazione ad alta frequenza prevedono un filtraggio ottimale e decoupling lungo cammini a bassa induttanza (Ground Plane)	75
Figura 4.35 Zoom sezione di segnale differenziale critica uscita dal DAC e ingresso ADC	76
Figura 4.36 Zoom simmetria della sezione di segnale differenziale uscita dal DAC	76
Figura 4.37 Zoom sezione di trasmissione del clock	77
Figura 4.38 Cammini di ritorno della corrente, a sinistra per basse velocità, a destra per alte velocità	77
Figura 4.39 Connessione del connettore in merito al ground-plane	78
Figura 4.40 Cornice di vias equispaziate	78
Figura 4.41 Ground Plane analogico e digitale separato	79
Figura 4.42 Ground Plane analogico e digitale separato implementato	79
Figura 4.43 Ground Plane analogico e digitale separato e connessione a stella	80
Figura 4.44 Grounding Mixed Signal ICs : Single PC Board	81
Figura 4.45 Grounding Mixed Signal ICs with Low Internal Digital Currents: Multiple PC Boards	81
Figura 4.46 Grounding Alternative for Mixed-Signal ICs with High Digital Currents: Multiple PC Boards	82
Figura 4.47 Errata connessione dello schermo ("giro di massa") & Corretta connessione	83
Figura 4.48 Set-Up sistema completo	83
Figura 5.1 De0-Nano Board PCB	85
Figura 5.2 Struttura interna FPGA	86
Figura 5.3 Matrici di scambio (switch-matrix) nella struttura interna di un FPGA	87
Figura 5.4 Acquisizione da ADC Vs FPGA	89
Figura 5.5 FIFO Write Cycle	90
Figura 5.6 Acquisizione frange	92
Figura 5.7 Schema a blocchi elaborazione LabView	93
Figura 5.8 Front-Panel LabView	93
Figura 5.9 Forma matriciale DFT	95
Figura 5.10 Radix-2 DIT Algorithm	95

Figura 5.11 Sforzi computazionali	96
Figura 5.12 Grafici a “farfalla” 2-radix DIT per sequenza lunga 8, vari ordinamenti	96
Figura 5.13 Grafici a “farfalla” 2-radix DIF per sequenza lunga 8	97
Figura 5.14 Finestratura segnale periodico	97
Figura 5.15 Modulo della finestra di Hanning	98
Figura 5.16 Bin Leakage per FFT finestrata Hanning	99
Figura 5.17 Errore sistematico della finestratura	100
Figura 5.18 Errore di stima multi-punto della frequenza attraverso finestratura di Hanning	101
Figura 5.19 Campioni FFT per 3-point interpolation	101
Figura 5.20 Fattori correttivi	102
Figura 5.21 Errore RMS Vs SNR & Costo computazionale	102
Figura 5.22 Blocco Radix-2 ² Single Delay Feedback Architecture	104
Figura 5.23 Flow-Chart process Reset	105
Figura 5.24 FFT Streaming Data Flow Architecture Input Flow Control	105
Figura 5.25 Flow-Chart process ingress al modulo FFT	106
Figura 5.26 FFT Streaming Data Flow Architecture Output Flow Control	107
Figura 5.27 Flow-Chart process Out_FFT	108
Figura 5.28 Flow-Chart process Interpolazione	109
Figura 5.29 Nuova trasmissione dati	110
Figura 6.1 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di $I_{laser,DC}$ per HL7851-G	112
Figura 6.2 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di f_{mod} per HL7851-G	112
Figura 6.3 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di $I_{laser,DC}$ per DL7140-201S	113
Figura 6.4 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di f_{mod} per DL7140-201S	114
Figura 6.5 Segnali ottenuti a pari distanza, con piccole variazioni di verticalità	115
Figura 6.6 Distanza e deviazione standard con fuoco dopo il target solido	116
Figura 6.7 Distanza e deviazione standard con fuoco prima del target solido	117
Figura 6.8 Distanza e deviazione standard con fuoco dopo il target liquido fermo	118
Figura 6.9 Distanza e deviazione standard con fuoco prima del target liquido fermo	118
Figura 6.10 Distanza e deviazione standard con fuoco dopo il target liquido agitato	119
Figura 6.11 Distanza e deviazione standard con fuoco prima del target liquido agitato	120
Figura 6.12 Misure a quote differenti parametrizzate in angolo HL7851-G	121-122
Figura 6.13 Misure a quote differenti parametrizzate in angolo DL7140-201S	123-124
Figura 6.14 Riempimento con fuoco prima della superficie	126
Figura 6.15 Riempimento con fuoco sulla superficie	126

Figura 6.16 <i>Riempimento con fuoco dopo la superficie</i>	127
Figura 6.17 <i>Confronto del Riempimento di tre bottiglie con sul fondo bottiglia</i>	127

Introduzione

L'ingegnerizzazione dei processi industriali è finalizzata ad ottenere maggiori prestazioni ed accuratezze rispetto ai processi esistenti. Tra questi settori grande importanza viene attribuita alle misure dimensionali ad elevata precisione capaci di identificare la distanza assoluta da un bersaglio, su distanze che spaziano dai micrometri ai centimetri, in grado di soddisfare le necessità per le più svariate applicazioni industriali sviluppando sistemi sempre più versatili e competitivi. Tra le metodologie più all'avanguardia oramai da qualche decennio, la misura poco invasiva e la grande versatilità della tecnologia laser hanno permesso la diffusione in applicazioni biomedicali, telematiche, edili, metrologici, fisiche/nucleari, siderurgiche, metalmeccaniche e militari. Specificatamente alla metrologia, grazie ai laser, si possono effettuare delle misure di estrema precisione in un vasto campo dimensionale

L'obiettivo di questa Tesi è lo studio e la progettazione di un sistema ottico per la misura del livello di riempimento di un liquido su macchina imbottigliatrice, basato sulla moderna tecnica interferometrica di self-mixing. Le particolarità di questa tecnica sono la non necessità di avere un bersaglio cooperativo e la creazione di una misura contact-less. Inoltre, con un unico prototipo, è possibile realizzare un device in grado di misurare sia distanze che vibrazioni.

Si abbattano dunque i costi di realizzazione del prototipo e ne si incrementa la praticità di riproduzione, in modo che esso possa risultare competitivo rispetto alle normali tecniche di misura del livello di riempimento che prevedono l'impiego di sensori capacitivi posti a contatto con la sostanza.

Il lavoro è stato suddiviso in sei capitoli principali.

Nel primo capitolo verranno descritte le caratteristiche ottico-fisiche del fascio laser, riferendosi in particolar modo a dispositivi a semiconduttore tipo Fabry-Perot e DFB utilizzati nel progetto. L'ultima sezione riguarda le classi di sicurezza associata alle misure ottiche con laser.

Il secondo capitolo è volto a dar trattazione dei principi base dell'interferometria, sia classica che self-mixing, con annesse limitazioni intrinseche della misura. Infine verrà discussa la possibilità dello sviluppo di un misuratore di distanza assoluta con un sistema di retro-iniezione self-mixing.

Nel terzo capitolo viene presentato lo strumento nella sua complessità, indicandone le specifiche e definendo una descrizione ad alto livello riguardo le funzionalità dei sottosistemi presenti: sistema ottico e sottosistemi di elettronica analogica e digitale.

Il quarto capitolo è dedicato interamente alla presentazione di ogni singola unità funzionale della circuiteria hardware progettata ed utilizzata. Per la circuiteria analogica sono stati sviluppati l'elettronica per la polarizzazione del laser e i blocchi per l'elaborazione del segnale generato dal fotodiodo, confrontando le prestazioni e le caratteristiche di due progetti analogici. Per la circuiteria digitale è stata

progettata una board general purpose, fruibile anche per progetti futuri, con particolare enfasi alle problematiche di connessione tra masse analogiche e digitali.

Nel quinto capitolo vengono presentati, con una breve regressione, i dispositivi FPGA e l'analisi spettrale tramite algoritmo di interpolazione della FFT del segnale campionato, estraendone con precisione il tono fondamentale. Quindi si definiscono i codici VHDL, la Virtual Interface ed il Block Diagram del software LabView.

Nel sesto capitolo infine, si caratterizzeranno sperimentalmente i dati tecnici delle sorgenti laser utilizzate. Vengono fissati i parametri progettuali e riportate le prove sperimentali dell'intero sistema di misura con varie tipologie di superfici e in condizioni di dinamicità del liquido differenti.

Sommario

L'ambiente di sviluppo di codesta Tesi è in merito alle applicazioni industriali di misura di distanza assoluta di un target; nel settore metrologico, grazie ai laser, si possono effettuare delle misure di estrema precisione nel campo compreso tra le decine di micron e le decine di metri.

Lo scopo di questa Tesi è lo studio e la progettazione di un sistema ottico per la misura del livello di riempimento di un liquido su macchina imbottigliatrici, basato sulla moderna tecnica interferometrica di self-mixing, che non necessita di avere un bersaglio cooperativo e la creazione di una misura contact-less. Inoltre, con un unico prototipo, è possibile realizzare un device in grado di misurare sia distanze che vibrazioni.

La prima parte del lavoro mira alla realizzazione del prototipo con un elettronica di condizionamento, seguita da un attenta progettazione di una board digitale general-purpose in modo da incrementare le prestazioni in termini di SNR. Successivamente avviene la stesura di un codice VHDL volto all'esecuzione di una FFT interpolata sul segnale interferometrico e la creazione di una Virtual Interface tramite software LabView. Terminata la fase progettuale è stata eseguita l'attività di test tramite varie prove in diverse condizioni di fuoco e con ambienti di misura della fisica e dinamica del bersaglio vari.

In conclusione, il dispositivo ha raggiunto risultati soddisfacenti seguendo con precisione le specifiche per il riempimento della bottiglia.

Parole Chiave : Laser, Self-Mixing, FPGA, FFT Interpolata

Abstract

The field of application of this Thesis is the target absolute distance measurements; in the metrologic sector, thanks to lasers, it is possible to implement extremely precise measurements in dimensional range from tens of micrometers up to tens of meters.

The aim of this Thesis is the study and the design of the optical system for the measurement of a liquid filling level on bottling machines, based on the modern interferometric technique of self-mixing, for which it is not necessary to have a cooperative target and therefore a contact less measure is created.

Moreover, only with one prototype, it is possible to give birth to a device capable to measure both distances and vibrations.

The first part of the work consists in the prototype realization with an electronic conditioning followed by an accurate design of a general purpose digital board in order to increase the performances in terms of SNR. Subsequently a VHDL code is written, with the purpose of implement an interpolated FFT on the interferometric signal and a Virtual Interface is created through LabView software.

Once having concluded the designing phase, some test activities have been carried out with different focus conditions, physical characteristics and target dynamics.

In conclusion, the device reached successful results, following with precision the specifics for the bottle filling.

Key Words : *Laser, Self-Mixing, FPGA, Interpolated FFT*

Capitolo 1

Richiami dei principi dei Laser

In questo capitolo verranno trattati i principi base dell'emissione stimolata che producono effetto laser, le caratteristiche del fascio, la fisica di alcune tipologie di sorgenti di luce coerente a semiconduttore quali i laser Fabry-Perot, DFB e VCSEL. Infine saranno esposti i limiti di sicurezza per l'utilizzo di tali sorgenti con relative normative di sicurezza e da ultimo le caratteristiche dei laser effettivamente impiegati.

1.1 Principi caratteristici dei laser

Il laser è un dispositivo elettronico in grado di emettere un fascio di luce con tre proprietà fondamentali:

- Direzionalità
- Monocromaticità
- Coerenza

La direzionalità indica che la radiazione, emessa da una sorgente laser, si propaga nello spazio unicamente in una direzione ben definita e con angoli di divergenza del fascio parallelo e perpendicolare bassi a differenza di una sorgente di luce tradizionale che presenta un'emissione isotropa, caratteristica anche conosciuta come brillantezza [$W\text{ cm}^{-2}\text{ sr}^{-1}$], indicata come potenza luminosa su un cono di area A e angolo solido Ω .

La monocromaticità garantisce fotoni generati per emissione stimolata assolutamente iso-frequenziali con quelli incidenti.

L'ultima proprietà congloba due aspetti: coerenza temporale e spaziale. La coerenza temporale misura la correlazione tra i valori del campo elettromagnetico che assume in due istanti temporali t e $t + dt$; tale caratteristica è collegata alla monocromaticità. La coerenza spaziale indica la correlazione, tra i valori del medesimo campo elettromagnetico, che assume in due punti diversi nello spazio; tale caratteristica è collegata alla bassa divergenza del fascio.

Il laser è formato da tre elementi fondamentali: la cavità ottica, il materiale attivo e un meccanismo di pompaggio/eccitazione. Il principio che rende possibili queste caratteristiche è l'emissione stimolata.

1.2 Principi dei laser, l'emissione stimolata

Laser è l'acronimo di *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, ovvero amplificazione della luce mediante il fenomeno dell'emissione stimolata di radiazione.

La propagazione della luce nello spazio avviene tramite quanti di energia detti fotoni con energia pari a $E = h\nu$. Normalmente, la luce che investe un materiale, cede parte dell'energia che possiede: maggiore è il fenomeno e più la radiazione viene assorbita. Lo scambio di energia tra radiazione elettromagnetica e sistema atomico avviene secondo tre possibili tipi di transizioni: assorbimento, emissione spontanea ed emissione stimolata avvengono tra stati stazionari di energia E_1 , stato energetico fondamentale, con una densità di popolazione pari a N_1 e il livello energetico E_2 , stato eccitato, con densità di popolazione pari a N_2 (Figura 1.1).

Per un sistema a due livelli energetici E_1 ed E_2 si possono ottenere tutti e tre questi fenomeni a seconda della popolazione N_1 e N_2 presente nei livelli energetici.

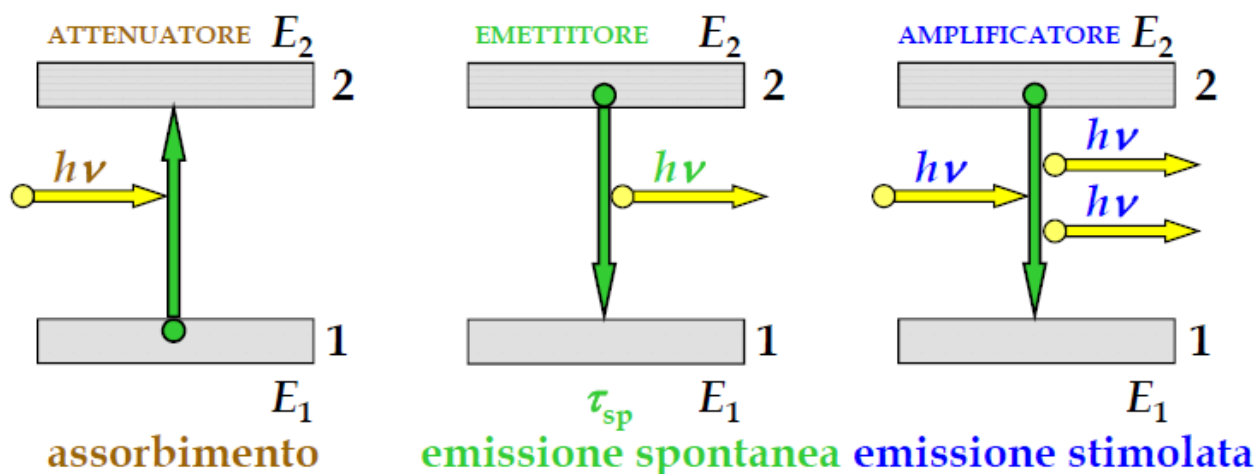


Figura 1.1 Assorbimento, emissione spontanea ed emissione stimolata

All'equilibrio termodinamico, secondo la statistica di Maxwell-Boltzman si ha $E_2 > E_1$ e $N_2 < N_1$, le possibili transizioni tra i livelli energetici sono:

- assorbimento: un fotone incidente porta un atomo dal livello E_1 al livello E_2 ;
- emissione spontanea: un atomo ritorna dal livello energetico E_2 al livello E_1 producendo l'emissione di un fotone;
- emissione stimolata: un fotone incidente produce la discesa di un atomo dal livello E_2 al livello E_1 , ottenendo così due fotoni coerenti, ossia alla stessa lunghezza d'onda λ ;

La frequenza della luce emessa o assorbita è dipendente dai livelli energetici E_1 ed E_2 secondo la relazione:

$$h\nu = E_2 - E_1 \quad (1.1)$$

A tal frequenza ν corrisponde la lunghezza d'onda λ di emissione:

$$\lambda = c \frac{E_2 - E_1}{h} \quad (1.2)$$

Dove h è la costante di Planck e vale $6,626 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ mentre c è la velocità della luce.

La popolazione di un livello energetico (numero di atomi per unità di volume) all'equilibrio termico è definita dalla statistica di Maxwell-Boltzman:

$$N = N_0 e^{-E/KT} \quad (1.3)$$

dove N_0 è la popolazione iniziale in un dato livello energetico. Quindi la popolazione al livello energetico N_2 è pari a:

$$N_2 = N_1 e^{-(E_2 - E_1)/KT} \quad (1.4)$$

Per ottenere amplificazione ottica, quindi emissione stimolata, è necessario che vi sia inversione di popolazione, ossia che il numero di atomi presenti nel livello eccitato sia maggiore di quello fondamentale ($N_2 > N_1$). Questa condizione risulta irrealizzabile in un sistema a 2 livelli, in quanto la probabilità di assorbimento del fotone è maggiore di quella di emissione in ogni istante, al limite si raggiunge la condizione $N_2 = N_1 = \frac{N_0}{2}$ quindi la probabilità che un fotone incidente venga assorbito oppure provochi emissione stimolata è la stessa, quindi il materiale è trasparente al fenomeno.

Pertanto per ottenere la condizione di inversione di popolazione è necessario utilizzare un terzo livello energetico o anche un quarto.

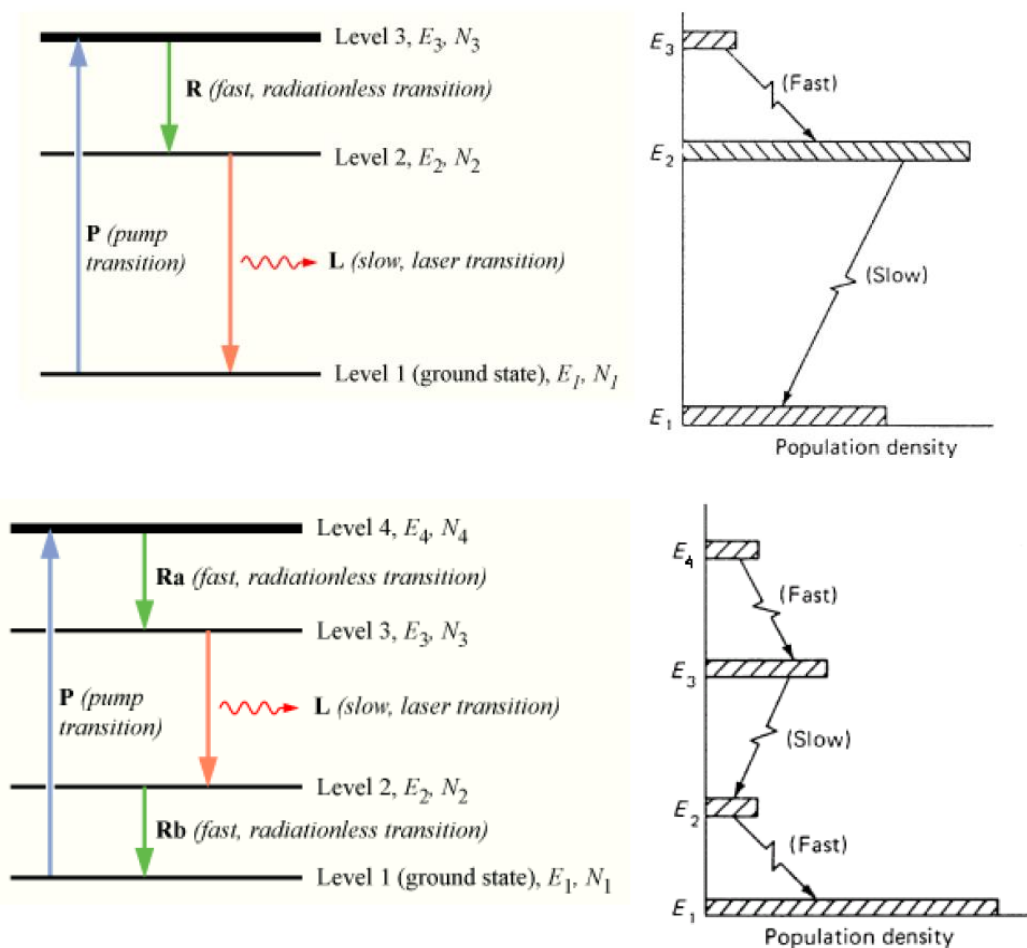


Figura 1.2 Sistema a 3 livelli, in alto e Sistema a 4 livelli in basso

Come si può vedere dalla Figura 1.2 per il sistema a tre livelli, gli atomi vengono pompati dal livello E_1 al livello instabile con energia E_3 , vi è dunque un rilassamento dello stato instabile allo stato metastabile con tempi molto rapidi e privo di emissione spontanea ovvero una transizione non radiativa. Dal livello 2 si verifica l'emissione laser a lunghezza d'onda λ_{2-1} e la conseguente diseccitazione dal livello E_2 al livello E_1 . Condizione essenziale per il funzionamento laser è che $\tau_{3-2} \ll \tau_{2-1}$, in quanto tale relazione permette un accumulo di atomi al livello 2, consentendo appunto l'inversione di popolazione.

La condizione di amplificazione è garantita se $N_2 > N_1$, tale non è di semplice realizzazione perché occorre promuovere $\frac{N}{2} + n$ atomi al livello superiore.

Sistemi a maggior efficienza constano nella presenza di 4 livelli energetici, il pompaggio prevede la transizione dal livello stabile E_1 al livello instabile E_4 , successivo decadimento non radiativo al livello metastabile E_3 , azione laser con diseccitazione al livello E_2 (instabile) ed infine una nuova transizione veloce al livello di partenza E_1 .

Nel momento in cui la popolazione sul livello E_3 , caratterizzato da un tempo di permanenza lungo, supera quella sul livello E_2 si ottiene la condizione di inversione di popolazione $N_3 > N_2$. Affinché ciò si verifichi è necessario che il tempo di decadimento spontaneo tra i livelli 4-3 sia molto minore di quello tra i livelli 2-1, ovvero $\tau_{4-3} \ll \tau_{2-1}$. Se questa condizione è soddisfatta si ha una transizione radiativa tra i livelli E_3 e E_2 .

1.3 Principi dei laser, la cavità ottica ed il materiale attivo

Consideriamo ora l'intensità luminosa $[W/m^2]$ di un'onda monocromatica che si propaga all'interno del materiale attivo (Figura 1.3).

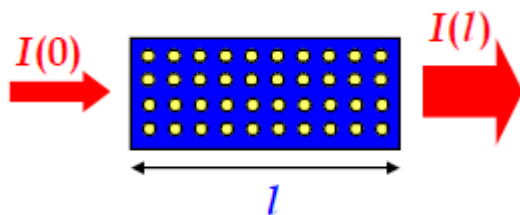


Figura 1.3 Intensità ottica nella cavità laser

L'intensità della luce all'interno della cavità ottica alla lunghezza l è data dall'equazione:

$$I(l) = I(0) e^{\sigma(N_2 - N_1)l} \quad (1.5)$$

dove σ è la cross-section di emissione $[cm^2]$. Inserendo il materiale attivo nella cavità risonante ottica, per riflessioni multiple che l'onda subisce, il numero di onde viaggianti lungo l'asse normale tra gli specchi, che attraversano continuamente il materiale attivo, aumentano sensibilmente. Grazie a ciò può avvenire un'amplificazione di luce e, se uno dei due specchi risulta essere parzialmente trasparente, parte della radiazione può uscire dalla cavità ottenendo così un fascio laser.

Quindi la cavità laser con il materiale attivo può venir classificato come oscillatore ottico, ossia un amplificatore che viene retro-azionato positivamente attraverso specchi riflettenti posti ai lati del materiale attivo, confinando in questa porzione di spazio i fotoni emessi per emissione stimolata ottenuti da alcuni atomi provenienti dal materiale attivo, preventivamente eccitato dalla corrente di pompa, ad emettere un fotone con la stessa fase e frequenza da quello incidente; si crea così un fenomeno simile ad una valanga ottica caratterizzato da un certo guadagno per unità di lunghezza ($I(l)/I(0)$), ovvero un guadagno logaritmico per unità di lunghezza pari a $g = e^{\sigma(N_2 - N_1)}$, e solo le perdite nel materiale e quelle utili (luce uscente) limitano la potenza emessa.

Le perdite sono definite dalla potenza ottica che fuoriesce dalla cavità ogni round-trip, quindi si possono definire perdite utili, e devono essere tali da non condizionare l'oscillazione presente all'interno della cavità. Quando il guadagno è sufficiente a compensare tutte le perdite si ha un'onda stazionaria che si auto sostiene, definendo l'azione laser.

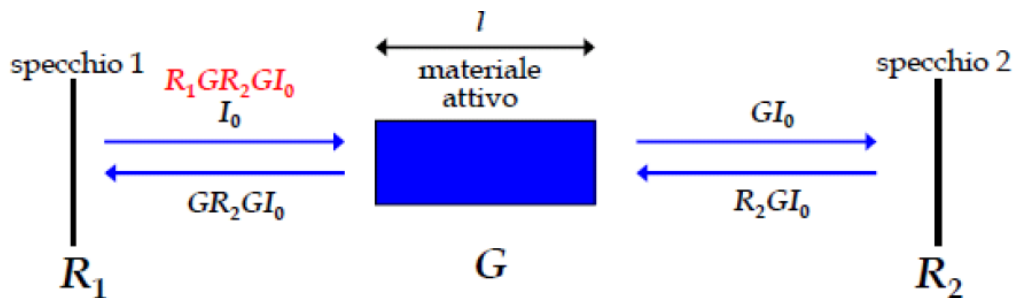


Figura 1.4 Perdite-Guadagno in un round trip

In un giro completo, round trip, deve essere verificato che : $G^2 R_1 R_2 = 1$

ovvero che:
$$\sigma(N_2 - N_1) = \frac{1}{2 \ln(R_1 + R_2)}$$

è dunque definibile una densità di popolazione a soglia $N_{th} = \frac{\gamma}{l\sigma}$ dove $\gamma = \frac{1}{2 \ln(R_1 + R_2)}$ perdite logaritmiche per singolo passaggio.

1.4 Richiami sulle strutture laser a semiconduttore e classificazione

Un diodo laser è formato da una giunzione p-n. Il pompaggio avviene tramite la ricombinazione di elettroni e lacune che emettono fotoni ad una lunghezza d'onda λ dipendente dal gap energetico tra i livelli energetici e quindi dai materiali utilizzati. Il diodo laser viene polarizzato direttamente con gli elettroni che si muovono dalla zona n alla zona p ricombinandosi con le lacune e le lacune che si muovono dalla zona p alla zona n ricombinandosi con gli elettroni. Inizialmente quindi si ha un processo di emissione spontanea, priva di coerenza spaziale e temporale. Tuttavia un elettrone e una lacuna non si ricombinano istantaneamente, ma questo fenomeno avviene dopo un tempo nell'ordine dei microsecondi. Questo permette di poter raggiungere uno stato di inversione di popolazione. Non appena un fotone con la giusta energia provoca l'emissione stimolata si innesca l'azione laser. Per i semiconduttori a gap diretto, la

ricombinazione tra un elettrone in banda di conduzione e una lacuna in banda di valenza è un processo radiativo, ossia si ha emissione luminosa prodotta dalla liberazione di energia dovuta alla ricombinazione. Invece per i semiconduttori a gap indiretto il processo di ricombinazione non produce emissione luminosa, ma l'energia provoca vibrazioni del reticolo multipli di un'unità fondamentali chiamate fononi. Nella Figura 1.5 possiamo vedere rappresentati i diagrammi a bande dei semiconduttori a gap diretto e a gap indiretto.

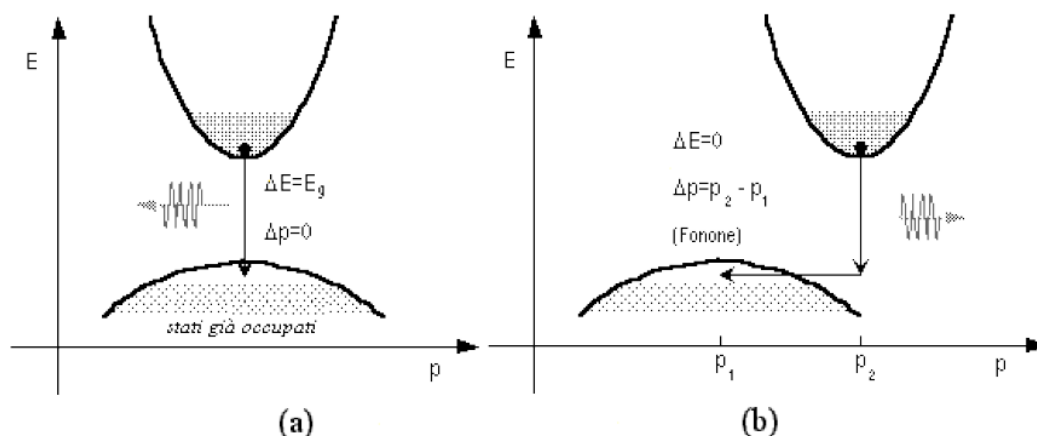


Figura 1.5 Bande energetiche di semiconduttori a gap diretto(a) e a gap indiretto (b)

Nei semiconduttori a gap diretto (come GaAs) il massimo dello stato energetico della banda di valenza è allineato al minimo stato energetico alla banda di conduzione. Quindi la transizione tra le due bande di energia può avvenire senza che venga fornita quantità di moto Δp da parte del reticolo. Al contrario per i semiconduttori a gap indiretto (come il Si), per far sì che avvenga la transizione tra i livelli energetici sono richiesti quanti di vibrazione del reticolo, chiamati fononi.

I parametri su cui si può agire per modificare le caratteristiche di un diodo laser sono il tipo di cavità ottica impiegata e la forma degli specchi semi-riflettenti necessari a realizzare la retroazione ottica.

La maggior parte dei laser a semiconduttore in commercio rientrano in tre categorie principali:

- laser a Fabry-Perot
- laser DFB e DBR
- laser VCSEL

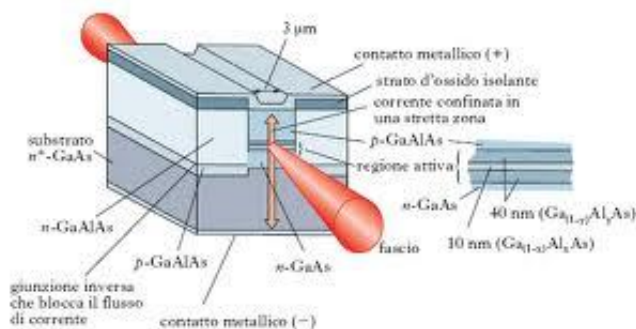


Figura 1.6 Struttura di un laser semiconduttore

All'interno della struttura viene realizzata la cavità risonante specchi ad alta riflettività. La struttura è verticale con i due elettrodi posti in alto e in basso. La corrente di pompa è quindi verticale mentre l'emissione luminosa avviene lateralmente, come mostrato in Figura 1.6.

Ovviamente maggiore è la corrente di pompa, maggiore è il guadagno ottico.

Alla condizione di inversione di popolazione corrisponde una corrente di pompa che viene definita corrente di soglia, questa condizione si ha quando il guadagno è superiore alle perdite.

Ulteriore parametro di rilievo è la slope-efficiency $\eta = \partial P_o / \partial P_{pump} < 1$ sempre.

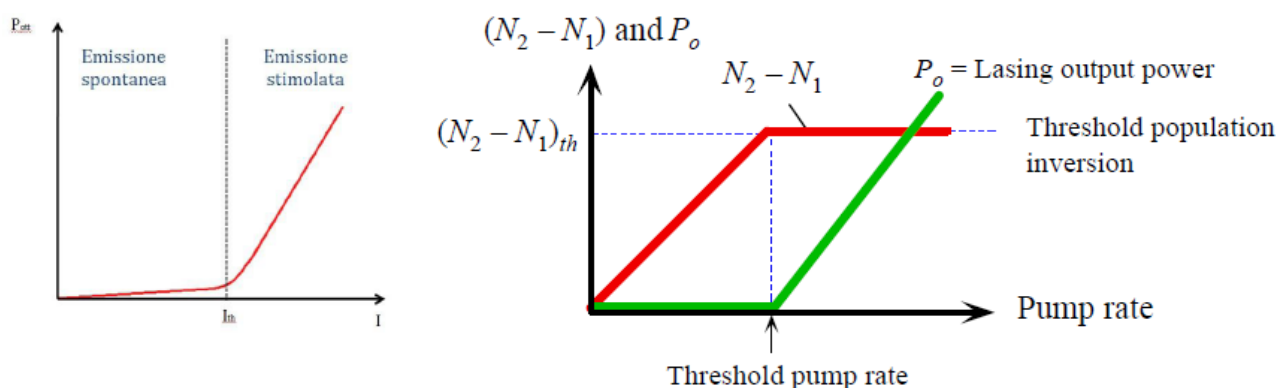


Figura 1.7 Caratteristica Corrente-Potenza di un laser

Come si può notare dalla Figura 1.7, si ha potenza ottica emessa dal laser già prima del raggiungimento del valore della corrente di soglia. Infatti in questa zona si ha un pompaggio ancora insufficiente a produrre emissione stimolata. Quindi per correnti inferiori al valore di soglia, si ha il fenomeno dell'emissione spontanea. In realtà il cambio di pendenza tra le due regioni di emissione non è così brusco. Come si vedrà nella caratterizzazione strumentale del capitolo 5, dove verranno mostrate le misure sperimentali effettuate sulle sorgenti laser utilizzati nella prototipazione, si ha un cambio di pendenza graduale che viene definito "ginocchio".

1.4.1 Laser a cavità risonante Fabry-Perot

Tale tipologia è costituita dalla classica configurazione con cavità orizzontale a specchi piani, come mostrato in Figura 1.8:

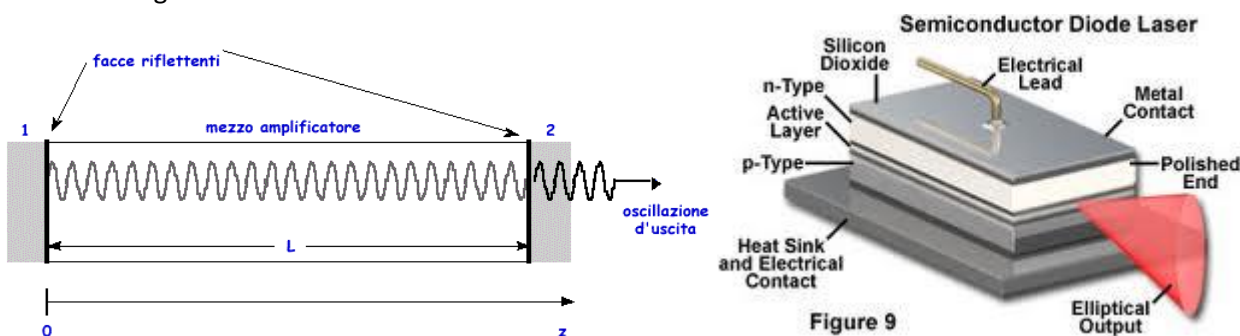


Figura 1.8 Cavità Fabry Perot e struttura semiconduttore

Normalmente la regione attiva verticalmente è sufficientemente sottile in modo da ostacolare la risonanza di modi trasversi mentre occorre minimizzare la propagazione dei modi laterali impedendo che essi possano avere un guadagno tale da sostenere l'emissione stimolata. Una semplice tecnica per minimizzare la propagazione dei modi laterali consiste nel rivestire le superfici laterali della cavità con un trattamento anti-riflesso.

I due specchi ai lati estremi della cavità permettono l'instaurarsi di uno o più modi di oscillazione stabili (onde stazionarie) realizzando una sorta di retroazione positiva, tal cavità viene caratterizzata da parametri quali: finesse F e dal fattore di merito Q , indicanti la bontà della cavità di risonanza

$$F = \frac{\Delta v_{FSR}}{\Delta v_c} = \frac{\pi \sqrt{R_1 R_2}}{1 - \sqrt{R_1 R_2}} \quad Q = \frac{v}{\Delta v_c} = \frac{v}{\Delta v_{FSR}} F \quad (1.6)$$

Considerando un round-trip, per avere azione laser è necessario che l'onda generata dalle riflessioni multiple diventi stazionaria, percorra tutta la cavità e ritorni nello stesso punto con la stessa ampiezza e la stessa fase, ossia che rispetti il criterio di Barkhausen; implicando che la lunghezza L della cavità sia un multiplo di una semi-lunghezza d'onda $\lambda/2$, ovvero

$$\lambda = \frac{2l n}{m} \text{ con } m \in \mathbb{Z} \Rightarrow v = \frac{m c}{2l} \quad (1.7)$$

dove n indica l'indice di rifrazione della cavità-materiale attivo, m è il modo m -esimo e L è la lunghezza del risonatore e c è la velocità della luce.

Si deve dunque verificare la condizione:

$$I(l) = I(0) e^{2gL} e^{-2\alpha_{int}L} R_1 R_2 e^{-j4\pi n L \lambda} \quad (1.8)$$

dove g è il guadagno logaritmico per unità di lunghezza, α_{int} è l'attenuazione logaritmica per unità di lunghezza dovuta alle perdite, R_1 ed R_2 sono la riflettività degli specchi, la componente $e^{-j4\pi n L \lambda}$ indica lo sfasamento tra l'onda di partenza e quella di ritorno.

Dall'equazione precedente, il guadagno d'anello risulta essere

$$G_{loop} = \frac{I(l)}{I(0)} = e^{2gL} e^{-2\alpha_{int}L} R_1 R_2 e^{-j4\pi n L \lambda} \quad (1.9)$$

Imponendo le condizioni di Barkausen si ha

$$\begin{cases} |G_{loop}| = 1 \\ \angle G_{loop} = 0^\circ \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} g = \alpha_{int} + \gamma & (1.10 a) \\ & (1.10 b) \end{cases}$$

L'equazione (1.9) mostra che il guadagno del materiale attivo deve uguagliare le perdite intrinseche e quelle volontariamente prodotte per permettere l'uscita del raggio laser dalla cavità ottica. La seconda relazione (1.10) esprime il legame logaritmico tra l'attenuazione dovuta alle perdite dovute alla non totale riflettività degli specchi.

Considerando un guadagno g costante in frequenza, si instaurerebbero infiniti modi longitudinali equispaziati in frequenza della quantità $\Delta v_{FSR} = \frac{c}{2l}$ definita come free-spectral range.

Tuttavia, a causa della ristretta banda di g , solo alcuni modi vedono $G_{loop} > 1$ mentre tutti gli altri vengono filtrati ed attenuati, il netto è che il fascio di luce in uscita presenta solo alcuni modi (laser multi-modo longitudinale), o addirittura uno solo (laser mono-modo longitudinale) Figura 1.9.

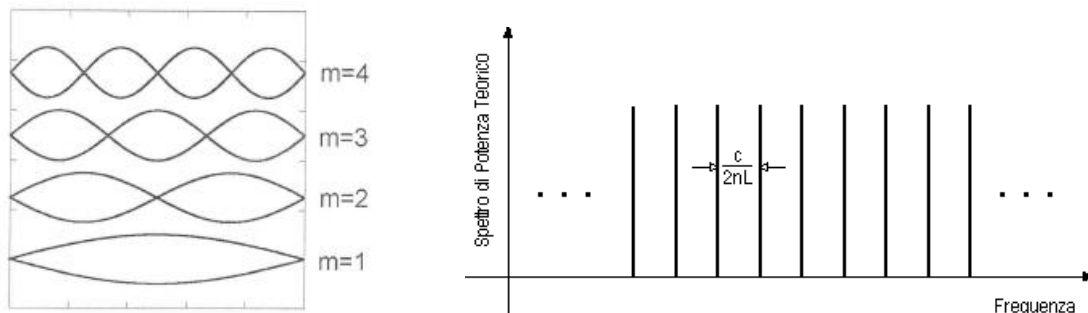


Figura 1.9 Spettro di Potenza di una cavità Fabry-Perot teorico

Un'altra non idealità afferisce al funzionamento del laser, l'allargamento di riga che definisce una non perfetta monocromaticità dovuto allo splittamento dei livelli energetici che definiscono l'azione laser.

Il problema si scinde in:

- allargamento di riga omogeneo, lorentziano: tutti gli atomi dell'intero sistema ottico che vengono eccitati subiscono collisioni definendo una non coerenza della luce uscente, indicando con τ_c il tempo di coerenza ottenendo un allargamento collisionale $\Delta\nu_{FWHM}^{omo} = \frac{1}{2\pi\tau_c}$

Tal tempo di coerenza è direttamente collegato con il concetto di coerenza spaziale.

- allargamento di riga non omogeneo, gaussiano: tutti gli atomi che emettono fotoni si comportano come sorgenti in movimento che emettono a frequenza ν_0 rispetto ad un osservatore stazionario, dunque non subisce alterazioni la riga connessa al singolo modo ma si crea una dispersione delle righe centrali, ottenendo $\Delta\nu_{FWHM}^{non\ omo} = 2\nu_0 \sqrt{\frac{2KT \ln 2}{\bar{m}c^2}}$ dove \bar{m} indica la massa dell'atomo sorgente.

Per i cristalli causato dalle imperfezioni (disomogenee) che causano la variabilità locale del campo elettrico e diverso allargamento locale per effetto Stark.

La sovrapposizione dei concetti sopra esposti genera il profilo di trasmissione del laser (Profilo di Voigt) che è la convoluzione del profilo lorentziano e gaussiano

$$T(\varphi) = \frac{(1-R)^2}{1+R^2-2R \cos \varphi} = \frac{1}{1+F \sin^2(\frac{\varphi}{2})} \quad (1.11)$$

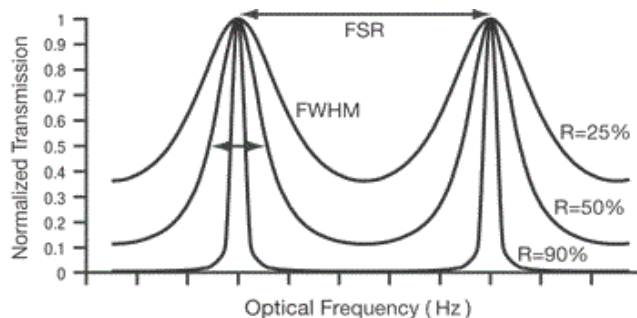


Figura 1.10 Profilo di Voigt

Aggiungendo anche la dipendenza del guadagno g in frequenza si ottiene il profilo di trasmissione completo

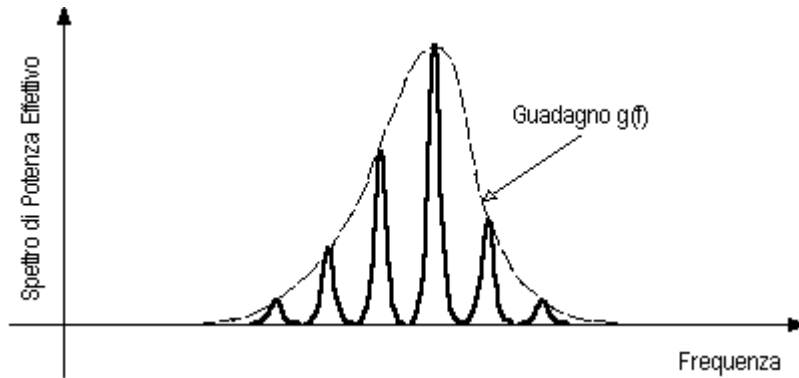


Figura 1.11 Spettro di Potenza di una cavità Fabry-Perot reale

La condizione di mono-modalità la larghezza di banda del materiale attivo BW_g deve essere inferiore alla distanza tra due modi $\Delta\nu_{FSR}$, in modo tale che gli altri modi diversi da quello fondamentale vengano soppressi fuori banda.

1.4.2 Laser DFB (Distributed Feeb-Back)

Il principio di funzionamento è simile a quello del Fabry-Perot ma con la differenza che non sono presenti due specchi separati e definiti ma bensì uno strato corrugato adiacente allo strato attivo che crea una perturbazione periodica dell'indice di rifrazione, come illustrato nello schema in Figura 1.12.

Questo meccanismo, detto riflessione di Bragg, dando origine ad una retroazione distribuita lungo la cavità stessa.

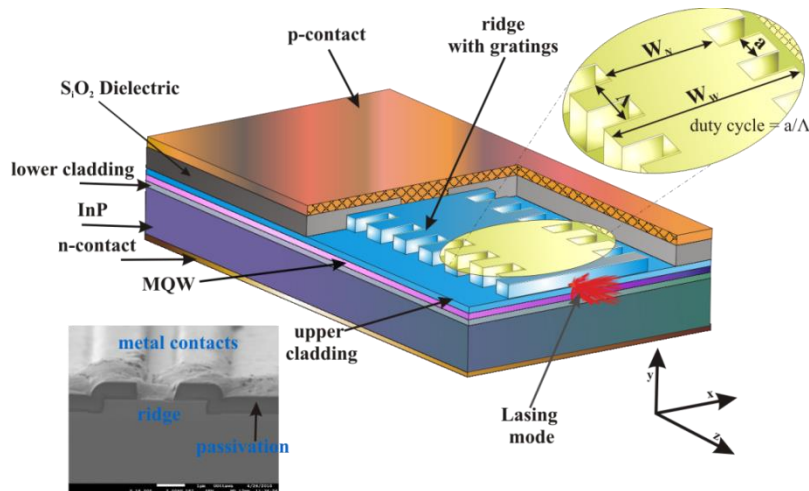


Figura 1.12: Schema illustrativo di un laser DFB

Definito Λ la periodicità spaziale delle corrugazioni, si ha una reazione ottica quando Λ è multiplo di metà della lunghezza d'onda incidente, ovvero $\Lambda = \frac{\lambda}{2 n_{eff}} m$ viene creata una interferenza costruttiva ed una porzione della luce può essere riflessa mentre le altre lunghezze d'onda interferiscono distruttivamente e non vengono riflesse.

Tale tipologia di laser DFB esibisce uno spettro praticamente monocromatico, esiste una categoria di questi laser chiamata riflettori di Bragg distribuiti (LD DBR, *Distributed Bragg Reflector*) che opera in maniera analoga ad il laser DFB con la differenza che la diffrazione di Bragg è realizzata in una regione diversa da quella attiva. Questa tipologia di laser nasce dall'esigenza di rendere meno dipendente l'indice di rifrazione

all'interno della cavità da cambiamenti di temperatura e del flusso di elettroni.

La realizzazione di questi dispositivi è molto raffinata e questo incide molto sul costo finale della sorgente.

1.4.3 Laser VCSEL (Vertical Cavity Surface Emitting Laser)

Questi dispositivi, a differenza dei precedenti, hanno l'asse ottico posizionato lungo la stessa direzione della propagazione di corrente e in Figura 1.13 ne è schematizzata la struttura.

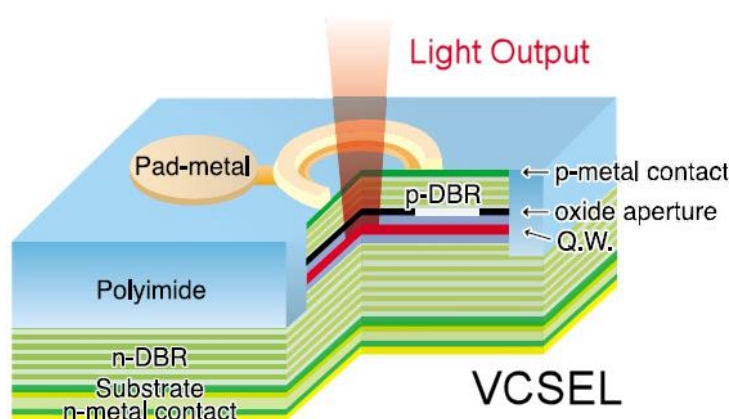


Figura 1.13 Schema illustrativo di un laser VCSEL

La particolarità fondamentale dei laser VCSEL è l'aver una cavità molto inferiore alle dimensioni laterali del dispositivo e la luce viene emessa dalla superficie anziché dai bordi laterali. Data la ridotta cavità, a pari guadagno g occorre aumentare la riflettività degli specchi al fine di avere un guadagno d'anello maggiore di uno; per questo motivo vengono realizzati specchi composti da parecchi strati dielettrici (circa una trentina) con indice di rifrazione alternato di spessore pari a $\lambda/4$.

Sostanzialmente sono due riflettori di Bragg, posti però verticalmente. La principale limitazione di questo dispositivo è la bassa potenza di emissione per via degli specchi fortemente riflettenti ma date le sue ridotte dimensioni è possibile affiancare più diodi laser per aumentare la potenza totale del fascio ottico creando un array di elementi attivi.

La caratteristica che premia i VCSEL è la ristretta larghezza di riga dell'unico modo oscillante; proprio grazie alle sue ridotte dimensioni di cavità, la distanza spettrale tra i modi risulta essere tipicamente maggiore della banda del guadagno BW_g .

1.5 Profilo trasversale dei modi d'uscita

Come su detto, i modi longitudinali in una cavità laser possono essere singoli (fondamentale) o multipli (superiori) ed essi sono associati alla dimensione longitudinale della cavità laser e in tale solo alcuni modi possono dare onde stazionarie, come visto precedentemente nel paragrafo 1.4.1.

Il modo fondamentale TEM_{00} risulta essere caratterizzato da una gaussiana 2D scrivibile con intensità ottica pari a

$$E = E_0 e^{-\frac{x^2+y^2}{w_0^2}} \quad I = \frac{|E||E^*|}{\eta_0} = I_0 e^{-2\left(\frac{x^2+y^2}{w_0^2}\right)} \quad (1.12)$$

e rappresentato in figura 1.14a, dove η_0 rappresenta l'impedenza caratteristica del vuoto, w_0 rappresenta la dimensione della macchia in uscita dal laser per il modo fondamentale che racchiude l'86.5% della potenza ottica uscente.

Considerando anche la dimensione trasversale della cavità laser si instaurano altri modi al di fuori di quelli longitudinali definito come modi superiori TEM_{lt} risulta essere dipendente dal modo voluto e con simmetria 2D e scrivibile in funzione del campo elettrico come

$$E = E_0 H_l\left(\frac{\sqrt{2}x}{w_0}\right) H_t\left(\frac{\sqrt{2}y}{w_0}\right) e^{-\frac{x^2+y^2}{w_0^2}} \quad (1.13)$$

e rappresentati in figura 1.14b, dove H_l, H_t rappresentano i polinomi di Hermite di ordine l, t che definisce in numero di nodi rispettivamente con l'asse x e l'asse y. All'aumentare dell'ordine del modo aumenta la dimensione di macchia del laser a $w_{0,l-t} > w_0$.

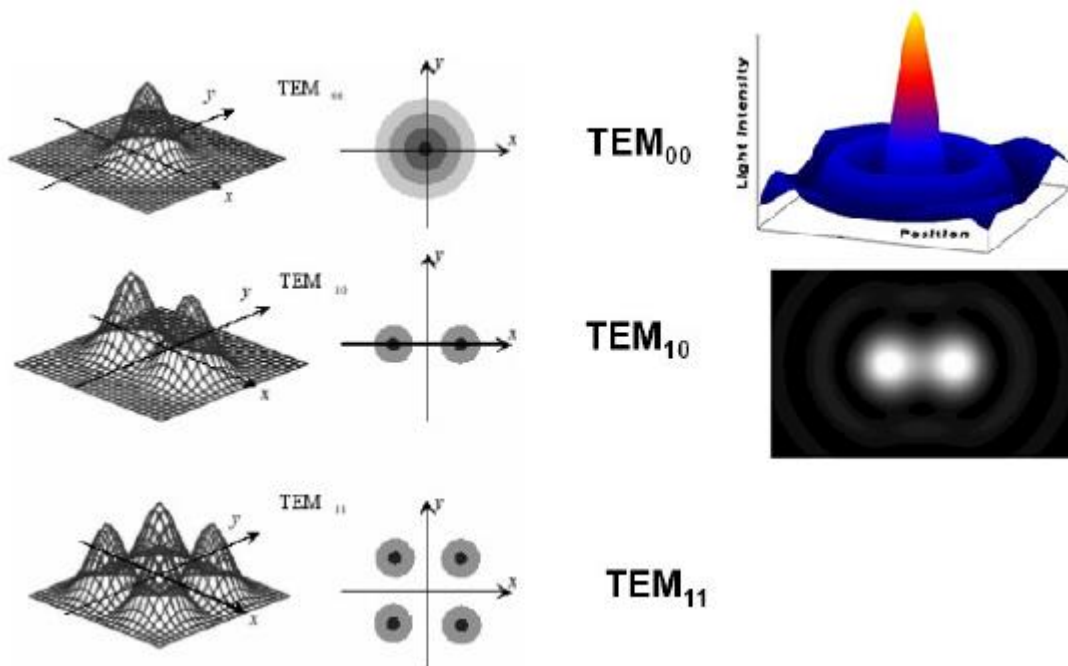


Figura 1.14 Profili di emissione a singolo modo (a), e multi-modo (b)

1.6 Sicurezza laser

A causa dell'intensità luminosa della luce laser, ci sono notevoli rischi per la salute umana in particolare a livello oculare e nei casi peggiori a livello cutaneo. Per questo motivo esistono diverse classi di sicurezza definite secondo il parametro LEA, ossia il Limite di Emissione Accettabile.

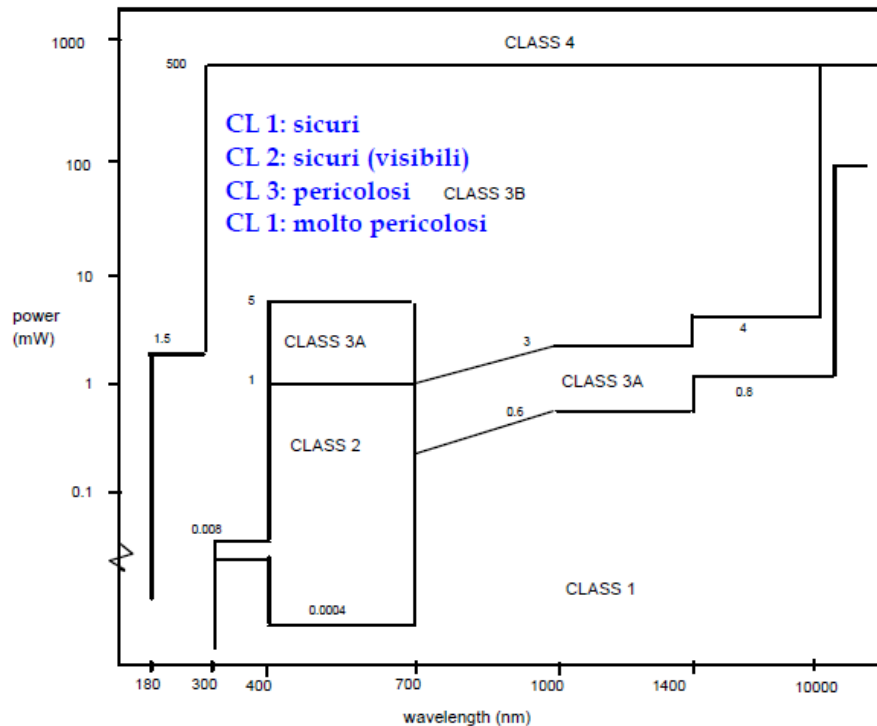


Figura 1.15 Diagramma di Laser safety

Ciascuna categoria di rischio è definita in base alla lunghezza d'onda di emissione λ , dalla potenza ottica, dal duty-cycle e dal tempo di esposizione. La potenza ottica che viene considerata per un dispositivo che utilizza un LASER è definita secondo la potenza ottica media emessa dal dispositivo. Ciascun apparato utilizzante un dispositivo LASER può essere collocato all'interno di 5 classi di sicurezza: 1, 2, 3A, 3B, 4. Il rischio e i potenziali danni aumentano a mano a mano che aumenta il numero della classe di sicurezza, come mostrato in Figura 1.15.

- Classe 1: è la classe che prevede un utilizzo senza precauzione dei dispositivi, in quanto le potenze ottiche di emissione sono così basse che non ci sono rischi per l'occhio umano anche se la luce non è visibile; appartengono quindi a questa classe le apparecchiature sicure in ogni condizione di utilizzo;
- Classe 2: questa classe è definita solo per il range di lunghezze d'onda visibile, ossia quelle comprese tra 400 nm e 700 nm; nel caso di visione sull'occhio umano si ha un riflesso inconscio palpebrale che protegge da potenziali danni limitando il tempo di esposizione;
- Classe 3A: per questi dispositivi la visione diretta inizia ad essere pericolosa, è quindi necessario affiggere un cartello che avverta della eventuale presenza di luce laser; è bene fissare la quota del

Richiami dei principi dei Laser

- fascio ad una altezza superiore rispetto a quella dell'occhio umano e che vada ad incidere su superfici riflettenti;
- Classe 3B: la visione diretta diventa molto pericolosa per queste apparecchiature e il fascio deve essere controllato da personale opportunamente formato; il fascio deve essere fatto terminare su una superficie assorbente ed in grado di disperdere il calore;
- Classe 4: è la classe più pericolosa in quanto causa danni all'occhio e può essere causa anche di lesione cutanee ed incendi; anche la luce retro diffusa può essere causa di lesioni; per questo motivo il fascio deve essere confinato all'interno di strutture metalliche di protezione; il dispositivo può funzionare solo ed esclusivamente in presenza del personale formato e munito di protezioni oculari e di vestiti appositi.

1.7 Laser utilizzati

Per la realizzazione del prototipo, sono state prese in considerazione quattro diodi laser diversi con annesso fotodiodo interno, entrambi con una struttura di case TO che ne facilita l'utilizzo.

Le motivazioni della scelta delle sorgenti scaturiscono dall'analisi di alcuni parametri per lo sviluppo della struttura analizzati nel paragrafo 2.6.

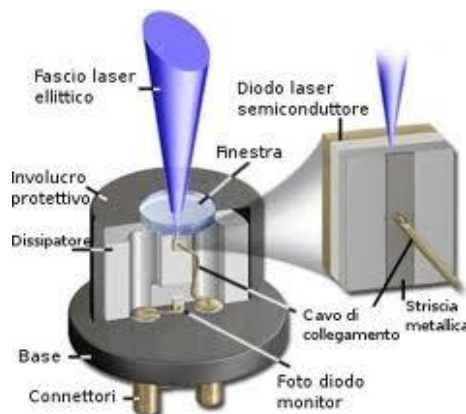


Figura 1.16 Anatomia di un diodo laser case TO

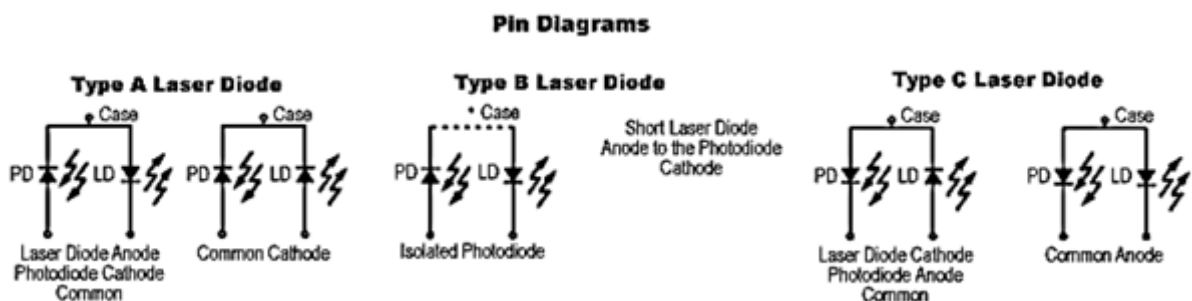


Figura 1.17 Configurazioni possibili pin laser

È possibile osservare che i laser di tipo A e C presentano esternamente tre piedini mentre il laser in classe B fornisce un interfacciamento esterno a quattro pin.

- ML1210F di tipo DFB in InGaAs emittente a 1310 nm con piedinatura laser diode anode, photodiode anode common, prodotto dalla Modulight.

La corrente di alimentazione scelta è di 25mA su un massimo di 32 mA a cui eroga una potenza ottica di 7 mW.

Date le sue buone caratteristiche, si presta bene alle misure interferometriche; tuttavia è il più costoso e non emettendo nel visibile rende difficoltosa la focalizzazione ed allineamento.

- HL7851G di tipo Fabry-Perot in GaAlAs emittente a 785 nm con piedinatura laser diode anode, photodiode anode common e prodotto dalla Hitachi.

La corrente di polarizzazione è di 70mA su un massimo di 135 mA ed eroga una potenza ottica di 15 mW oltre la quale il comportamento è decisamente buono per l'impiego in configurazioni di self-mixing, sia su superfici riflettenti che diffuse. Il suo costo è abbastanza contenuto.

Tuttavia la sua potenza emessa può risultare pericolosa se il fascio è a diretto contatto con l'utente e quindi il dispositivo può trovar impiego solo in determinate applicazioni.

- DL7140-201S di tipo Fabry-Perot laser emittente a 785 nm piedinatura diode anode photodiode anode common e prodotto dalla Sanyo.

La differente piedinatura implica l'inserimento di un sottocircuito aggiuntivo per l'indirizzamento corretto della corrente sia nel laser che nel fotodiodo come verrà mostrato nel seguito.

La corrente di polarizzazione è di 80 mA su un massimo di 100 mA ed eroga una potenza ottica di 50 mW oltre la quale il comportamento è decisamente buono per l'impiego in configurazioni di self-mixing, sia su superfici riflettenti che diffuse. Il suo costo è abbastanza contenuto.

Tuttavia la sua potenza emessa può risultare pericolosa se il fascio è a diretto contatto con l'utente e quindi il dispositivo può trovar impiego solo in determinate applicazioni.

- QL78J6SA di tipo quantum-well in AlGaAs emittente a 780 nm con piedinatura laser diode anode, photodiode anode common e prodotto dalla Qsi.

La corrente di polarizzazione è di 50 mA su un massimo di 75 mA. Tale laser è stato scartato con alcuni test preparatori al prototipo perché suscettibile al fenomeno di mode-hopping.

Per lo sviluppo di questo progetto la focalizzazione è sulle seguenti sorgenti: HL7851G, DL7140-201S e ML1210F. E' possibile consultare i datasheet dei laser in Appendice A.

Capitolo 2

Interferometria a retro-iniezione

In questo capitolo verranno affrontati i principi di base dell'interferometria classica e self-mixing con le relative equazioni fondamentali. Verranno poi esposte le limitazioni intrinseche della misura interferometrica ed i fattori limitanti le qualità del segnale interferometrico. Infine verrà discussa la possibilità dello sviluppo di un misuratore di distanza assoluta con un sistema di retro-iniezione self-mixing.

2.1 Principi di funzionamento dell'interferometria

L'interferometria è una tecnica che si basa sulla sovrapposizione di due o più fasci ottici emessi da una sorgente coerente, Figura 2.1, in accordo con la teoria ondulatoria della luce. Il principio basilare di una rilevazione coerente (battimento o rilevazione eterodina), svolta da un fotodiodo, tra due segnali ottici provenienti da cammini diversi, uno proveniente da un cammino di riferimento e l'altro da un cammino di misura, ambedue caratterizzati da un campo elettrico secondo la teoria ondulatoria.

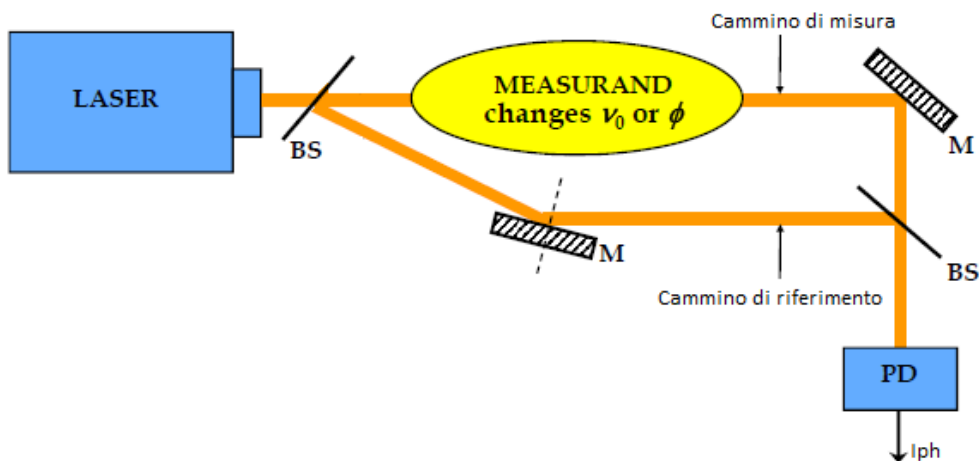


Figura 2.1 Schema battimento laser

Indicando con

$$E_r(t) = E_r e^{-j[2\pi\nu_r t + \varphi_r(t)]} \triangleq \text{campo elettrico dell'onda di riferimento} \quad (2.1)$$

$$E_m(t) = E_m(1 + a(t))e^{-j[2\pi\nu_m t + \varphi_m(t)]} \triangleq \text{campo elettrico dell'onda di misura}$$

dove $a(t)$ rappresenta un rumore di ampiezza del campo elettrico legato a fluttuazioni temporali causate da variazioni di pompaggio e/o dalle perdite in cavità che generano delle oscillazioni di rilassamento che si

smorzano esponenzialmente con costante di tempo opportuna pari a $\tau_{rin} = \frac{2\tau_{sp}}{P/P_{th}}$.

Ed imponendo per semplicità che $\varphi_r(t) = 0$, il battimento tra i due campi elettrici sarà la somma vettoriale dei rispettivi, $E_t(t) = E_r(t) + E_m(t)$ corrispondente ad una potenza di

$$P(t) = \frac{|E_t(t)|^2}{\eta_0} S \quad (2.2)$$

dove S rappresenta l'area sensibile del fotodiode e η_0 l'efficienza quantica.

Ad essa sarà dunque associata una corrente fotogenerata pari a

$$I(t) = \sigma P(t) \quad (2.3)$$

dove σ rappresenta la responsività del fotodiode.

Svolgendo i calcoli, partendo dalla (2.2) e sostituendo i rispettivi campi elettrici (2.1), si giunge a

$$\begin{aligned} P(t) &= P_m(t) + P_r(t) + 2\sqrt{P_m(t)P_r(t)}(1+a(t))\cos[2\pi(v_r - v_m)t - \varphi(t)] = \\ &= \{P_m(t) + P_r(t)\} \left\{ 1 + 2\frac{\sqrt{P_m(t)P_r(t)}}{P_m(t) + P_r(t)}(1+a(t))\cos[2\pi(v_r - v_m)t - \varphi(t)] \right\} = \\ &= \{P_m(t) + P_r(t)\} \{1 + V(1+a(t))\cos[2\pi(v_r - v_m)t - \varphi(t)]\} = \\ &= \frac{S}{\eta_0} \{E_m^2 + E_r^2 + 2E_mE_r(1+a(t))\mathcal{R}e\{e^{j(\phi_m - \phi_r)}\}\} \quad (2.4) \end{aligned}$$

dove V rappresenta la visibilità delle frange interferometriche. In Figura 2.2 viene rappresentato il segnale di battimento normalizzato al variare di V

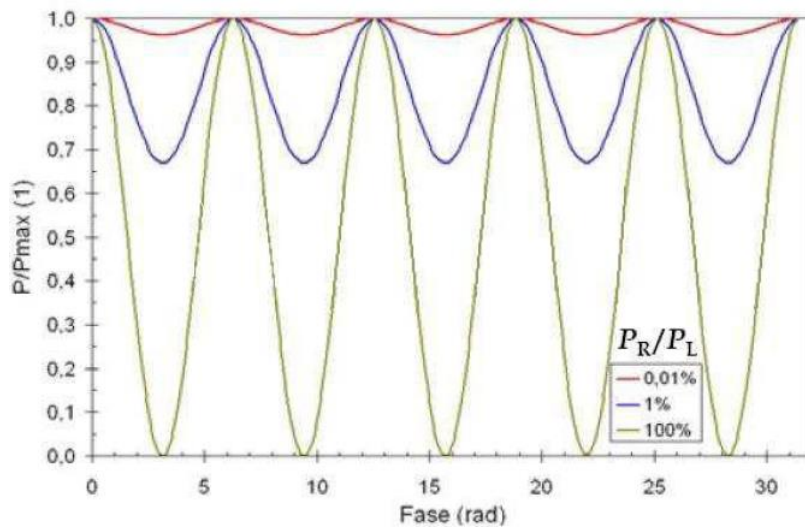


Figura 2.2 Andamento del segnale di battimento al variare di V

Dalla (2.4) deriva una corrente fotogenerata, trascurando il termine di rumore d'ampiezza $a(t)$, pari a

$$I_{ph} = I_m + I_r + 2\sqrt{I_m I_r} \cos(\phi(t)) = (I_m + I_r)(1 + V \cos(\phi_m - \phi_r)) \quad (2.5)$$

Come possiamo notare dall'equazione (2.5) è presente una componente continua dovuta al raggio presente sul cammino di riferimento I_r e una dovuta al raggio del cammino del misurando I_m . La terza componente è quella della fase interferometrica.

Mantenendo costante il termine ϕ_r la corrente fotogenerata dipende della fase ϕ_m ed è possibile ricavare l'informazione dello spostamento del bersaglio in base all'andamento del segnale, quindi la variazione di spostamento tra i due cammini viene rilevata come una variazione di fase sul segnale interferometrico.

Esplicitando l'espressione della differenza di fase totale $\phi(t)$ in funzione delle dimensioni geometriche dell'apparato, ne deriva:

$$\phi = \phi_m - \phi_r = 2k (s_m - s_r) \quad (2.6)$$

Dove k rappresenta il numero d'onda $k = 2\pi/\lambda$.

La particolarità di questo segnale è quella di esser periodico per sfasamenti totali ϕ pari a 2π , che corrispondono ad uno spostamento di s_m pari a $\lambda/2$ (con λ lunghezza d'onda del laser).

2.1.1 Interferometria classica o esterna

La più semplice e classica configurazione ottica viene definita interferometro di Michelson, mostrato in Figura 2.3

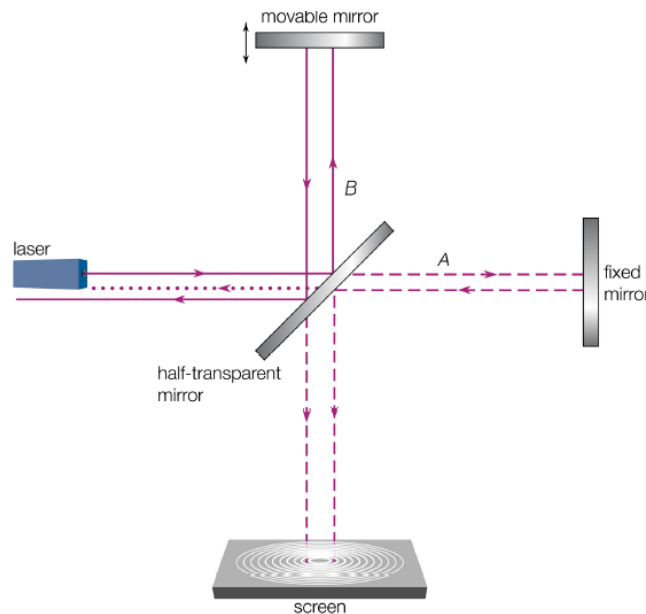


Figura 2.3 Interferometro di Michelson

È costituito da una sorgente laser, un divisore di fascio uno specchio semiriflettente (beam-splitter) con il compito di generare due cammini ottici indipendenti, per l'appunto braccio di misura e braccio di riferimento, due specchi posti uno sul cammino di riferimento e uno sul bersaglio e un fotodiode sul quale incidono contemporaneamente i due fasci. Le variazioni della differenza di percorso tra il primo ed il secondo fascio rappresentano l'informazione di distanza. Successivamente, grazie agli specchi posti alle estremità dei due bracci, i due fasci vengono riflessi e congiunti nello stesso punto sullo specchio semiriflettente; un fotodiode posto di fronte al punto di incidenza genererà una corrente proporzionale all'intensità del fascio ottico dato dalla sovrapposizione dei due.

Per quanto già enunciato nel paragrafo introduttivo 2.1, equazione (2.6), è possibile osservare la generazione di una frangia interferometrica per ogni spostamento pari a mezza lunghezza d'onda, dunque la risoluzione dello strumento è pari a $\Delta s = s_m - s_r = \lambda/2$.

Notiamo che la risoluzione spaziale risulta essere direttamente proporzionale alla lunghezza d'onda del laser sotto esame.

Tal tipo di interferometro ha quattro svantaggi molto rilevanti:

- la retro-iniezione indesiderata di luce all'interno della cavità ottica del laser con conseguente modulazione diretta della potenza ottica trasmessa (eliminabile mediante l'uso di corner-cube e cube beam-splitter al posto degli specchi, prende nome di configurazione di Twyman-Green);
- difficoltà pratica nell'allineamento dei due specchi rendendo quindi complesso far incidere nello stesso punto i due fasci, necessaria dunque una particolare ottica di collimazione e di un bersaglio cooperativo che purtroppo non è sempre possibile avere, in quanto per alcune applicazioni la misure non deve essere invasiva;
- ambiguità del verso di spostamento in corrispondenza del massimo o minimo del segnale generato, come predicibile osservando intuitivamente la (2.5) ne consegue che l'interferometro di Michelson è in grado di misurare unicamente il modulo dello spostamento, creando ambiguità in merito al segno dello spostamento a causa della presenza della funzione pari del coseno, come mostrato in

Figura 2.4

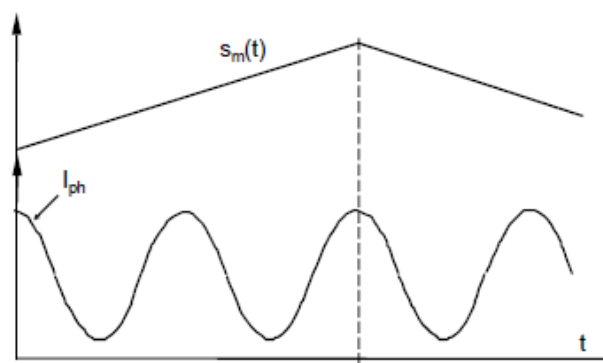


Figura 2.4 Ambiguità segno spostamento

Per risolvere tal problema si possono adottare interferometri a doppio fascio oppure interferometri a due frequenze;

- costo che si aggira intorno alle diverse decine di migliaia di euro perché le sorgenti luminose utilizzate non sono diodi laser a semiconduttore, bensì HeNe laser a gas. Questo comporta anche un notevole svantaggio di avere un ingombro molto maggiore.

2.1.2 Interferometria self-mixing o interna

Gli interferometri alla Michelson presentati nel paragrafo (2.1.1) sono misuratori di distanza che necessitano di ottiche apposite di collimazione e da ingombro/costo considerevole. Con la tecnica a self-

mixing è possibile realizzare uno strumento con solamente una sorgente laser a singolo modo e una lente di focalizzazione del fascio ottico. Il fotodiodo rivelatore utilizzato per acquisire il segnale interferometrico è quello integrato nel package del laser. Non è necessaria alcuna lente di focalizzazione sul bersaglio, poiché con questa tecnica si opera anche con bersaglio non cooperativo.

Lo schema di principio è mostrato in Figura 2.5.

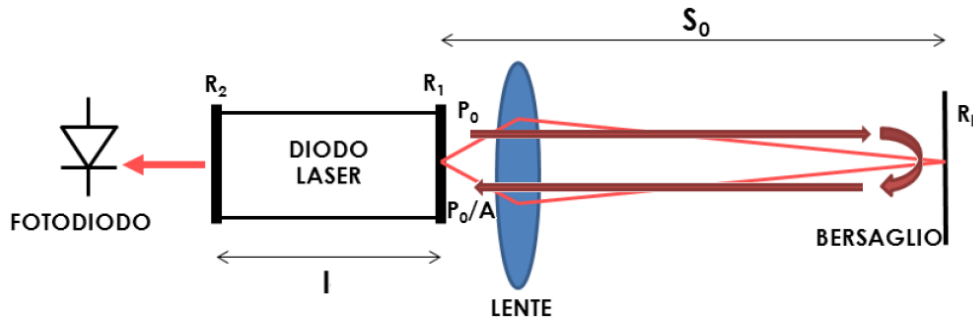


Figura 2.5 *Interferometro self-mixing*

Il laser emette una potenza ottica pari a P_0 focalizzata sul bersaglio, che si comporta da sorgente luminosa diffusiva. Parte della luce riflessa o diffusa rientra nella cavità del laser (sempre attraverso la lente, ma nel senso opposto) con una potenza $P_r = \frac{P_0}{A}$, dove A è il coefficiente di attenuazione del cammino ottico ed è ovviamente maggiore di 1, dando origine a battimento con l'onda presente in cavità, come visto nel paragrafo introduttivo 2.1 nelle equazioni (2.4 e 2.5). A questo punto si instaura un particolare fenomeno (a livello di dispositivo) per cui, in base allo sfasamento tra l'onda originaria e quella retro-iniettata, vengono modulate alcune caratteristiche del laser come la corrente di soglia e la slope-efficiency. Ipotizzando di polarizzare il laser con corrente costante, ne consegue che la potenza ottica istantanea emessa dal laser dipenderà dall'angolo di sfasamento tra le due onde, visto nell'equazione (2.6).

E' possibile ri-analizzare il fenomeno in termini di modulazione, il campo E_r in cavità viene modulato AM ed FM dal campo E_m retro-iniettato, è possibile tradurre graficamente in modo vettoriale il fatto rappresentando il campo elettrico oscillante all'interno della cavità come un vettore rotante nel piano delle fasi alla frequenza ottica ν_r , che rappresenta la portante di modulazione, mentre il campo elettrico dell'onda di rientro invece, è rappresentata come un vettore di ampiezza ridotta che si somma al precedente (portante) creando sia modulazione di ampiezza che di frequenza.

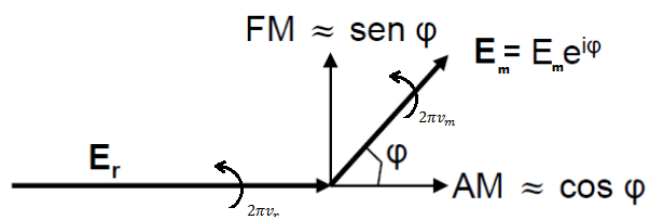


Figura 2.2 *Modulazione AM e FM del campo elettrico sottoposto a retro iniezione ottica*

La componente di modulazione di ampiezza è pari a $E_m \cos \phi$, mentre quella di frequenza è pari a $E_m \sin \phi$.

Sono dunque presenti due canali di misura da cui è possibile estrarre l'informazione e ottenere una misura priva di ambiguità del segno/verso dello spostamento che si aveva con interferometro di Michelson.

La corrente presente sul fotodiodo di monitor è pari a:

$$I_{ph} = I_0(1 + m_{AM} \cos[2\pi\nu_r(1 + m_{FM})t]) \quad (2.7)$$

Realmente però, se si utilizza come sorgente un laser a semiconduttore, la componente FM presente sul fotodiodo è impossibile da estrarre perché ha frequenze da $1 \div 35 \text{ MHz}$, l'unica componente che è visibile con esattezza sul fotodiodo è quella della modulazione di ampiezza secondo l'equazione:

$$I_{ph} = I_0(1 + m_{AM} \cos[2\pi\nu_r t]) \quad (2.8)$$

Dato però le non linearità dei materiali semiconduttori in uso il termine $\cos[2\pi\nu_r t] = \cos \phi$ avrà una forma differente da quella cosinusoidale e verrà indicata con $F(\phi(t)) = F(2ks(t))$, pertanto la potenza ottica incidente sul fotodiodo e la rispettiva corrente fotogenerata saranno:

$$\begin{aligned} I_{ph} &= I_0(1 + m_{AM}F(\phi(t))) \\ P_{ott PD} &= P_0(1 + m_{AM}F(\phi(t))) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Dove m_{AM} è la profondità di modulazione, mentre $F(\phi(t)) = F(2ks(t))$, è una funzione con periodicità 2π e con valori compresi tra -1 e 1 e verrà meglio definita nel paragrafo 2.5 di questo capitolo.

2.2 Limiti dell'interferometria

Le prestazioni di misura di un interferometro possono essere limitate da diverse cause, le quali saranno analizzate nel corso di questo paragrafo.

- La prima limitazione legata al piano spostamento-frequenza può essere riassunta nel diagramma di Wegel, rappresentato in Figura 2.3.

Il segmento (1) definisce il minimo spostamento misurabile limitatamente al rumore di fondo del fotodiodo o alla risoluzione intrinseca dello strumento; il segmento (2) definisce il massimo spostamento ammissibile del target affinché il sistema ottico funzioni correttamente; il segmento (3) definisce la minima frequenza di vibrazione del bersaglio in accordo alla banda minima di segnale dell'elettronica di elaborazione; il segmento (4) definisce la massima frequenza di vibrazione del bersaglio in accordo alla massima banda di segnale dell'elettronica di elaborazione; il segmento (5) definisce la velocità limite di spostamento massimo (che si mantiene costante lungo la linea) ed è funzione di v_o e dell'ampiezza di oscillazione. Tale limite è dovuta all'effetto Doppler ovvero:

$$\Delta f_{doppler} = \frac{2v_{target}v_o}{c} \leq B_{max} \quad (2.10)$$

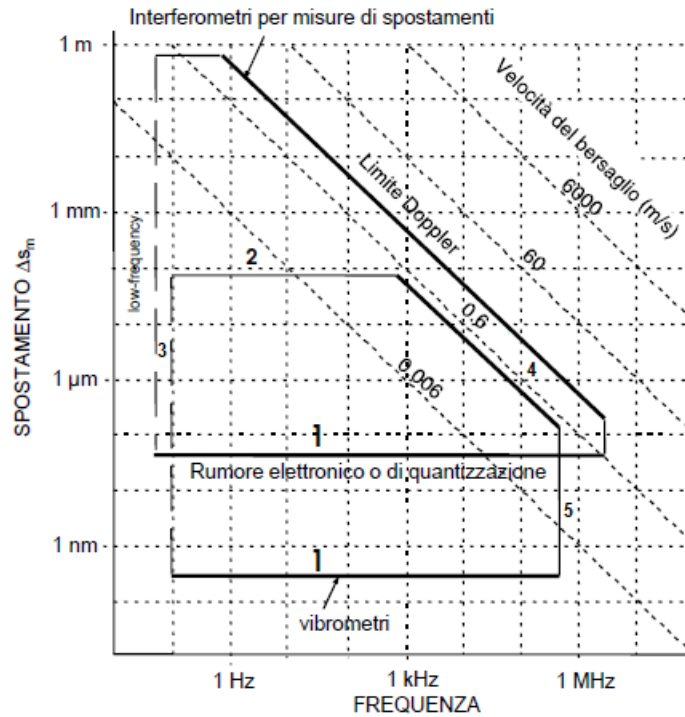


Figura 2.3 Diagramma di Wegel

- La seconda limitazione riguarda la coerenza temporale; sebbene la luce laser sia coerente idealmente, in realtà la radiazione emessa risulta coerente solo per un certo intervallo di tempo. Infatti per ogni dispositivo viene stimato il tempo medio tra due salti di fase casuali e viene indicato come tempo di coerenza τ_c . La Figura 2.4 mostra i salti di fase prodotti da questo fenomeno.

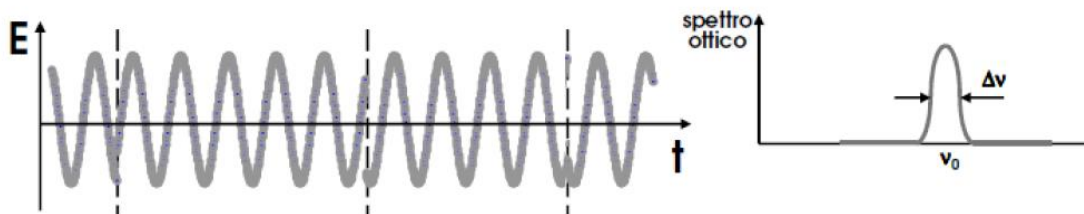


Figura 2.4 Coerenza temporale e larghezza di emissione

Tale tempo implica una lunghezza di coerenza di un laser $L_c = c\tau_c$, questa non idealità produce un allargamento di riga nella frequenza ν_0 di tipo Lorentziano per tutti i modi presenti in cavità e nella lunghezza d'onda λ di emissione della sorgente, di conseguenza, lo spettro non è propriamente monocromatico ma presenta un range di frequenze di emissione. Migliore è la qualità del dispositivo, maggiore è il tempo di coerenza τ_c e minore è l'allargamento di riga $\Delta\nu$.

$$\Delta\nu_{FWHM}^{omo} = \frac{1}{\pi\tau_c} \quad (2.11)$$

$$L_c = c\tau_c \approx \frac{\lambda^2}{\Delta\lambda} \quad (2.12)$$

Risultano definibili due casistiche, la prima $s > L_c$ in tal caso non posso eseguire misurazioni interferometriche perché ho solamente la generazione di rumore di fase con salti di fase casuali; la

seconda $s < L_c$ in tal caso posso eseguire misurazioni interferometriche rendicontando che è il rumore a limitare il minimo spostamento.

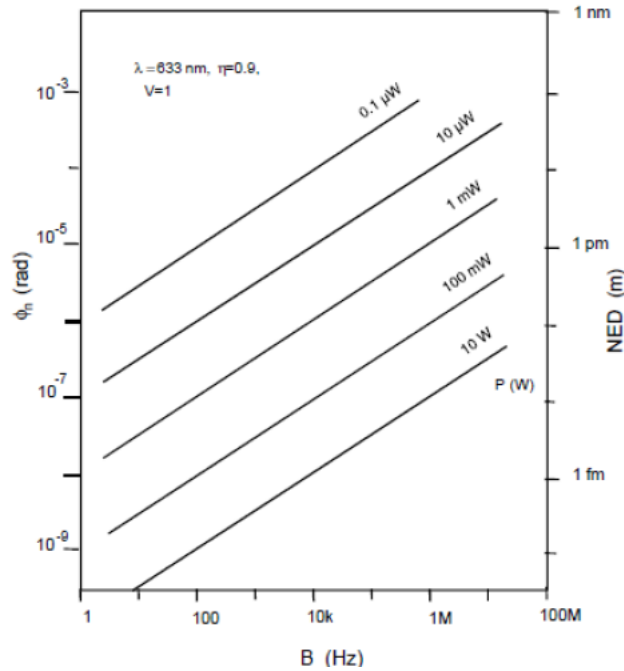


Figura 2.5 Andamento rumore di fase equivalente, funzione della banda filtrante e della potenza ottica

L'allargamento spettrale comporta una riduzione della visibilità V delle frange d'interferenza Figura 2.6 ed equazione 2.13 e quindi ad una diminuzione del segnale utile in equazione 2.9:



Figura 2.6 Andamento della visibilità V in funzione della differenza di lunghezza dei bracci

$$V = e^{-\frac{s_m - s_r}{L_c}} \quad (2.13)$$

Nel caso in cui è possibile eseguire misura interferometrica, ovvero $s < L_c$, è possibile definire la Noise Equivalent Displacement di fase.

Considerando il fatto che la frequenza del laser varia nel tempo, a questa fluttuazione corrisponde una fluttuazione di fase ed è possibile scrivere la fase

$$\phi(t) = 2k(s_m - s_r) = \frac{4\pi}{\lambda}(s_m - s_r) = \frac{4\pi}{c}(s_m - s_r)(v_0 + \Delta v_0^{omo}) = \phi_0 + \Delta\phi_{omo}(t) \quad (2.14)$$

la varianza del rumore di fase vale $\Delta\phi_{omo}(t)$ e ad essa è associata una varianza/errore di spostamento equivalente pari a

$$\Delta S_{min} = \frac{\Delta \phi_{omo}}{2k} = \frac{\Delta v_0^{omo}}{v_0} (S_m - S_r) \triangleq NED_{\Delta \phi} \quad (2.15)$$

Tipicamente il rumore di fase è dominante rispetto al rumore quantico, se $s_m - s_r = 0$ ne deriva che $NED_{\Delta \phi} = 0$ dunque si dice che l'interferometro è bilanciato.

- La terza limitazione riguarda il rumore quantico, rumore shot, generato intrinsecamente dalla giunzione p-n del fotodiode e dalla luce di fondo (buio); espresso dalla seguente varianza

$$i_n^2 = 2q (I_0 + I_b) B \approx 2q I_0 B \quad (2.16)$$

Generalmente il contributo dominante è quello dovuto alla componente di segnale fotorivelato. Ai fini della misura importante è il rapporto segnale rumore. Se valutiamo il rumore prodotto esclusivamente dal fotorivelatore, è possibile studiare il sistema per piccole variazioni di spostamento e il segnale di interesse I_{ph} sarà:

$$I_{ph} = I_0 V \sin[2k (S_m - S_r)] \approx I_0 V 2k (S_m - S_r) \quad (2.17)$$

Quindi il rapporto segnale rumore al quadrato è dato dalla relazione:

$$SNR^2 = \frac{I_{ph}^2}{i_n^2} = \frac{[I_0 V 2k (S_m - S_r)]^2}{2q I_0 B} \quad (2.18)$$

Ponendo il rapporto segnale rumore pari a 1, si definisce il minimo spostamento rilevabile imposto dal rumore come NED (*Noise Equivalent Displacement*):

$$NED_{shot} \triangleq \Delta S_{min} = \frac{\sqrt{2q I_0 B}}{V I_0 2k} \quad (2.19)$$

Alla NED_{shot} viene associato il rumore di fase quantico, come:

$$\phi_n = 2k NED_{shot} \quad (2.20)$$

- La quarta limitazione riguarda la coerenza spaziale e gli effetti di polarizzazione, infatti in un interferometro risulta importante che i fasci incidenti sul fotorivelatore abbiano la stessa polarizzazione e distribuzione spaziale; quindi si definiscono due fattori, il fattore di coerenza spaziale (equazione 2.21) e il fattore di polarizzazione (equazione 2.22)

$$\mu_{sp} = \frac{\iint_{\gamma} E_m(x,y) E_r(x,y) dx dy}{\sqrt{\iint_{\gamma} |E_m(x,y)|^2 dx dy \iint_{\gamma} |E_r(x,y)|^2 dx dy}} \quad (2.21)$$

con $E_m(x,y)$ e $E_r(x,y)$ rispettivamente i campi elettrici delle onde ottiche del braccio di misura e di riferimento, solitamente $\mu_{sp} \cong 1$ per i laser a singolo modo, $\mu_{sp} \leq \frac{1}{N}$ per il laser multi-modali con N indicante il numero di modi.

$$\mu_{pol} = \frac{\vec{E}_m \cdot \vec{E}_r}{|\vec{E}_m| |\vec{E}_r|} \quad (2.22)$$

dunque la visibilità delle frange V viene degradata anche da tali fattori che degradano il segnale utile interferometrico, il parametro V complessivo conglobando l'equazione (2.13) risulta essere

$$V = \mu_{sp} \mu_{pol} e^{-\frac{s_m - s_r}{L_c}} \quad (2.23)$$

- La quinta limitazione riguarda la dispersione nel mezzo, il fascio ottico propagandosi fuori cavità viene alterato dalle caratteristiche del mezzo di propagazione ovvero da: ϵ_r costante dielettrica del mezzo, T temperatura e p pressione. Le variazioni di questi tre parametri comportano un errore sulla misura, quantificabile esprimendo l'indice di rifrazione del mezzo in funzione dei parametri specificati, come mostrato nelle seguenti relazioni:

$$(n_{AIR} - 1)_{ST} = 272.6 + \frac{4.068}{\lambda[\mu m]} + \frac{0.061}{\lambda^2[\mu m]} \quad (ppm) \quad (2.24)$$

valutata in condizioni standard di $p = 760\text{mbar}$ e $T = 15^\circ\text{C}$

$$(n_{AIR} - 1)_{VAR} = (n_{AIR} - 1)_{ST} \frac{p}{760} \frac{288}{T} \quad (2.25)$$

in condizioni variabili di pressione e temperatura. Valori tipici per una sorgente a 632.8 nm (sorgente He-Ne) dalle equazioni (2.24 e 2.25) risulta uno scostamento dell'indice di rifrazione di $0.28 \cdot 10^3$ mentre da variazioni di temperatura nell'ordine di circa 10°C e di pressione di 1mbar ne consegue scostamenti di n_{AIR} di circa 1ppm. Le soluzioni a queste problematiche spaziano dalla stabilizzazione di temperatura e pressione dell'ambiente fino ad una compensazione sul risultato finale mediante la stima dell'indice di rifrazione previa misura di temperatura e pressione.

- La sesta limitazione riguarda l'errore del coseno. Il cammino effettivamente misurato non è ks_m ma bensì $ks_m \sin \alpha$ dove l'angolo α è dovuto a residui errori di allineamento che causa un errore sistematico sull'interferometrico.
- La settima limitazione riguarda lo speckle-pattern.

In molte applicazioni pratiche non è sempre possibile utilizzare un interferometro di Michelson come struttura per effettuare la misura, sia per l'elevato costo, sia perché non si ha sempre la possibilità di avere un bersaglio cooperativo e, non da ultimo, si desidera un sistema contact-less con il bersaglio. In queste condizioni con bersaglio diffusivo che viene definito il regime di speckle-pattern.

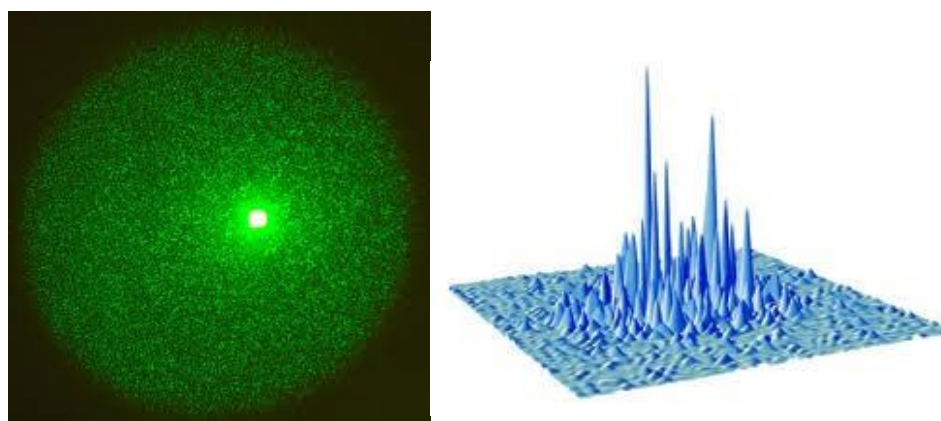


Figura 2.7 Speckle Pattern prodotti da una macchia laser su un bersaglio diffusivo

Infatti se si proietta la macchia laser su una superficie diffondente si ottiene una immagine retro-diffusa 2-D con struttura granulare, come evidenzia la Figura 2.7.

Questo comportamento è causato anche dalla superficie scabra (variazioni casuali della quota $\Delta z \gg \lambda$) del bersaglio e ogni punto di esso si comporta come un diffusore secondario, diffondendo la luce in un semispazio con angoli di diffusione secondari differenti, rispettando il principio ottico di Huygens-Fresnel. Ogni singola sorgente risulta essere leggermente correlate con le sue adiacenti. Il campo elettrico risultante in un generico punto dello spazio fronte target verrà formato dalla sovrapposizione di tutte le onde emesse dai singoli settori sorgente; queste onde, aventi relazione di fase caotica, sommandosi algebricamente danno luogo a interferenze costruttive e distruttive lungo una superficie spaziale di osservazione. Ogni granulo ottico prende il nome di speckle e la loro composizione genera la figura a macchie mostrata in Figura 2.7.

Da un'analisi di coerenza ottica inoltre risulta che ogni granulo risulta scorrelato in fase dagli altri.

Si intuisce come questo fenomeno possa creare grossi problemi ogni qualvolta si effettuano misure interferometriche di target in movimento.

L'origine fisica di questo effetto è molto complessa e necessita di un'approfondita analisi statistica della distribuzione di luce; tuttavia il concetto di base, semplificando, è schematizzato nella Figura 2.8.

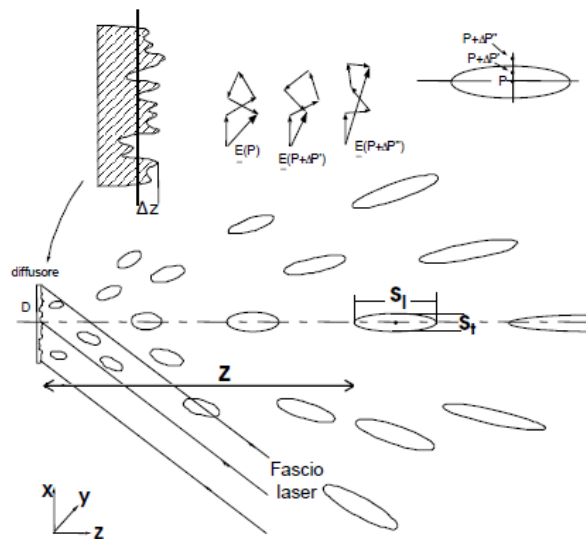


Figura 2.8 Speckle Pattern schema semplificato e dettaglio singolo speckle

È possibile una caratterizzazione geometrico dimensionale dell'ellissoide formatosi, prendendo come appartenenti al medesimo speckle i punti in cui la correlazione del campo elettrico è > 0.5 .

Le dimensioni trasversali s_t e longitudinali s_l dei singoli speckle, figura 2.9, sono variabili statistiche ma attraverso un teorema di radiometria, viene introdotto il concetto di accetanza a di un'apertura con angolo solido Ω ed un'area di ricezione A , formula 2.26:

$$a = A\Omega = A\pi \left(\frac{D}{2z}\right)^2 = \lambda^2 \cdot nr^{\circ}modi \quad (2.26)$$

dove D rappresenta il diametro del diffusore e z la distanza.

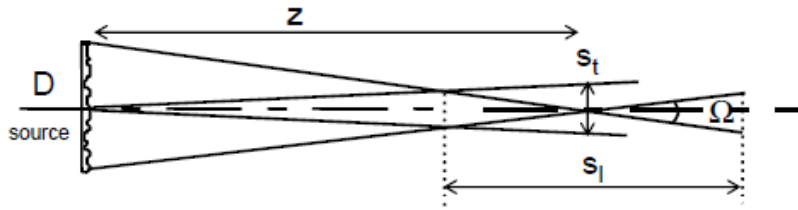


Figura 2.9 Analisi dimensionale singolo speckle

Considerando ora la figura 2.9 ed un laser mono-modale, si otterrà

$$\Omega = \pi \left(\frac{D}{2z}\right)^2 \quad e \quad A = \pi \left(\frac{s_t}{2}\right)^2 \quad (2.27)$$

Da cui si ottengono agevolmente le dimensioni dello speckle pari a

$$s_t = 4\pi \frac{\lambda z}{D} \quad (2.28)$$

$$s_l = \frac{2}{\pi} \lambda \left(\frac{2z}{D}\right)^2 \quad (2.29)$$

Si deduce che la dimensione longitudinale dell'ellissoide è molto maggiore di quella trasversale.

Analogamente alle definizioni di NED_{shot} e $NED_{\Delta\phi}$, è possibile definire il parametro di $NED_{speckle}$ come:

$$NED_{speckle} = \Delta z / s_l \quad (2.30)$$

E' dunque possibile definire, avendo un fotodiodo che riceve sul semispazio dove si crea il fenomeno di speckle-pattern, quanti speckle colpiscono il fotodiodo conoscendo il diametro effettivo della parte attiva dello stesso.

2.3 Analisi approssimativa

Per comprendere meglio cosa accada nel fenomeno del self-mixing da un punto di vista matematico, si faccia riferimento al round trip ottico schematizzato in Figura 2.10

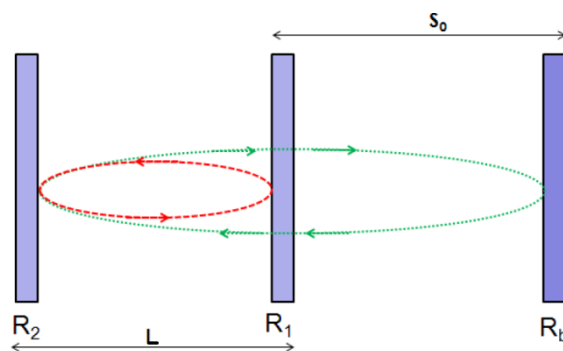


Figura 2.10 Round trip ottico rappresentato come un sistema a tre specchi

È possibile scrivere il campo elettrico totale in cavità considerando il cammino ottico completo in equazione (2.31)

$$E' = E R_1 R_2 e^{2\gamma L_{LAS}} \cdot e^{j2\kappa L_{LAS}} + E a \cdot e^{j2\kappa s} \quad (2.31)$$

con γ guadagno netto per unità di lunghezza (già privata delle perdite), L_{LAS} lunghezza della cavità laser e a fattore di riflessione/diffusione del target, quindi è possibile calcolare il guadagno d'anello

$$G_{loop} = R_1 R_2 e^{2\gamma L_{LAS}} \cdot e^{j2\kappa L_{LAS}} + a \cdot e^{j2\kappa s} \quad (2.32)$$

Dato che affinché si instauri l'oscillazione è necessario verificare la condizione di Barkausen, come già detto nei capitoli precedenti, ovvero

$$\begin{cases} |G_{loop}| = 1 \\ \varphi_{loop} = 0^\circ \end{cases} \quad (2.33)$$

È possibile dunque scomporre il problema in due sotto-questioni, la prima in assenza di retro-iniezione e la seconda in presenza di retro-iniezione; da ricordare però che tale analisi è qualitativa e non quantitativa, come svolto nel paragrafo successivo 2.4, infatti tal ultima richiede più complessità .

L'analisi in assenza di retro-azione è facilmente risolvibile ponendo il parametro $a = 0$, si ritrovano dunque le equazioni del guadagno che eguaglia le perdite.

$$\begin{cases} |G_{loop}| = R_1 R_2 e^{2\gamma L_{LAS}} \cos(2\kappa L_{LAS}) = 1 \\ \varphi_{loop} = 0^\circ \Rightarrow 2\kappa L_{LAS} = N \cdot 2\pi \end{cases} \quad (2.34)$$

Dall'equazione è possibile ricavare:

$$v_0 = N \cdot \frac{c}{2 n_{LAS} L_{LAS}} \quad (2.35)$$

È osservabile che se la v_0 devia, a causa ad esempio della variazione di lunghezza della cavità, la frazione in eccesso a $2\kappa L_{LAS}$ rispetto al multiplo di $N \cdot 2\pi$, è possibile rappresentare la (2.34b) come di seguito:

$$2\kappa L_{LAS} = 4\pi \cdot n_{LAS} L_{LAS} \cdot \frac{v-v_0}{c} \quad (2.36)$$

Infatti in un interferometro co laser Fabry-Perot la lunghezza della cavità può variare causando variazione di v e λ , quindi è possibile scrivere:

$$\frac{\Delta L_{LAS}}{L_{LAS}} = \frac{\Delta \lambda}{\lambda} = -\frac{\Delta v}{v} \quad (2.37)$$

L'analisi in presenza di retro-azione è risolvibile ponendo $a \neq 0$, le condizioni di oscillazione sono:

$$\begin{cases} |G_{loop}| = R_1 R_2 e^{2\gamma L_{LAS}} \sin(2\kappa L_{LAS}) + a \sin(2\kappa s) = 0 \\ \varphi_{loop} = 0^\circ \Rightarrow 2\kappa L_{LAS} = N \cdot 2\pi \end{cases} \quad (2.38)$$

Quindi sostituendo l'equazione riformulata risulta essere:

$$R_1 R_2 e^{2\gamma L_{LAS}} \sin\left(4\pi \cdot n_{LAS} \cdot L_{LAS} \frac{v-v_0}{c}\right) + a \sin\left(4\pi s \frac{v}{c}\right) = 0 \quad (2.39)$$

Ipotizzando che la variazione frequenziale sia piccola, in modo da considerare $\sin x \approx x$ per $x \rightarrow 0$, è possibile riscrivere la (2.39) e ricavare l'attuale frequenza d'oscillazione:

$$v = v_0 - \frac{c}{4\pi n_{LAS} L_{LAS}} \cdot a \cdot \sin\left(4\pi s \frac{v_0}{c}\right) \quad (2.40)$$

Rappresentando in un grafico la frequenza di oscillazione attuale v , considerando la retro-iniezione, in funzione della frequenza d'oscillazione laser senza retro-iniezione v_0 , rappresentato in figura 2.11

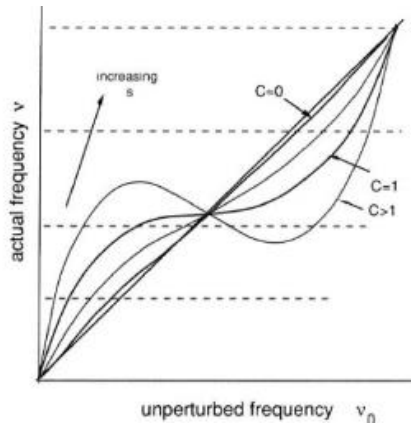


Figura 2.11 Scostamento della frequenza attuale rispetto al valore imperturbato

Si ottiene una sinusoide sovrapposta alla bisettrice del primo quadrante: quando la distanza s del bersaglio varia di una quantità pari a $\lambda/2$, l'argomento della funzione seno varia di 2π , e il valore di ν_0 copre l'intero periodo della curva mostrata in Figura 2.11; in base alle equazioni di Barkhausen (2.33) si può esprimere la distanza del target come un multiplo intero di $\lambda/2$ sommato allo scarto Δs :

$$s = \lambda/2 + \Delta s \quad (2.41)$$

con $\Delta s < \lambda/2$.

Le linee tratteggiate orizzontali in figura indicano il punto di lavoro determinato da Δs che si sposta verticalmente sul grafico lungo un intero periodo della sinusoide quando Δs varia di $\lambda/2$.

Per piccole ampiezze della sinusoide intersezione con ciascuna linea tratteggiata è univoca; ciò rappresenta il caso di debole retro-iniezione ($C \ll 1$). All'aumentare del livello di retro-iniezione è possibile avere una curva con tre intersezioni ($C > 1$). Si deduce che aumentando la distanza del bersaglio in queste condizioni, la frequenza non segue più la curva della funzione seno, ma salta bruscamente da un tratto all'altro della curva stessa.

E' possibile interpretare come condizione di passaggio tra la debole e la moderata retro-iniezione ($C = 1$), la curva con il flesso orizzontale, ciò equivale a:

$$\begin{cases} \frac{\partial(y=x+Asin(Bx))}{\partial x} = 0 \\ Bx = \pi \end{cases} \quad (2.42)$$

con $A = -\frac{c}{4\pi \cdot n_{LAS} \cdot L_{LAS}} \cdot a$ e $B = \frac{4\pi s}{c}$, da cui risulta $AB = 1$. Sostituendo i parametri fisici nell'equazione precedente e semplificando, risulta:

$$\frac{a \cdot s}{n_{LAS} \cdot L_{LAS}} = 1 \quad (2.43)$$

Si definisce quindi il parametro di retro-iniezione $C = \frac{a \cdot s}{n_{LAS} \cdot L_{LAS}}$ che nel caso di laser a semiconduttore

diventa $C = \frac{a \cdot s}{n_{LAS} \cdot L_{LAS}} \sqrt{1 + \alpha^2}$ come verrà discusso in seguito arrivando al definire $a = \kappa$ e $s = L_{EXT}$.

2.4 Analisi puntuale, Equazioni di Lang & Kobayashi

Definita la modulazione del campo elettrico nella cavità laser, quindi la presenza di due componenti che si sovrappongono $E_0(t) \triangleq$ campo elettroco in cavità senza re – iniezione e $E_r(t) \triangleq$ campo elettroco in cavità con re – iniezione, le equazioni che governano il comportamento completa del fenomeno descrivendo la dinamica integrale di funzionamento di un diodo laser a singolo modo longitudinale soggetto a retro-iniezione da uno specchio remoto, sono le equazioni di Lang & Kobayashi:

$$\frac{\partial E_0(t)}{\partial t} = \frac{1}{2} \left[G_n \cdot (N(t) - N_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] E_0(t) + \frac{\kappa}{\tau_L} \cdot E_0(t - \tau) \cdot \cos[\omega_0 \tau + \varphi_0(t) - \varphi_0(t - \tau)] \quad (2.44a)$$

$$\frac{\partial \varphi_0(t)}{\partial t} = \frac{1}{2} \alpha \cdot G_n \cdot [N(t) - N_T] + \frac{\kappa}{\tau_L} \cdot \frac{E_0(t - \tau)}{E_0(t)} \cdot \sin[\omega_0 \tau + \varphi_0(t) - \varphi_0(t - \tau)] \quad (2.44b)$$

$$\frac{\partial N(t)}{\partial t} = R_p - \frac{N(t)}{\tau_S} - \alpha \cdot G_n \cdot [N(t) - N_T] \cdot E_0^2(t) \quad (2.44c)$$

Ricordando che $E(t) = E_0(t)e^{j[2\pi\nu_0 t + \varphi_0(t)]}$ rappresenta il campo elettrico in cavità senza re-iniezione, le equazioni (2.44a) e (2.44b) descrivono come varia il campo elettrico in cavità con re-iniezione; mentre l’equazione (2.44c) rendiconta la variazione del numero medio di portatori nella regione attiva/semiconduttore.

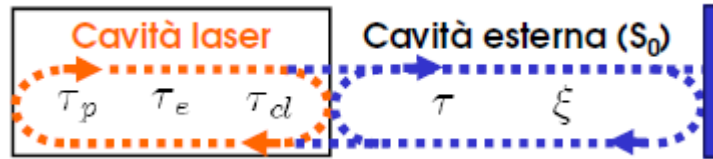


Figura 2.12 Oscillatore laser con re-iniezione ottica

I parametri in gioco nelle tre equazioni sono:

ω_0 : pulsazione angolare del laser senza re-iniezione, $\omega_0 = 2\pi\nu_0$;

G_n : coefficiente d guadagno modale, tipico $8 \cdot 10^{-13} \text{ m}^3/\text{sec}$;

$N(t)$: densità media di portatori (e^- e h^+ coppie) nel semiconduttore ;

N_T : densità media di portatori alla soglia per laser senza retro-iniezione, tipico $2.3 \cdot 10^{24} \text{ m}^{-3}$;

N_0 : densità di portatori alla condizione di trasparenza, ovvero quando il coefficiente di assorbimento coincide con il coefficiente di emissione tipico $1.4 \cdot 10^{24} \text{ m}^{-3}$;

τ_p : tempo di vita medio del fotone in cavità ottica $1/\tau_p = G_n \cdot [N_T - N_0]$, tipico 1.6 psec ;

τ_L : tempo di volo in cavità laser ;

τ : tempo di volo esterno, dipende dalla distanza del target ;

τ_S : tempo di vita dei portatori $e^- \div h^+$, tipico 2 nsec ;

R_p : termine di pompa $R_p = \frac{J\eta}{ed}$, dove J : densità di corrente di pompa, η : efficienza quantica, e : carica dell’elettrone $1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ed infine d : spessore della regione attiva ;

α : fattore di allargamento di riga $\alpha = \frac{\partial \chi_r / \partial N}{\partial \chi_i / \partial N}$ con $\chi = \chi_r - j\chi_i$ con $\chi =$ suscettibilità, tipico $3 \leq \alpha \leq 7$ con valore tipico pari a 3 per dispositivi a pozzi quantici (*quantum-well*);

κ : parametro di retro-iniezione $\kappa = \varepsilon \cdot \frac{1-R_L^2}{R_L} \cdot R_{EXT} = \varepsilon \cdot \frac{1-R_L}{\sqrt{R_L}} \cdot \sqrt{R_{EXT}}$ con R_L : riflettività dello specchio d'uscita del Fabry-Perot, R_{EXT} : riflettività del bersaglio ed ε : fattore di accoppiamento efficace, rendiconta la differenza di modo che può esserci tra il modo presente in cavità e quello che viene reiniettato dall'esterno, tipico $0.1 \leq \varepsilon \leq 0.6$.

Per ottenere l'espressione del segnale interferometrico occorre risolvere le tre equazioni differenziali, (2.44a) (2.44b) (2.44c), in regime stazionario ovvero ponendo nulle le derivate e per comodità raggruppare i termini con le seguenti notazioni:

$$E_0(t) = E_0(t - \tau) = E_F \quad (2.45)$$

$$N(t) = N_F \quad (2.46)$$

$$\omega_F \tau = \omega_0 \tau + \varphi_0(t) - \varphi_0(t - \tau) \quad (2.47)$$

definendo con ω_F la pulsazione del laser con retro-iniezione.

Si ottengono dunque le seguenti equazioni:

$$N_F = N_T - \frac{2\kappa}{\tau_L G_n} \cos \omega_F \tau \quad (2.48a) \text{ derivata dalla (2.44a)}$$

Dalla (2.44b), sostituendo la (2.48a) e ricordando dalla (2.47) in regime stazionario che, $\omega_F \tau = \omega_0 \tau$, si ottiene:

$$\omega_0 = \omega_F + \frac{\kappa}{\tau_L} [\alpha \cos(\omega_F \tau) + \sin(\omega_F \tau)] \quad (2.48b)$$

Introducendo un nuovo parametro $C \triangleq$ *parametro di retroiniezione*, posso riscrivere la (2.48b) in:

$$\omega_0 = \omega_F + \frac{C}{\sqrt{1+\alpha^2}} [\alpha \cos(\omega_F \tau) + \sin(\omega_F \tau)] \quad (2.48c)$$

$$\text{con } C = \frac{\kappa \tau \sqrt{1+\alpha^2}}{\tau_L} \quad (2.49)$$

Sono definibili quindi i regimi di retro-iniezione a seconda del valore del parametro C , descrizione svolta nel paragrafo 2.5.

Si possono ricavare la variazione di potenza ottica emessa dal laser dovuta alla retro-iniezione, si deve quindi ricavare anzitutto E_F^2 , ovvero il campo elettrico con retro-iniezione, e E_{NF}^2 , ovvero il campo elettrico senza retro-iniezione, quindi

$$\Delta P_{ott}^2 = P_{ott,F}^2 - P_{ott,NF}^2 \propto |E_F|^2 - |E_{NF}|^2 \quad (2.50)$$

$$\text{con } E_F^2 = \frac{R_p \tau_s - N_T + \frac{2\kappa}{\tau_L G_n} \cos(\omega_F \tau)}{1 - \frac{2\kappa \tau_p}{\tau_L} \cos(\omega_F \tau)} \cdot \frac{\tau_p}{\tau_s} \quad \text{e} \quad E_{NF}^2 = \tau_p \left(R_p - \frac{N_T}{\tau_s} \right)$$

2.5 C, parametro di retro-iniezione

Si è visto che la potenza ottica emessa dal laser e quindi la potenza fotorivelata dal fotodiode rappresentata nella relazione (2.9), varia dipendentemente dalla funzione

$$F(\phi(t)) = F(2ks(t)) = F\left(2\frac{2\pi}{\lambda}s(t)\right) \quad (2.51)$$

la quale varia a seconda della distanza $s(t)$ e della lunghezza d'onda λ , infatti tal ultima varia con la retro-iniezione perché varia la pulsazione ω_F , come precedentemente visto nel paragrafo 2.3, infatti è possibile scrivere

$$F(\phi(t)) = F(\omega_F \tau) \quad (2.52)$$

Dato che la $F(\phi(t))$ deriva dal termine coseno, anch'essa avrà un codominio compreso tra -1 e 1 (valori inclusi) e con periodicità 2π .

E' stato introdotto un parametro di retro-iniezione C definito in relazione:

$$C = \frac{\kappa \tau \sqrt{1+\alpha^2}}{\tau_L} = \frac{\kappa L_{EXT} n_{AIR} \sqrt{1+\alpha^2}}{L_{LAS} n_{LAS}} \quad (2.53)$$

Tipicamente $n_{AIR} = 1$, quindi si avrà che:

$$C = \frac{\kappa L_{EXT} \sqrt{1+\alpha^2}}{L_{LAS} n_{LAS}} \quad (2.54)$$

Da osservare la dipendenza diretta di C dal tempo di volo nella cavità esterna e quindi alla distanza dal bersaglio, equazione (2.54). Così rappresentato in figura:

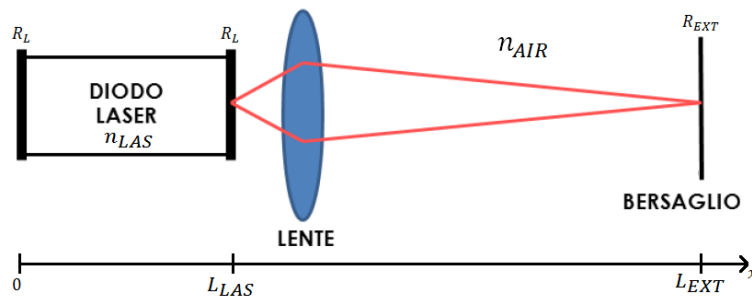


Figura 2.13 *Cavità interna ed esterna*

Non da ultimo va ricordato che anche il parametro m_{AM} , definito nella relazione (2.9) e precedenti, varia dipendentemente a C .

Si definiscono quindi i seguenti regimi di retro-iniezione:

- $C \ll 1$: *retro-iniezione molto debole*, la quantità di potenza ottica rientrante in cavità è molto ridotta a causa ad esempio di: elevata riflettività degli specchi in cavità $R_L \gg$, bassi coefficienti di riflessione/diffusione del target $R_{EXT} \ll$ o speckle buio.

$F(\phi(t))$ sarà una funzione cosinusiodale di ampiezza ridotta, tipicamente 10^{-4} (rispetto il valore in continua) e l'indice di modulazione $m_{AM} \propto \sqrt{R_{EXT}} = 1/A_{tt,EXT}$. Questo comportamento è rappresentato in figura (2.14a).

- $0.1 < C < 1$: *retro-iniezione debole*, la forma d'onda $F(\phi(t))$ inizia a distorcersi e assumere asimmetria, l'indice di modulazione $m_{AM} \propto \sqrt{R_{EXT}} = 1/A_{tt,EXT}$. Questo comportamento è

rappresentato in figura (2.14b). La maggior parte dei casi pratici di funzionamento rientra in tal condizione.

- $1 < C < 4.6$: *retro-iniezione moderata*, la forma d'onda di $F(\phi(t))$ presenta isteresi con due stati stabili e un instabile (che si raggiunge solamente all'istante iniziale), ci sono bruschi salti di potenza ottica che ne fanno un'onda a dente si sega. L'indice di modulazione m_{AM} cresce con il diminuire di $\sqrt{A_{tt,EXT}}$ ma non con una proporzionalità perfettamente inversa. Questo comportamento è rappresentato in figura (2.14c). Anche in questo regime si instaurano parecchi casi pratici.
- $C > 4.6$: *retro-iniezione forte*, la forma d'onda di $F(\phi(t))$ diventa maggiormente distorta assumendo anche cinque o più punti d'equilibrio.

Si instaura tale regime se la luce retro-iniettata in cavità è al limite pari a quella incidente, grandi distanze del target o in un punto in cui lo speckle ha massima potenza. Non tutte le sorgenti riescono al lavorare in questa zona viste le forti non linearità come ad esempio il mode-hopping (salti di modo) dove l'onda emessa dal laser subisce salti casuali di fase rendendo impossibile effettuare misure interferometriche. Questo comportamento è rappresentato in figura (2.14d).

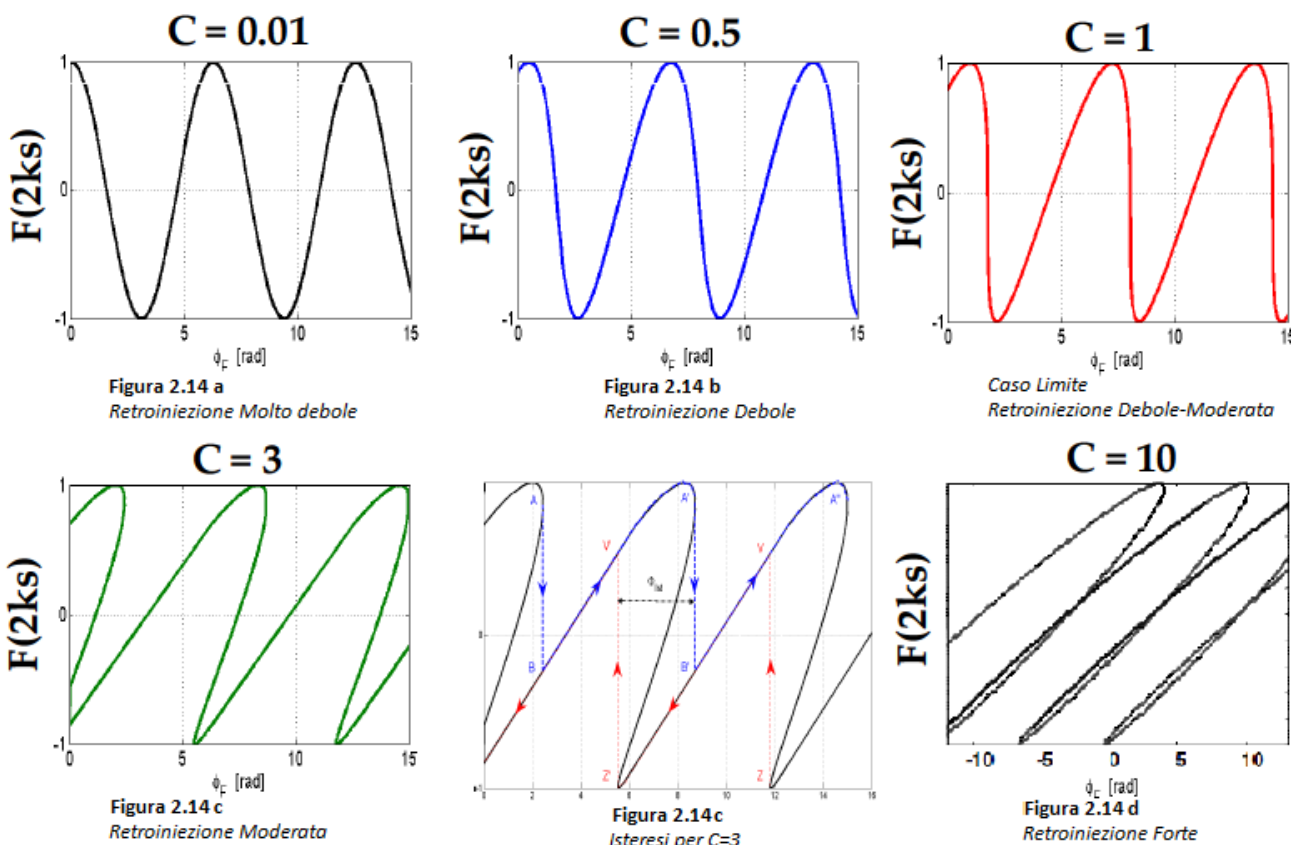


Figura 2.14 Forma della funzione $F(\phi(t))$ per diversi valori del parametro C

E' bene notare che, anche se nel paragrafo 2.1.2, è stato rilevato che la modulazione FM non può essere estratta e quindi conseguente errore riferito all'ambiguità del verso di spostamento a causa della parità del coseno e l'impiego di un singolo canale informativo modulato in AM; essendo la forma di $F(\phi(t))$ distorta,

tale distorsione ottenuta con $C > 1$, contiene informazione e da tale è possibile definire il verso del moto del target.

2.6 Applicazioni: telemetri a self-mixing per misuratore di distanza assoluta

Per eseguire misurazioni di distanza assoluta in commercio esistono varie tipologie di telemetri a seconda del range di distanza e dalla risoluzione ottenibile. Esistono telemetri a triangolazione attiva e passiva il range di misura è compreso tra $0,1m$ e $10m$ con risoluzione da qualche decina di μm al mm ; telemetri a tempo di volo a onda continua (sinusoidali) oppure pulsati con range di misura dalle decine di cm alle decine di km con risoluzioni che spaziano da pochi mm a pochi m ; infine troviamo telemetri a self-mixing con range di alcuni m e risoluzione al di sotto del mm .

Per l'applicazione in progetto si fa uso di tal ultima tecnica, in quanto le altre elencate necessitano di un bersaglio cooperativo o ancor meglio di un corner-cube, il che non è ottenibile con tutte le superfici a meno che non si "invada materialmente" il bersaglio.

Come precedentemente descritto il segnale interferometrico rispetta l'equazione:

$$\phi(t) = 2 \frac{2\pi}{\lambda} s(t) \quad (2.55)$$

Per ottenere un segnale interferometrico vi sono sostanzialmente due possibilità:

- a) produrre una variazione della lunghezza d'onda λ
- b) avere una variazione di $s(t)$

a) Per produrre una variazione della lunghezza d'onda λ del laser è possibile agire sulla corrente di pompa. La relazione che lega la lunghezza d'onda di emissione λ e la corrente di pompa è al primo ordine lineare ed è possibile scrivere $\lambda_{new} = \lambda_{old} + \chi \cdot \Delta I$. Indicheremo come χ la variazione di lunghezza d'onda rispetto alla variazione di corrente:

$$\chi = \frac{\Delta \lambda}{\Delta I} \quad [pm/mA] \quad (2.56)$$

Tal parametro è molto aleatorio e varia sia in base al modello del laser utilizzato che da dispositivo a dispositivo della stessa famiglia. Verranno caratterizzati nel capitolo 6 i laser HL7851G e DL7140.

La variazione della fase interferometrica $\phi(t)$ rispetto alla lunghezza d'onda λ è ricavabile differenziando l'equazione (2.55), ottenendo:

$$\frac{\partial \phi(t)}{\partial \lambda} = -2 \frac{2\pi}{\lambda^2} s(t) \quad (2.57)$$

Dalla quale possiamo esprimere la distanza assoluta $s(t)$:

$$s(t) = -\frac{\Delta \phi(t)}{\Delta \lambda} \frac{\lambda^2}{4\pi} = -\frac{N_F \lambda^2}{\Delta \lambda} \frac{1}{2} \quad (2.58)$$

Dove con $N_F = \Delta \phi(t)/2\pi$ rappresentano il numero di frange ottenuto alla distanza $s(t)$ in base ad una variazione di lunghezza d'onda $\Delta \lambda$.

La misura di distanza è ottenibile secondo due metodologie differenti:

a1) Conteggio del numero di frange interferometriche: ipotizzando di aver noto il periodo in cui viene fornita la variazione di corrente che causa la variazione di lunghezza d'onda, conteggio semplicemente attraverso un contatore che si incrementa ogni qualvolta venga superato un livello predefinito ad esempio durante il fronte di salita. Tale modalità è poco accurata poiché la massima risoluzione ottenibile è dato dalla singola frangia (errore di quantizzazione).

a2) Misura del periodo di frangia: tal metodo risulta più accurato in quanto la precisione viene definita dalla precisione con la quale è possibile misurare il periodo e dalla capacità della sorgente di generare un segnale interferometrico ripetitivo.

E' predicibile mediante una semplice proporzione che:

$$\Delta\lambda_{2\pi} : \Delta\lambda = t_{Frangia} : \Delta t \quad \Rightarrow \quad \Delta\lambda_{2\pi} = \frac{t_{Frangia}}{\Delta t} \Delta\lambda = \frac{\Delta\lambda}{\Delta I} \frac{\Delta I}{\Delta t} t_{Frangia} \quad (2.59)$$

E inoltre dall'equazione (2.55):

$$2 \frac{2\pi}{\lambda} s - 2 \frac{2\pi}{\lambda + \Delta\lambda_{2\pi}} s = 2\pi \quad (2.60)$$

Dove $\Delta\lambda_{2\pi}$ è la variazione di lunghezza d'onda che causa una variazione di fase interferometrica $\Delta\phi = 2\pi$.

Esplicitando la distanza assoluta della (2.60) e approssimando $\lambda + \Delta\lambda_{2\pi} \approx \lambda$, perché dimensionalmente

$\lambda = [nm]$ e $\Delta\lambda_{2\pi} = [pm]$, si ottiene:

$$s \approx \frac{\lambda^2}{2 \cdot \Delta\lambda_{2\pi}} = \frac{\lambda^2}{2 \cdot \frac{\Delta\lambda}{\Delta I} \frac{\Delta I}{\Delta t} t_{Frangia}} \quad (2.61)$$

b) Dato che lo strumento deve essere in grado anche di funzionare anche se il bersaglio si sta muovendo, verrà ora analizzata che forma d'onda debba assumere la corrente di modulazione del laser per modulare la lunghezza d'onda; si ricorda che la variazione di fase prodotta dalla modulazione è data da:

$$\frac{\partial \phi_{mod}}{\partial t} = 2\pi f_{mod} \quad (2.62)$$

E la variazione di fase introdotta dallo spostamento produce una variazione di fase interferometrica pari a:

$$\frac{\partial \phi_{vel}}{\partial s} = 2 \frac{2\pi}{\lambda} \quad \Rightarrow \quad \frac{\partial \phi_{vel}}{\partial t} = 2\pi f_{vel} \quad (2.63)$$

Quindi dato che il bersaglio non è fisso, la variazione complessiva della fase è data dalla somma dei due contributi $\phi_{mod} + \phi_{vel}$. Per compensare gli effetti non desiderati di una variazione di fase prodotta da un bersaglio non perfettamente fisso, è necessario incrementare e poi decrementare la lunghezza d'onda di emissione λ , in maniera tale da compensare il contributo di fase fornito da ϕ_{vel} . Ciò significa che il segnale che andrà a modulare la corrente di pompa del laser non sarà una semplice rampa, ma un segnale triangolare di ampiezza opportuna, come mostrato in Figura 2.15.

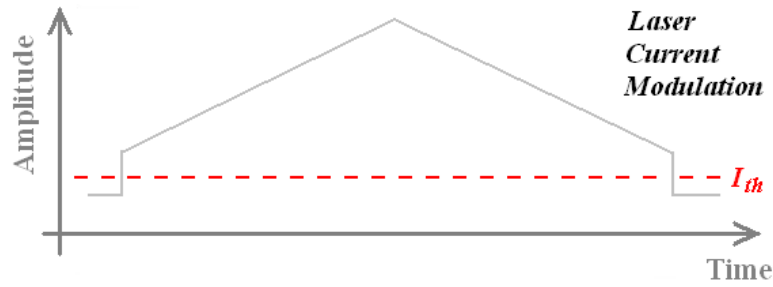


Figura 2.15 *Modulazione della corrente di pompa del laser*

Ancora per compensare la variazione di fase prodotta dallo spostamento residuo del bersaglio che andrebbe a degradare la misura del periodo delle frange, minimizzando dunque la sensibilità dello strumento allo spostamento, si esegue il calcolo del periodo di frangia sia in fase ascendente che in fase discendente della triangolare di modulazione e, sotto l'ipotesi che il movimento sia costante durante i due fronti, si mediano i due periodi ottenuti ottenendo la misura di distanza assoluta univocamente dipendente e proporzionale alla media delle frequenza di frangia ($f_{frangia} = 1/t_{frangia}$), come mostrato nell'equazione seguente:

$$s \propto 2\pi \cdot \frac{f_{eq,rise} + f_{eq,fall}}{2} = 2\pi \cdot \frac{|\partial\phi_{eq,rise}/\partial t| + |\partial\phi_{eq,fall}/\partial t|}{2} =$$

$$2\pi \cdot \frac{|\partial\phi_{mod}/\partial t + \partial\phi_{vel}/\partial t|_{rise} + |-\partial\phi_{mod}/\partial t + \partial\phi_{vel}/\partial t|_{fall}}{2} = 2\pi \cdot \partial\phi_{mod}/\partial t \quad (2.64)$$

In questa maniera si è ottenuto il contributo di fase della sola variazione di lunghezza d'onda e non dello spostamento.

Sono da prendere in considerazione i punti principali per lo sviluppo del prototipo, come anticipato nel paragrafo 1.3, essi risultano essere:

- Scelta del laser: necessario rendicontare i tra i parametri mode-hopping, tolleranza ad alti livelli di retro-iniezione ottica, lunghezza di coerenza, visibilità del fascio e condizioni di sicurezza.
- Forza/intensità del feedback ottico: posso avere due casistiche bersaglio diffusivo o riflettente.
 Nel caso di bersaglio diffusivo solamente una piccola parte di luce viene resa disponibile per il feedback causando un piccolo segnale interferometrico e un basso *SNR*; una soluzione a tal casistica prevede l'utilizzo di un sistema ottico di focalizzazione/collimazione del fascio laser sul bersaglio. Tuttavia focalizzando il fascio sul target genera una forte retro-iniezione ottica causando magari salti di modo del laser.
 Nel caso di bersaglio riflessivo, come ad esempio uno specchio, l'utente può evitare l'eccessivo feedback ottico usando un attenuatore fisso o variabile per il fascio rientrante in cavità.
- Sensibilità alle condizioni dell'ambiente di misura: ad esempio l'aumento di temperatura del laser si può avere mode-hops con conseguente impatto negativo sulla misura.

Capitolo 3

Struttura complessiva del sistema

In questo capitolo verrà esposta la globalità del sistema di misura del livello di riempimento del liquido in bottiglia descrivendo il sistema di self-mixing interallacciato alla descrizione ad alto livello riguardo le funzionalità dei sottosistemi presenti: sistema ottico e sottosistemi di elettronica analogica e digitale. Verranno infine esposte le specifiche generali vincolanti del sistema nonché il set-up di utilizzo.

3.1 Specifiche generali

Lo scopo di questa tesi consta nel realizzare un sistema ottico per la misura del livello di riempimento di un liquido su macchina imbottigliatrice, si intende verificare la fattibilità di un misuratore di livello laser, che dovrà essere applicabile ai sistemi di riempimento automatico di bottiglie sviluppati dalla ditta SIDEL S.p.A. Commercialmente esistono già misuratori di livello ma la maggior parte di questi prevedono un contatto fisico con la superficie del liquido, in questa tesi lo scopo è quello di rimpiazzare i sensori meccanici/capacitivi con un sistema di misura a distanza priva di contatto con il target.

Le specifiche da rispettare sono le seguenti:

- Minima distanza dal liquido: 250 mm
- Massima distanza dal liquido: 600 mm
- Accuratezza della misura di livello: < 0.5 mm
- Temperatura di lavoro da 2 °C a 25°C
- Frequenza di misura > 50 misure al secondo

Non è possibile utilizzare una configurazione a triangolatore ma è necessario utilizzare una configurazione a self-mixing, i cui principi sono stati esposti nel capitolo 2 e relativi paragrafi, in quanto in loco è a disposizione un unico condotto per il “passaggio” dell’informazione ottica dal diametro $\varnothing 6mm$ ed un range di misura di 30-35 cm, come rappresentato in Figura 3.1

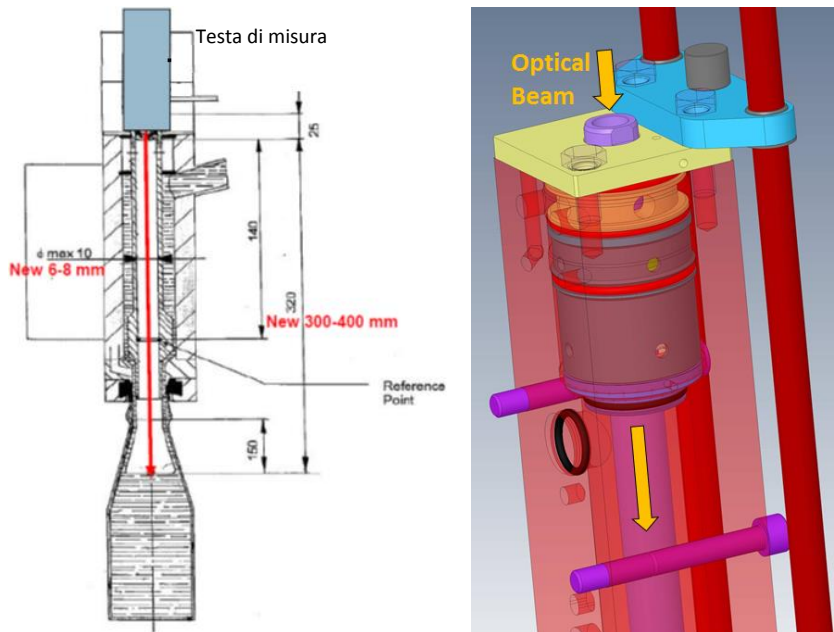


Figura 3.1 *Condotto ottico informativo complessivo e particolari*

3.2 Sistema complessivo

Complessivamente lo strumento realizzato comprende una sezione ottica, una sezione analogica e una sezione digitale, come illustrato in Figura 3.2

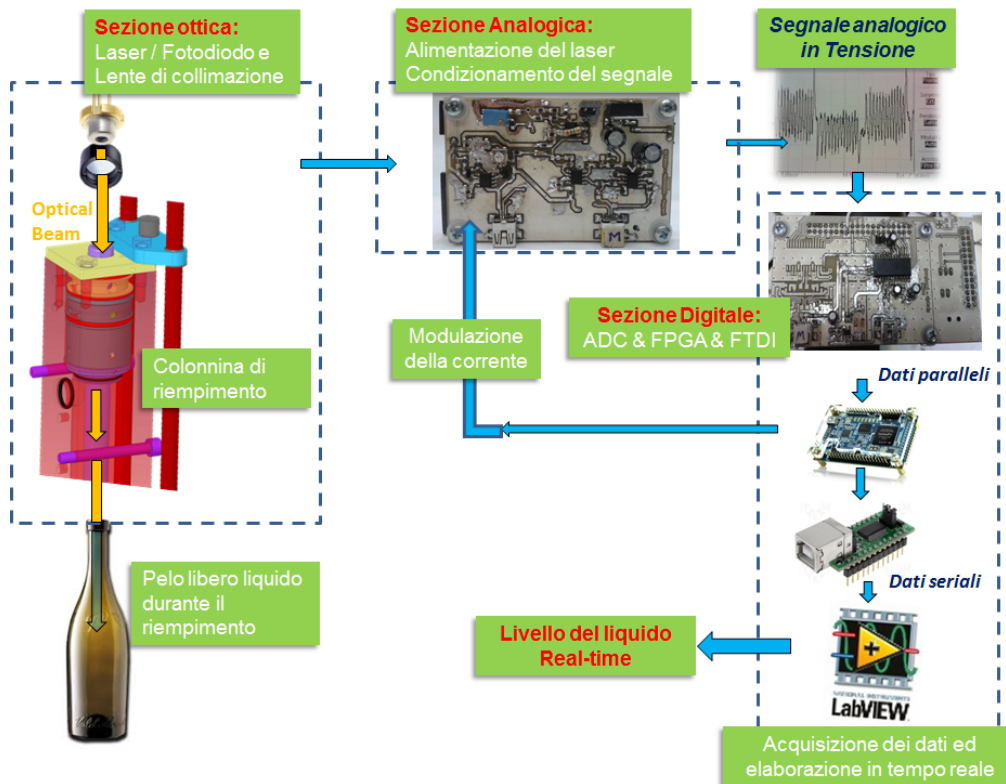


Figura 3.2 *Sistema complessivo di sviluppo*

La sezione ottica è composta da laser fotodiodo e da una lente collimatrice, altri elementi ottici non sono necessari in quanto la quantità di potenza retro-iniettata in cavità risulta buona nel caso di un corretto allineamento della sorgente rispetto alla superficie del bersaglio. La focalizzazione del fascio laser sul bersaglio verrà effettuata manualmente sul bersaglio, impostando il fuoco dopo il bersaglio, che per lo scopo è il pelo libero dell'acqua, di qualche centimetro. Questa scelta, di non realizzare una focalizzazione completa, è dettata dal fatto che lo strumento deve funzionare in regime di debole retro iniezione.

La sezione di elettronica analogica comprende l'alimentazione del laser e il condizionamento del segnale interferometrico, che verrà trattato nel dettaglio nel capitolo successivo.

Il segnale interferometrico viene prelevato dal fotodiodo di monitor presente nel package del diodo laser, condizionato analogicamente con lo scopo di massimizzare il SNR e sottrarre la parte di segnale dovuta alla modulazione che non contiene l'informazione.

Si passa ora all'analisi del segnale di modulazione di corrente di pompa del laser. La variazione di corrente ΔI su un livello di polarizzazione $I_{pump,DC}$ prodotta ha una forma triangolare, come predetto nel paragrafo 2.6. Questo poiché l'obiettivo primario della tesi è di realizzare un misuratore di distanza assoluta che segue l'incrementarsi del livello del liquido. Quindi lo strumento deve essere in grado di lavorare anche quando il bersaglio non è fermo, appunto il riempimento della bottiglia.

Affinché risulti trascurabile l'errore dovuto a tal variazione, la durata temporale della frangia deve essere tale per cui la velocità spaziale equivalente risulti essere un ordine di grandezza superiore rispetto alla velocità massima del pelo libero dell'acqua, stimata circa di 4 cm/sec .

Matematicamente si ha che

$$v_{sp,eq} = \frac{\lambda/2}{t_{frangia}} \geq 10 \cdot v_{max,rise} = 40 \text{ cm/sec} \quad (3.1)$$

Il segnale modulante è stato creato generando un onda quadra di tensione dall'FPGA la quale viene trasmessa alla sezione analogica e sottoposta ad un integratore di Miller. Il segnale triangolare ha una durata di $25 \mu\text{sec}$ (ovvero una frequenza $f_{mod} = 40 \text{ kHz}$), rispettivamente $12,5 \mu\text{sec}$ per il fronte di salita e altrettanti per il fronte di discesa, con un'ampiezza picco-picco e una componente continua che varia a seconda del laser impiegato.

Nella sezione digitale si effettua un campionamento del segnale analogico condizionato, tramite ADC a 12 bit che campiona a $12,5 \text{ MHz}$, sia sul fronte di salita che su quello di discesa, ed invia i dati a FPGA parallelamente. Successivamente si esegue un'elaborazione digitale su 1000 campioni acquisiti in tre periodi di modulazione (3 fronti di salita e 3 fronti di discesa del segnale di modulazione), salvati e trasmessi ogni 2 msec in maniera seriale al PC attraverso un driver FTDI. L'elaborazione consta nei seguenti step una FFT a N campioni e sua interpolazione per incrementare la risoluzione spettrale (algoritmo di extraction single tone), garantendo l'affidabilità dell'intero sistema in caso di regime di bassa retro-iniezione, e dare origine ad una stima del valore di frequenza del tono fondamentale $f_{frangia} = 1/t_{frangia}$. Per tale

applicazione non è richiesta una grandissima accuratezza, ma d'altro canto vengono richieste un buon numero di misure ottenute anche con forti variazioni del segnale. Tal algoritmo è stato svolto dapprima con software LabView, poi con l'utilizzo di una board Altera De0-Nano che incorpora un FPGA; entrambi i metodi consentono un'elaborazione real-time del fenomeno. Acquisito il tono fondamentale su entrambi i fronti si esegue la media, come predetto nel paragrafo 2.6, su N triangolari ed in seguito verrà effettuato un controllo sulla validità delle misure ottenute (il dato viene scartato o meno) in base a parametri pre-impostati dall'utente quali varianza e limiti di distanza. Il valore accettabile ottenuto rappresenta dunque la distanza del target (pelo dell'acqua)

$$s \approx \frac{\lambda^2}{2 \cdot \Delta \lambda_{2\pi}} = \frac{\lambda^2}{2 \cdot \frac{\Delta \lambda \Delta I}{\Delta I \Delta t} t_{Frangia}} \quad (3.2)$$

Questo è il valore di uscita che viene visualizzato sul display progettato in LabView attraverso l'interfacciamento con il pc tramite una comunicazione seriale.

3.3 Scelte ottiche

Il sistema di misura deve essere in grado di garantire la misura del livello del liquido anche quando la potenza della luce retro-riflessa varia rapidamente e caoticamente dovuto alla natura ottica della superficie. La tipologia della superficie del liquido la porta a considerarsi in modi differenti a seconda dello scenario in cui si trova, possiamo comunque semplificare l'analisi considerando due casi: regime stazionario (ferma) e regime dinamico (agitata). È bene notare che la potenza della luce retro-iniettata in cavità laser è molto sensibile all'allineamento verticale del fascio ottico.

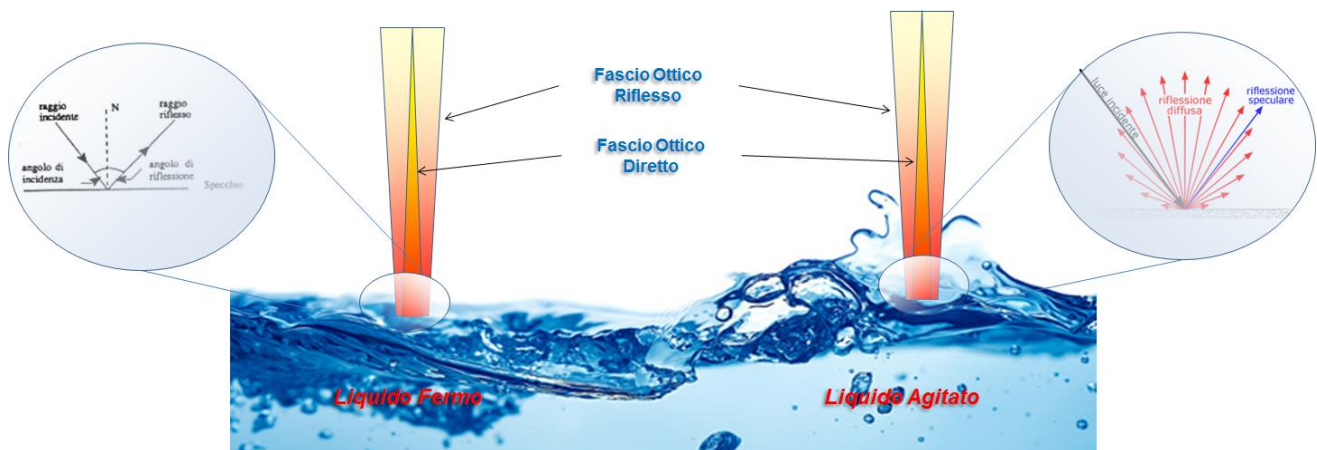


Figura 3.3 Superficie del liquido: ferma, specchio riflettente (a sinistra) e agitato, diffusore lambertiano (a destra).

In regime stazionario (ferma), quando la bottiglia si trova o nella fase pre /post- riempitiva, la superficie assume caratteristiche paragonabili ad uno specchio perfettamente riflettente, il sistema è estremamente dipendente dall'allineamento verticale del fascio.

In regime dinamico (agitata), quando la bottiglia è in fase di riempimento, la superficie assume caratteristiche di una superficie diffusiva con rugosità casuali, il sistema è meno sensibile all'allineamento però ha una quantità di potenza ottica retro-iniettata minore perché parte del fascio ottico non viene riflesso ma scatterato in direzioni stocastiche. Come visibile in Figura 3.3.

Generalmente un segnale interferometrico buono è ottenuto se la quantità di luce retro-iniettata in cavità è generalmente qualche centesimo della luce incidente, lo scopo della configurazione ottica adottata è di massimizzare la qualità del segnale interferometrico e di incrementare il numero di misure valide in 1 sec, prestando attenzione al fenomeno del salto di modo avuto per valori di C alti.

In tali casi le scelte ottiche per ottenere la massimizzazione della misura sono differenti. Nel primo caso la probabilità di ottenere una retro-iniezione consistente e quindi una più alta sensibilità, porterebbe a posizionare il fuoco prima della superficie del liquido, creando un angolo solido di vista effettivo molto stretto. Tale set up risulta molto sensibile alla condizione di perpendicolarità del fascio rispetto il livello della superficie. Conseguentemente, nel secondo caso, il target diffonde approssimativamente in maniera omogenea in tutte le direzioni (diffusore lambertiano) non rendendo la luce concentrata come precedentemente, quindi per ottenere una quantità di retro-iniezione accettabile si posiziona il fuoco dopo la superficie. Come rappresentato in figura 3.4.



Figura 3.4 Configurazioni ottiche: fuoco prima del bersaglio (a sinistra) e fuoco dopo il bersaglio (a destra).

Nel progetto non si potranno adottare ambedue i set-up ma è necessario trovare un trade-off tra le due, quindi un trade-off tra l'intensità del segnale di self-mixing (luce retro-iniettata) e l'angolo solido di vista, al fine di poter misurare il livello del liquido sia in movimento che fermo.

Prendendo una visione di tutto il sistema complessivo, mostrato nel paragrafo successivo 3.4, si aggiunge il loco industriale la nascita di inclinazione tra la superficie del liquido e il fascio ottico incidente. Tale ulteriore complessità porta a non considerare più il pelo libero del liquido come un diffusore

omogeneo ma bensì come un diffusore non omogeneo (non lambertiano), dunque il sistema risulterà sensibile anche all'inclinazione della superficie del liquido oltre che all'allineamento verticale del fascio. Il comportamento è visibile in Figura 3.5.

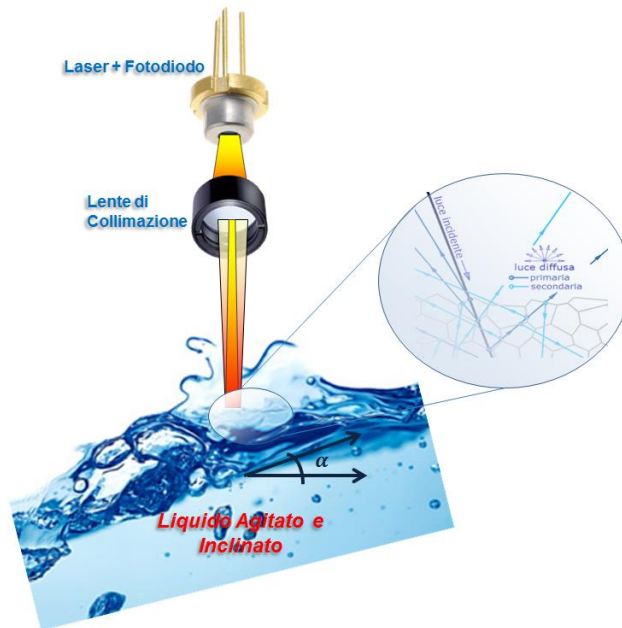


Figura 3.5 *Superficie del liquido: agitato con inclinazione (diffusore non omogeneo)*

3.4 Set Up complessivo

In loco industriale il sistema di misura deve venir montato su di un macchinario che effettua il riempimento delle bottiglie in senso circolare, quindi la bottiglia all'inizio del ciclo viene prelevata vuota, posta sul macchinario automaticamente, posizionata sul supporto riempitivo ed iniziato il ciclo riempitivo. Dunque a fine giro la bottiglia risulta riempita, tappata e stoccata.

Il sistema è dunque posto in rotazione che causa una la forza centrifuga portando all'inclinazione della superficie del liquido, quindi a seconda di dove si effettua la misura si riveleranno quote differenti. E' dunque necessario svincolarsi dal movimento e dalla conseguente inclinazione.

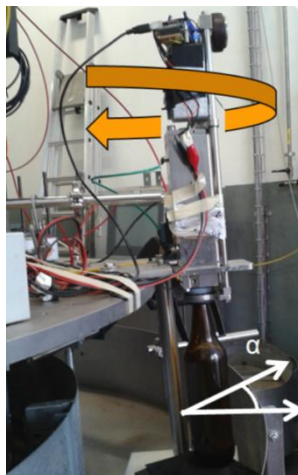


Figura 3.6 *Inclinazione industriale & Inclinazione di laboratorio*

Sperimentalmente, come mostrato nelle prove descritte nel capitolo 6, si è testato inclinando il sistema di testa di misura per tener conto dell'angolo di inclinazione la misura in rotazione per rendicontare l'inclinazione in sede industriale.

Affinché la testa di misura completa sia facilmente installabile, ci si è concentrati nell'eseguire un layout completo advanced, prevedendo la possibilità di predisporre solamente di una unica alimentazione che alimenti tutte le parti ed un cavo unico di acquisizione della misura su PC. Infatti è possibile alimentare, con un opportuno cablaggio delle schede, dalla scheda analogica sia la sezione di PCB digitale che la board De0-Nano previa down-load del programma nella SRAM.

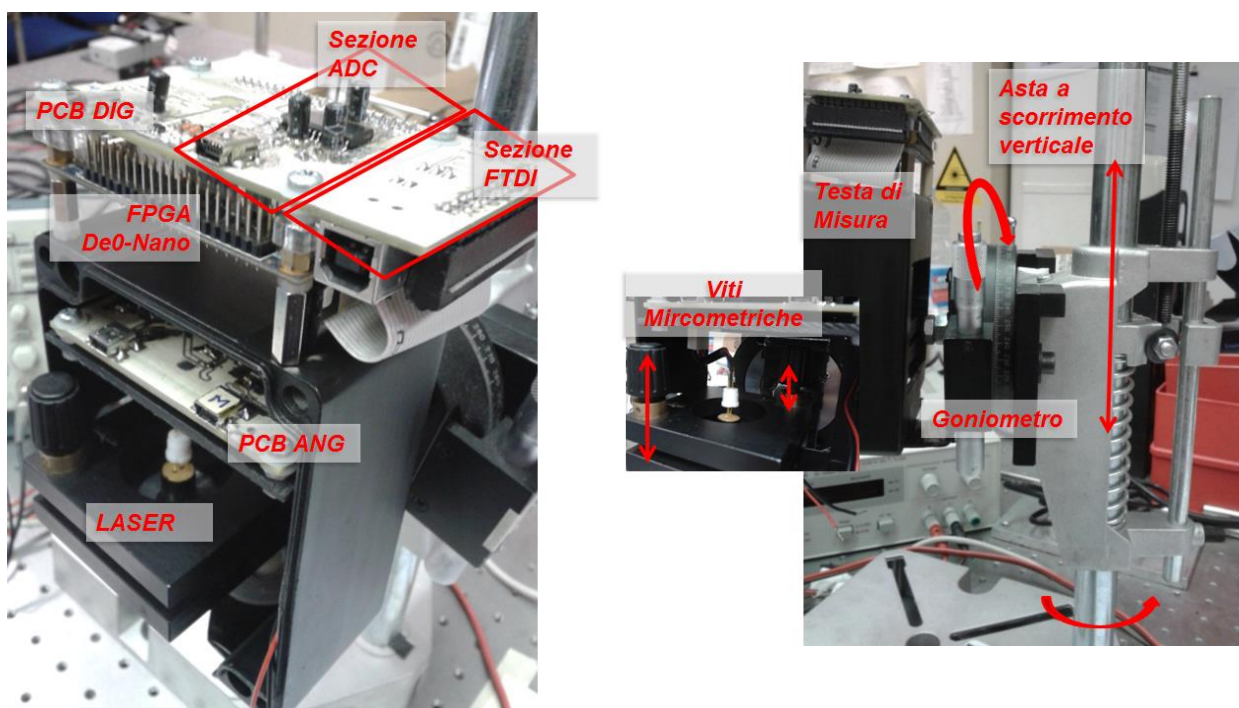


Figura 3.7 Foto testa di misurazione e Set Up del sistema completo

Per sopperire nelle prove di laboratorio ad ogni casistica di fuoco, allineamento, angolatura e quota, si è sviluppato un sistema con i richiesti gradi di libertà. Per la messa a fuoco ad ogni sorgente laser è stato applicato un cannocchiale, che risulta essere composto da supporto in plastica con alloggiamento filettato per una lente che appunto definisce il fuoco.

In merito all'impostazione della massima verticalità del fascio si è utilizzato un supporto laser con viti micrometriche di precisione le quali muovono la sorgente per ottenere un corretto allineamento.

Per quel che riguarda l'angolatura e la quota si è optato per l'utilizzo di un goniometro ancorato ad un binario in grado di scorrere verticalmente.

Capitolo 4

Struttura Hardware del sistema

In questo capitolo si esporranno in dettaglio i circuiti realizzati per l'alimentazione e la fornitura della corrente di pompa e di modulazione al laser e i condizionamenti analogici del segnale. Verranno confrontate due tipologie circuitali con i relativi adattamenti per piedinature di laser differenti. Infine si esporrà lo sviluppo di una PCB digitale general purpose che permetta di svolgere un lavoro di ottimizzazione e di acquisizione anche per altri progetti in vita.

4.1 Alimentatore laser

Il test misurativo ha portato a confronto numerose sorgenti laser, come predetto nel capitolo 1 paragrafo 1.3, e quindi a seconda della tipologia di package del laser ad un conseguente adattamento del circuito analogico di comando.

Partiamo con il descrivere la circuiteria adatta all'alimentazione di un laser diode anode, photodiode anode common, quale i laser HL-7851-G, ML1210F e QL78J6SA; tal ultima sorgente è stata scartata con alcuni test preparatori al prototipo perché suscettibile al fenomeno di mode-hopping, quindi non adatta alla misura.

Il laser HL-7851G è una cavità risonante Fabry Perot che emette nell'infrarosso alla lunghezza d'onda $\lambda = 785nm$, il che permette una collimazione agevole. Il diodo laser impiegato contiene nello stesso package un fotodiodo di monitor che permette di valutare la potenza emessa. In Figura 4.1 vengono mostrati la rappresentazione circuitali e il package del laser.

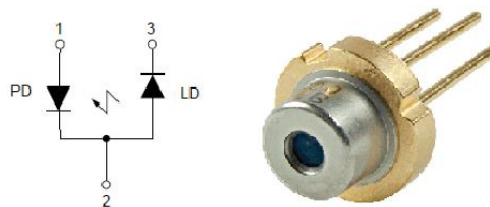


Figura 4.1 Schema elettrico e package HL-7851G, ML1210F e QL78J6SA

La potenza ottica massima emessa dal HL-7851G è di $50mW$, corrispondente ad una corrente di pompa massima di $130mA$. Questo consentirà di effettuare ampie modulazioni di corrente anche fino a $20mA$ picco-picco. Per permettere la focalizzazione del fascio sul bersaglio è stata utilizzata una lente di

collimazione. Quella impiegata è una GS-7020-AA in materiale acrilico-acrilico della Roithner LaserTechnik con focale di 8mm e apertura numerica di 0.3.

Il laser ML1210F emette nell'infrarosso alla lunghezza d'onda $\lambda = 1030 \text{ nm}$. La potenza ottica massima è di 7 mW , corrispondente ad una corrente di pompa massima di 32 mA , quindi si avranno piccole modulazioni di corrente picco-picco. La lente di collimazione utilizzata è la medesima su detta.

In Figura 4.2 viene mostrato il sistema costituito dal package del laser con annesso fotodiodo di monitor e dalla lente di collimazione. La focalizzazione viene modificata manualmente a seconda della distanza del bersaglio.

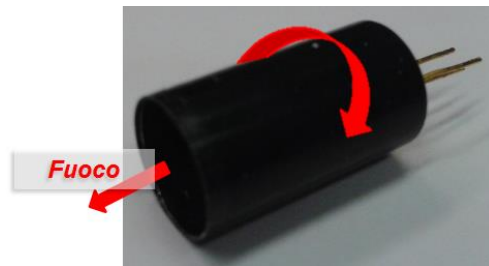


Figura 4.2 Laser e lente di collimazione con verso giro-fuoco

Questa collimazione manuale risulta lecita in quanto nel progetto definitivo del misuratore di distanza verrà impiegato un sistema di autofocus che provvederà alla focalizzazione della macchia sul bersaglio. Senza questo accorgimento il sistema si ritroverebbe a operare in condizioni diverse a seconda della distanza e quindi variando il parametro di retro-iniezione C che si allontana dalla conduzione di massimo vantaggio.

Lo schematico complessivo è rappresentato in Figura 4.3.

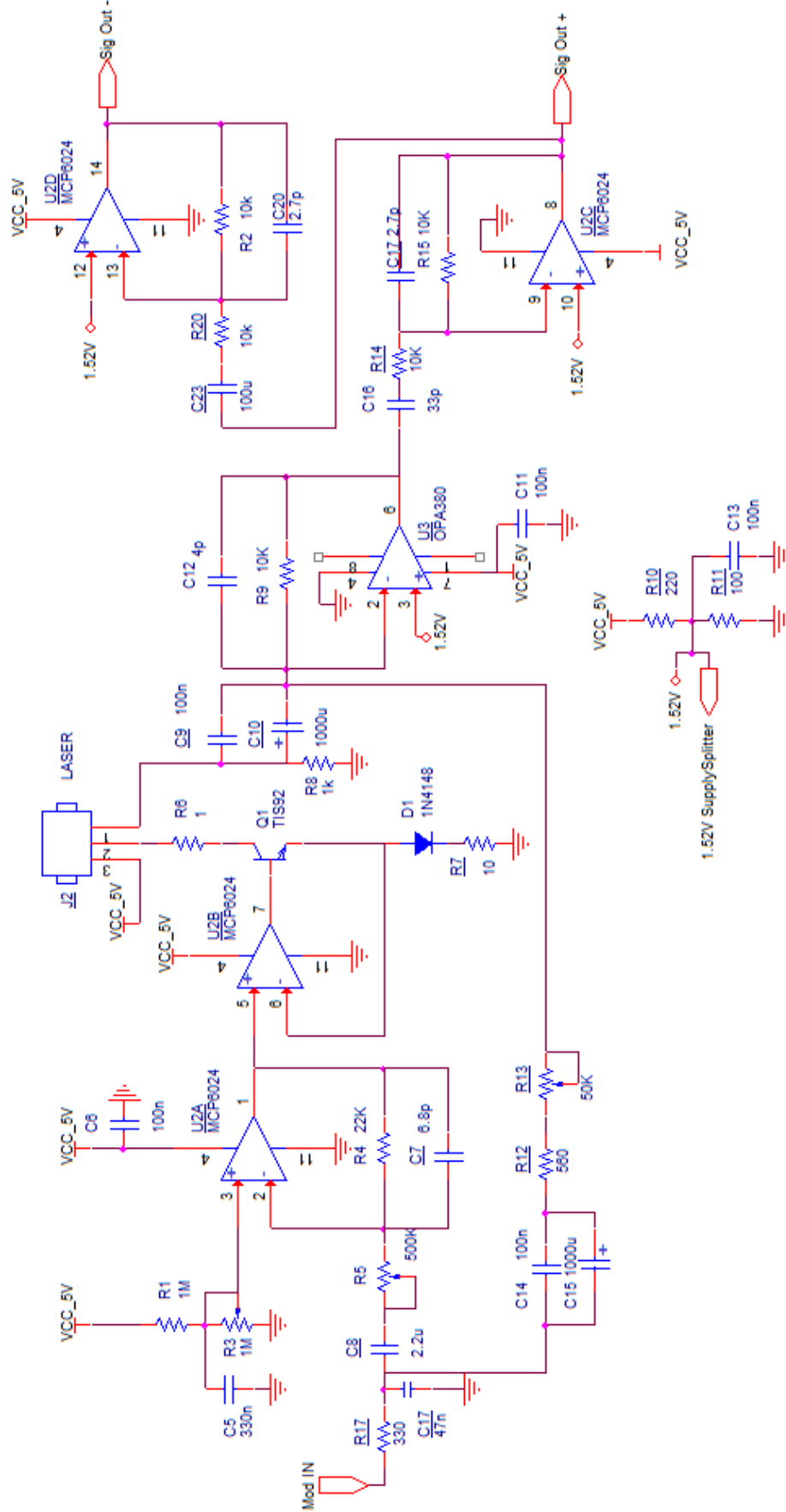


Figura 4.3 *Circuito Analogico complessivo*

Si è utilizzato una tensione di alimentazione $V_{cc} = 5V$, stabilizzata tramite un LM7805 (Figura 4.4). Pertanto per poter ottenere questa tensione in uscita dobbiamo assicurare che venga rispettata la tensione di dropout che risulta pari $2V$, quindi è necessario alimentare tutto il circuito con una tensione di circa $7V$. L'uso dell'azione filtrante con condensatori di livellamento al fine di ridurre il ripple è d'obbligo al fine di aver una linea di alimentazione positiva il più stabile e solida possibile. Di norma si utilizza una regola empirica, ovvero l'uso di capacità di $1000\mu F$ per ogni Amperé di corrente fruibile.

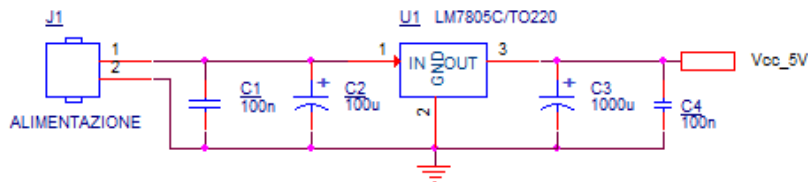


Figura 4.4 Stabilizzatore di tensione a 5V

Si passa ora ad analizzare il circuito di alimentazione della corrente di pompa mostrato in Figura 4.5.

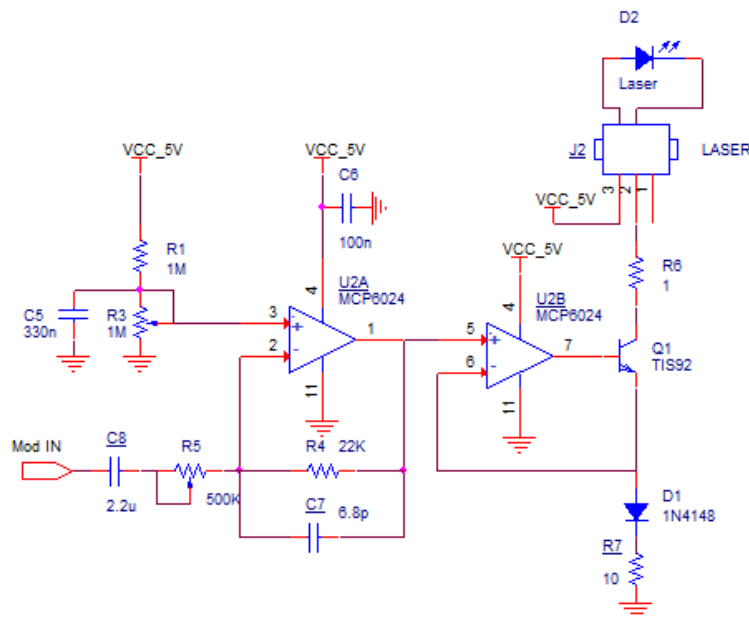


Figura 4.5 Schema elettrico dell'alimentatore laser controllato in corrente

Consideriamo innanzitutto la polarizzazione. A causa della presenza di C_5 , all'accensione la tensione sul nodo V_+ del primo operazionale (U2A) è nulla. Questa viene bufferata, in quanto l'ingresso di modulazione è un aperto su polarizzazione, sul nodo V_- dello stesso operazionale. La stessa operazione viene compiuta anche dal secondo operazionale (U2B), impedendo una variazione istantaneamente della corrente di pompa della sorgente laser, proteggendo il dispositivo.

La capacità C_5 , si carica con un transitorio RC, facendo variare esponenzialmente la tensione presente su R_7 . La tensione sulla capacità C_5 , a transitorio esaurito è modificabile agendo tramite il trimmer R_3 . La

corrente entrante nel laser è dunque pari a quella che scorre in R_7 dato che l'ingresso dell'operazionale non assorbe corrente, e risulta pari a:

$$I_{laser} = \frac{V_{C_5} - 0.7V}{R_7} \quad (4.1)$$

Il diodo D1 ha funzione di non fare scorrere corrente nella sorgente emissiva finché la capacità C_5 non raggiunge il valore di $0,7V$. Con il dimensionamento effettuato la massima tensione V_{C_5} è pari a $2,5V$ che corrisponde ad una V_{R_7} tale da produrre una corrente di pompa I_{laser} di $180mA$.

La resistenza $R_6 = 1,5\Omega$ è inserita per proteggere il laser in termini di tensione e far lavorare il transistor BJT in zona attiva da amplificatore di corrente, infatti il solo operazionale non è in grado di erogare la corrente necessaria al laser.

È dunque necessario che la $I_{laser} > I_{laser,TH}$, il che corrisponde eseguendo passaggi algebrici che il valore di R_3 minimo risulta essere esplicitato in equazione (4.2)

$$R_3 \geq \frac{0,7V + I_{laser,TH} \cdot R_7}{V_{cc} - 0,7V - I_{laser,TH} \cdot R_7} \cdot R_1 \quad (4.2)$$

Si sceglie di polarizzare le sorgenti con questi valori: HL-7851G a $70mA$, ML1210F a $25mA$ mentre QL78J6SA a $50mA$.

Passiamo ora a considerare il trasferimento su segnale tra l'ingresso di modulazione e la corrente di pompa. Innanzitutto il disaccoppiamento è effettuato tramite una capacità ceramica di $2.2 \mu F$ (C_8). L'impiego di una capacità elettrolitica non è stato possibile in quanto il morsetto di ingresso di modulazione e la terra virtuale dell'operazionale U2A hanno tensioni variabili. Infatti la condizione di polarizzazione del nodo di terra virtuale è dettata dalla tensione V_{C_5} , mentre l'ingresso di modulazione viene tenuto ad una tensione prossima a metà dinamica in modo tale da poter modulare la corrente di pompa del laser sia verso l'alto che verso il basso. Il trasferimento di tensione tra l'ingresso di modulazione V_{mod} e l'uscita V_{out} dell'operazionale U2A è invertente e modificabile tramite il trimmer R_5 da $500k\Omega$. Su segnale la modulazione di corrente prodotta è pari a V_{out} diviso la resistenza R_7 .

Il trasferimento tra I_{laser} e V_{out} in frequenza è il seguente:

$$\frac{I_{laser}(s)}{V_{mod}(s)} = \frac{-sC_8R_4}{(1+sC_7R_4)(1+sC_8R_5)} \cdot \frac{1}{R_7} \quad (4.3)$$

Il condensatore C_8 inserisce uno zero nell'origine, fornendo un disaccoppiamento in AC; i condensatori C_8 e C_7 inseriscono poli rispettivamente alla frequenza

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_8 R_5} \text{ e } f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_7 R_4} \quad (4.4)$$

Il trasferimento a centro banda, ossia con C_8 chiuso e C_7 aperto, è pari a:

$$\frac{I_{laser}(s)}{V_{mod}(s)} = -\frac{R_4}{R_5 R_7} \quad (4.5)$$

Si osserva che il valore del polo f_{p1} e del trasferimento in centro banda variano al variare del valore del trimmer R_5 . Dai valori utilizzati si ottiene che $f_{p1,max} = \infty @ R_{5,min}$, $f_{p1,min} = 0,144 \text{ Hz} @ R_{5,max}$ e $f_{p2} = 1 \text{ MHz}$ in modo da avere sempre un trasferimento tipo passa-banda ($f_{p1} \leq f_{mod} \leq f_{p2}$), quindi R_5

non potrà essere troppo piccola ($R_5 \geq 10k\Omega$) in modo da avere $f_{p1} = 7Hz$ e un trasferimento massimo in centro banda pari a $0,22 A/V$.

Inoltre con la variazione di R_5 si definisce l'ampiezza della modulazione di corrente del laser attorno al valor medio $I_{laser,DC}$, in particolare aumentando il valore di R_5 l'ampiezza della modulazione di corrente $\Delta I_{mod,pk-pk}$ diminuisce.

Inoltre si sono inserite numerose capacità di decoupling sulle alimentazioni soprattutto degli operazionali per salvaguardare la pulizia la pulizia delle alimentazioni.

Si sceglie di tarare i valori di corrente in continua e di modulazione in base alla sorgente in uso:

per il laser HL-7851G : $I_{laser,DC} = 70mA$ e $\Delta I_{mod,pk-pk} = 10mA$

per il laser QL78J6SA : $I_{laser,DC} = 50mA$ e $\Delta I_{mod,pk-pk} = 10mA$

per il laser QL78J6SA : $I_{laser,DC} = 25mA$ e $\Delta I_{mod,pk-pk} = 5mA$

4.2 Trans-impedenza e sottrattore

Nel paragrafo precedente attraverso una modulazione di tensione si modula la corrente di pompa del laser con un trasferimento invertente, come detto nella relazione (4.3). Questo comporta che il segnale interferometrico in uscita al fotodiode di monitor debba essere processato attraverso l'operazione di somma e amplificazione.

Il circuito prevede l'uso di un OPA380 come trans-impedenza, tal operazionale è tipicamente utilizzato per tal funzione offrendo $GBWP = 90MHz$ e $SR = 80 \frac{V}{\mu sec}$, il circuito in uso è rappresentato in Figura 4.6

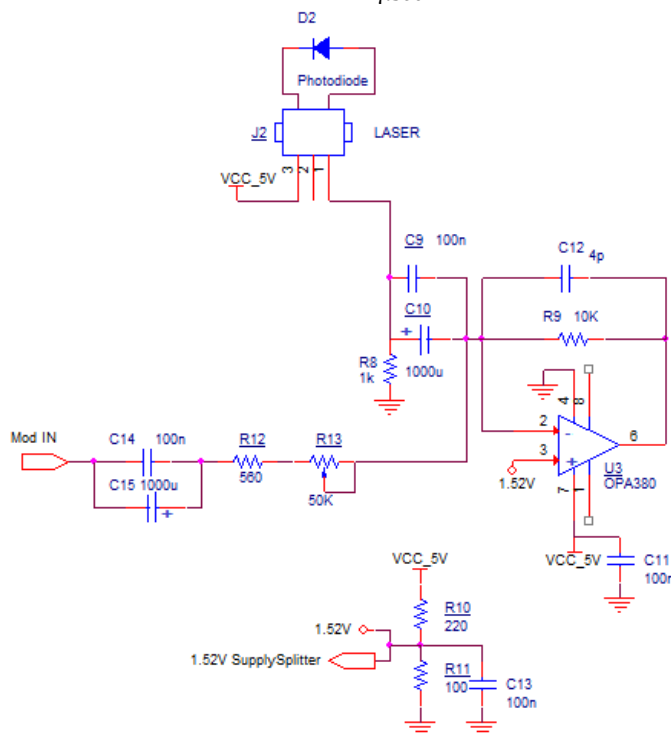


Figura 4.6 Schema elettrico dell'amplificatore a trans-impedenza e sommatore

Si può notare come con un unico componente attivo si sovrappongano due tipologie di funzionamento, ovvero il trans-impedenza ed il sommatore, infatti, sul morsetto invertente si affaccino due rami, uno proveniente dal fotodiodo, mentre l'altro proveniente dall'ingresso di modulazione di tensione.

Si procede ora con l'analisi della configurazione circuitale più nel dettaglio partendo da un'analisi in regime stazionario per poi affrontare quello in regime dinamico.

In continua il morsetto V_+ dell'OPA380 è polarizzato a circa 1/3 di dinamica in modo da rendere possibile la variazione di tensione sia verso l'alto che verso il basso senza clampature e stando a centro dinamica dell'escursione ammissibile dall'ADC pari a 3,3V, per far questo si utilizza di una semplice rete di supply-splitter costituita da R_{10} , R_{11} e C_{13} , quindi bufferato in modo tale che in assenza di segnale l'uscita si trovi a 1,52V.

In frequenza il segnale di corrente generato dal fotodiodo di monitor dovuto alle componenti di modulazione, il che è matematicamente descritto dal seguente modello ed equazioni

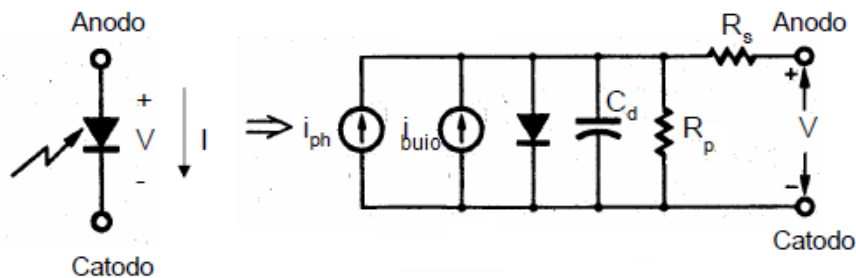


Figura 4.7 Modello fotodiodo di monitor

$$I_{ph} = \sigma \cdot P_{ott} \text{ con } \sigma \triangleq \text{responsività } A/W \quad (4.6)$$

Il fotodiodo è una giunzione pn polarizzata inversamente, quindi modellizzata dalla sua capacità di svuotamento C_d e una resistenza parallelo $R_p \gg$ in quanto la giunzione è polarizzata inversamente.

Inoltre è presente una corrente di buio I_{buio} , tale è una corrente in DC e tale corrente, vedendo dei condensatori ed una sola resistenza (R_8), passa in essa e non prede parte al trasferimento del segnale utile; dunque la resistenza R_8 viene inserita come "via di scarica" per la corrente di buio.

Il segnale di corrente fotogenerato dal fotodiodo di monitor dovuto alle componenti di modulazione viene prelevato dalla capacità C_{10} , che si affaccia sul nodo di terra virtuale. Viene poi amplificato dall'amplificatore a trans-impedenza.

Il trasferimento di tal corrente in uscita è dunque dato da:

$$\frac{v_{out,trans}^1(s)}{i_{ph}(s)} = -\frac{R_9}{1+sR_9C_{12}} \cdot \frac{sR_8(C_9+C_{10})}{1+sR_8(C_9+C_{10}+C_d)} \quad (4.7)$$

definendo un trasferimento di tipo passa banda, con un valore in centro banda pari a R_9 , viene dunque riconfermata che la corrente di buio non entra a far parte del trasferimento.

Per quanto riguarda il segnale proveniente dall'ingresso di modulazione, ha un trasferimento di tipo passabanda, con il condensatore C_{15} da 220 μF che ha la funzione di bypass, che si chiude, nel peggiore dei

casi, ad una frequenza $f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_{15} R_{12}} = 1,3 \text{ Hz}$. Il secondo polo è dato dalla rete in retroazione all'OPA380. Il trimmer R_{13} viene impostato per regolare la somma dei due segnali in maniera tale da eliminare il più possibile le componenti triangolari di modulazione in uscita dal trans-impedenza.

La resistenza di guadagno del trans-impedenza R_9 è stata scelta pari a $10 \text{ k}\Omega$, che assicura un guadagno in banda passante di 80 dB V/A , tuttavia la capacità che le è stata posta in parallelo non assume il valore che si trova sul datasheet (ossia compreso tra $1,5 \text{ pF}$ e 4 pF). Infatti ponendo un condensatore di questa dimensione il circuito si portava in una condizione di oscillazione, questo poiché l'OPA380 è stato utilizzato non nella classica configurazione con un unico ramo sul morsetto invertente. Infatti facendo effettuare anche la somma tra il segnale in uscita, si è caricato impedenzialmente il morsetto invertente andando così a modificare i parametri presenti sul datasheet del componente, come mostrato in Figura 4.8. In particolare la capacità scelta C_{12} è stata posta di valore pari a 4 pF , introducendo un polo alla frequenza $f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_{12} R_9} \cong 4 \text{ MHz}$. Tale valore di frequenza coincide con il massimo valore di frequenza che si intende processare per il segnale interferometrico.

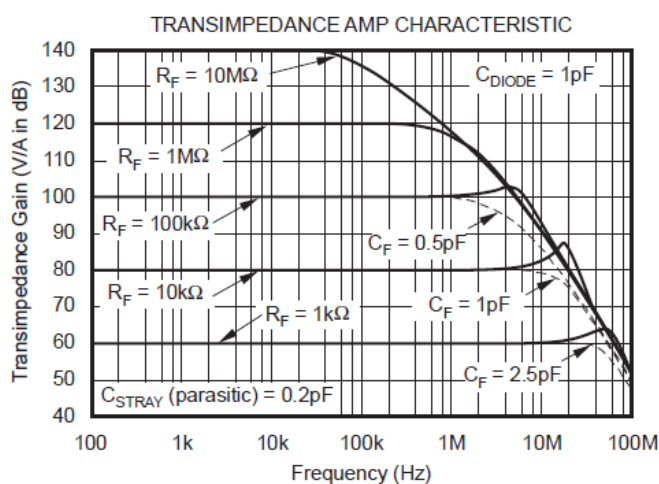


Figura 4.8 Grafico della capacità di compensazione

In Figura 4.9 viene mostrato il segnale in uscita dall'amplificatore a trans-impedenza.

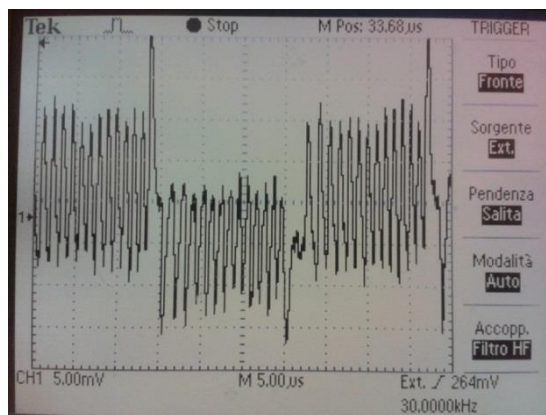


Figura 4.9 Frange in uscita al trasimpedenza a 38 cm di distanza, divisione scala tensioni 5mV

Si può notare come l'uscita sia centrata a metà dinamica ($1,52V$) e come nonostante si sia eseguita una sottrazione tra il segnale proveniente dal fotodiode e quello di modulazione inviato alla corrente di pompa del laser sia ancora presente una componente triangolare.

Dai datasheet è possibile trovare approssimativamente i valori d'interesse enunciati in questa sezione. Per il laser HL-7851G possiamo trovare il valore approssimato della responsività σ del fotodiode di monitor, che è all'incirca di $9,2 \mu A/mW$. Sperimentalmente è stata misurata l'ampiezza delle frange in uscita dal trans-impedenza che risulta essere di circa $20mV$ picco-picco ad una distanza di $30cm$ e con uno speckle luminoso. Quindi procedendo a ritroso conoscendo questo dato possiamo effettuare una stima della potenza ottica che raggiunge il fotodiode dando origine al segnale interferometrico. La corrente foto generata è quindi pari a:

$$I_{ph} = \sigma \cdot P_{ott} = \frac{V_{frange.pkpk}}{R_o} = 0,23 \mu A \quad (4.8)$$

A cui è associata una potenza ottica retroiniettata di:

$$P_{ott} = \frac{I_{ph}}{\sigma} = 25 \mu W \quad (4.9)$$

Questi sono dati molto approssimativi ma rendono un'idea quantitativa delle ampiezze del segnale interferometrico. Approssimativamente a $65mW$ la potenza ottica emessa dalla sorgente è di circa $12 mW$. Quindi il segnale interferometrico corrisponde ad una variazione di potenza di circa lo $0,2\%$ rispetto alla polarizzazione. Tipicamente per tal laser la corrente di buio è circa $45\mu A$ che origina una tensione di buio su R_8 pari a $45mV$. E' importante verificare che il fotodiode non vada troppo in polarizzazione inversa rispetto al valore massimo di specifica sul datasheet pari a $30V$, si avrà che $V_{reverse,PD} = 5V - V_{buio,R_7} < 30V$.

Per il laser QL78J6SA non si è approfondita l'indagine in quanto i test preliminari manifestano il fenomeno del mode-hopping il che lo rende intrattabile per la misurazione da farsi.

4.3 Secondo stadio di filtraggio

In cascata al trans-impedenza/sommatore, che ha già un comportamento passabanda, si inserisce un ulteriore stadio di filtraggio per enfatizzare la pulizia del segnale, la configurazione utilizzata è quella di un doppio amplificatore invertente con filtraggio passabanda, mostrata in Figura 4.10.

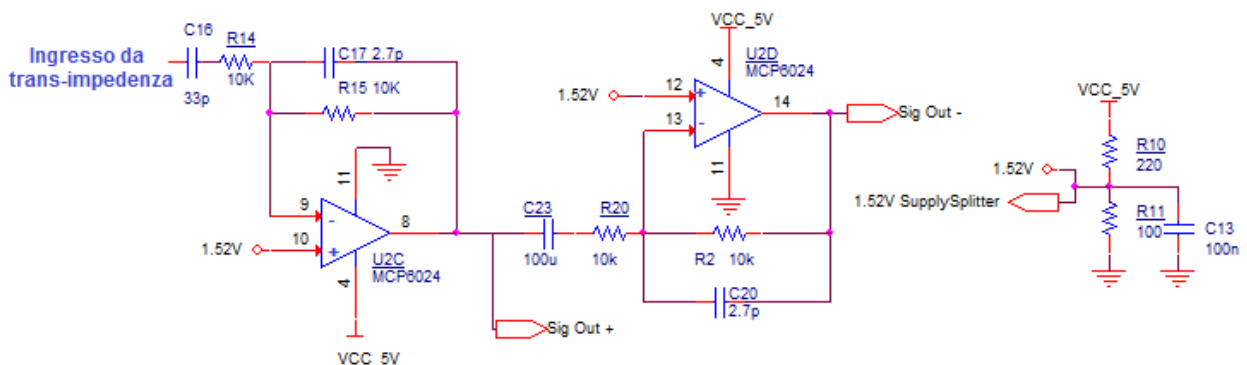


Figura 4.10 Filtro passa banda attivo doppio

Si inseriscono due operazionali per ottenere in uscita allo stadio un segnale differenziale analogico, nell'ottica di impiegare uno stadio di conversione A/D differenziale, come verrà mostrato nel successivo paragrafo 4.5. Si è scelto inoltre di utilizzare un amplificatore operazionale quadruplo, MCP6024, nella sua completezza, in quanto due dei quattro operazionali vengono utilizzati nella sezione di alimentazione del laser e i due rimanenti nel corrente stadio di filtraggio.

La descrizione in continua porta il morsetto V_+ dell'MCP6024 è polarizzato a circa 1/3 di dinamica, nella stessa maniera sviluppata nel blocco trans-impedenza/sommatore, in modo da rendere possibile la variazione di tensione sia verso l'alto che verso il basso senza clampature e stando a centro dinamica dell'escursione ammissibile dall'ADC pari a 3,3V, per far questo si utilizza di una semplice rete di supply-splitter costituita da R_{10} , R_{11} e C_{13} , quindi bufferato in modo tale che in assenza di segnale l'uscita si trovi a 1,52V.

Su segnale il trasferimento è di tipo passabanda, limitatamente alla banda del segnale interferometrico utile in modo che sia più nitido e meno affetto da rumore. Le uscite $V_{trans\ out+}$ e $V_{trans\ out-}$ hanno lo stesso contenuto informativo, se non per un taglio ulteriore passa-basso per il segnale $V_{trans\ out-}$, ma risultano essere in opposizione di fase di 180° (differenziale appunto).

Il filtro passa-alto è necessario in quanto il trans-impedenza non riesce ad eliminare completamente le componenti triangolari. I trasferimenti sono i seguenti:

$$\frac{v_{trans\ out+}(s)}{v_{out\ trans}(s)} = -\frac{R_{15}}{R_{14}} \cdot \frac{sC_{16}}{(1+sR_{14}C_{16})(1+sR_{15}C_{17})} \quad (4.10)$$

$$\frac{v_{trans\ out-}(s)}{v_{trans\ out+}(s)} = -\frac{R_2}{R_{20}} \cdot \frac{sC_{23}}{(1+sR_{20}C_{23})(1+sR_2C_{20})} \quad (4.11)$$

con guadagno invertente in banda passante di $-R_{15}/R_{14} = -1$. Le capacità C_{16} e C_{23} introducono uno zero nell'origine e un polo $f_{p3} = \frac{1}{2\pi C_{16}R_{14}} = \frac{1}{2\pi R_{20}C_{23}}$ e le capacità C_{17} e C_{20} un polo $f_{p4} = \frac{1}{2\pi R_{15}C_{17}} = \frac{1}{2\pi R_2C_{20}}$. Il dimensionamento prevedono che tali poli non taglino il contenuto frequenziale del segnale interferometrico,

quindi si imporrà che $f_{pLF} = f_{p3,U2C} = 0,1 f_{frange,min}$ e $f_{pHF} = f_{p4,U2C} = 10 f_{frange,max}$, il secondo stadio U2D si può fare anche a banda larga perché ho già filtrato, in caso contrario facessi un filtraggio con le stesse caratteristiche di filtraggio avrei che $v_{trans\ out-}$ è ottenuto con un filtraggio del secondo ordine e $v_{trans\ out+}$ con un filtraggio del primo ordine, quindi non verrebbe più rispettata la simmetria differenziale, quindi il filtraggio per U2D verrà impostato in tal modo:

$$f_{pLF} = f_{p3,U2D} = \frac{1}{2\pi R_{20}C_{23}} \ll f_{p3,U2C} \quad e \quad f_{pHF} = f_{p4,U2D} = \frac{1}{2\pi R_2C_{20}} \gg f_{p4,U2C}.$$

4.4 Adattamento del circuito per laser DL-7140

La stessa circuiteria riadattata viene utilizzata con il laser DL-7140 in quanto ha una piedinatura diodi anode photodiode anode common, quindi è necessario cambiare l'indirizzamento della corrente sia nel circuito di alimentazione del laser che di rilevazione della corrente del fotodiode (trans-

impedenza/sottrattore), lasciando inalterato tutte le altre sezione sopra descritte se non cambiare le bande dei filtraggi in quanto cambiando la sorgente cambiano le caratteristiche di essa, in particolare varia la $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ la quale verrà caratterizzata nel capitolo finale insieme ad altre caratteristiche.

Il laser DL-7140 è una cavità risonante Fabry-Perot che emette nell'infrarosso alla lunghezza d'onda $\lambda=785\text{nm}$, il che permette una collimazione agevole. Il diodo laser impiegato contiene nello stesso package un fotodiodo di monitor che permette di valutare la potenza emessa. In Figura 4.11 vengono mostrati la rappresentazione circuitale e il package del laser.



Figura 4.11 Schema elettrico e package DL-7140

Rispetto alle dimensioni del HL7851-G, con diametro di 9 mm , risulta essere progettato con un case più piccolo, diametro di $5,6\text{ mm}$ che permette una maggior miniaturizzazione dello strumento.

La potenza ottica massima emessa dal DL-7140 è di 80mW , corrispondente ad una corrente di pompa massima di 100mA . Questo consentirà di effettuare ampie modulazioni di corrente anche fino a 20 mA picco-picco. Per permettere la focalizzazione del fascio sul bersaglio è stata utilizzata una lente di collimazione. Quella impiegata è una GS-7020-AA in materiale acrilico-acrilico della Roithner LaserTechnik con focale di 8mm e apertura numerica di 0.3 .

Si passa ora ad analizzare il circuito di alimentazione della corrente di pompa mostrato in Figura 4.12.

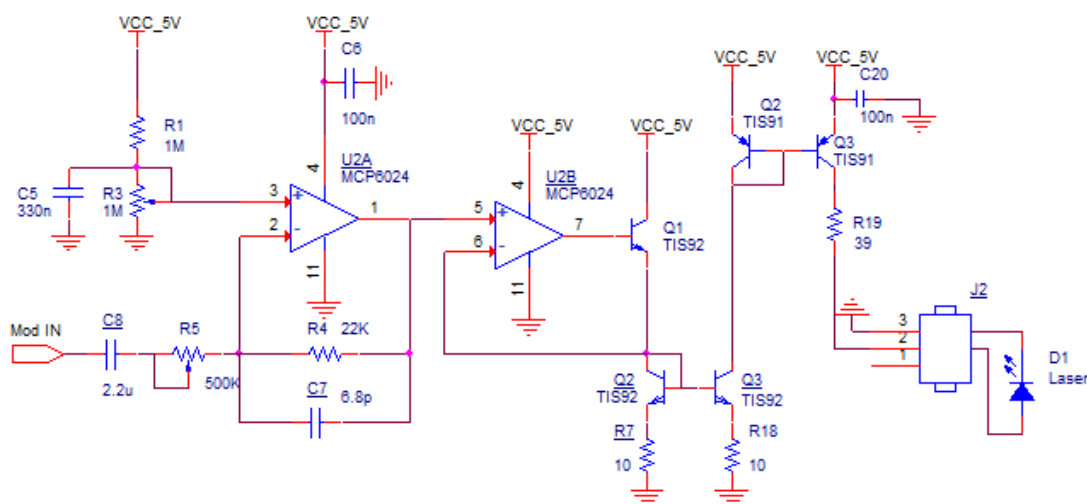


Figura 4.12 Schema elettrico dell'alimentatore laser controllato in corrente

Il funzionamento è eguale a quello descritto nel paragrafo 4.1, se non per l'aggiunta di un doppio specchio che funge da indirizzamento di corrente con guadagni unitari, a meno di mismatch statistici e sistematici tra i transistori che sono fisicamente separati. Si sceglie di degenerare lo specchio a npn per simmetria tra il ramo di lettura e quello di erogazione e si inserisce la resistenza $R_{19} = 39\Omega$ per proteggere il laser in termini di tensione è far lavorare il transistor BJT nella corretta zona di lavoro. Inoltre si è inserita una capacità di decoupling C_{20} anche sulle alimentazioni dello specchio per salvaguardare la pulizia la pulizia delle alimentazioni.

Si sceglie di tarare i valori di corrente in continua e di modulazione in base alla sorgente in uso:

per il laser DL-7140 : $I_{laser,DC} = 80mA$ e $\Delta I_{mod,pk-pk} = 15mA$.

Si sceglie di modulare con un $\Delta I_{mod,pk-pk}$ maggiore per via della caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ minore rispetto a quella dell'HL-7851G, quindi si hanno un minor numero di frange per quanto detto nel paragrafo 2.6, e per incrementare questo numero si sceglie di modulare con un ampiezza più ampia rispettando comunque i massimi valori di corrente supportabili dal laser.

Si osserva da subito che il circuito riadattato consuma più potenza in quanto la corrente assorbita è maggiore rispetto l'originario in quanto compaiono due rami aggiuntivi rami tra le alimentazioni. Per quanto riguarda la risposta in frequenza degli specchi non preoccupano in quanto tagliano a frequenze ben maggiori che la frequenza di modulazione a $40 kHz$, comunque lo specchio a npn risulterà più ampio di banda che lo specchio a pnp, diretta conseguenza della frequenza di taglio dei pnp che risulta essere più bassa che quella degli npn.

Per quanto riguarda la sezione di trans-impedenza e sottrazione, anch'essa verrà riadattata in merito alla nuova piedinatura e dimensionalmente per le caratteristiche del laser differenti soprattutto cambierà la taratura della sottrazione. In Figura 4.13 viene rappresentato lo schematico

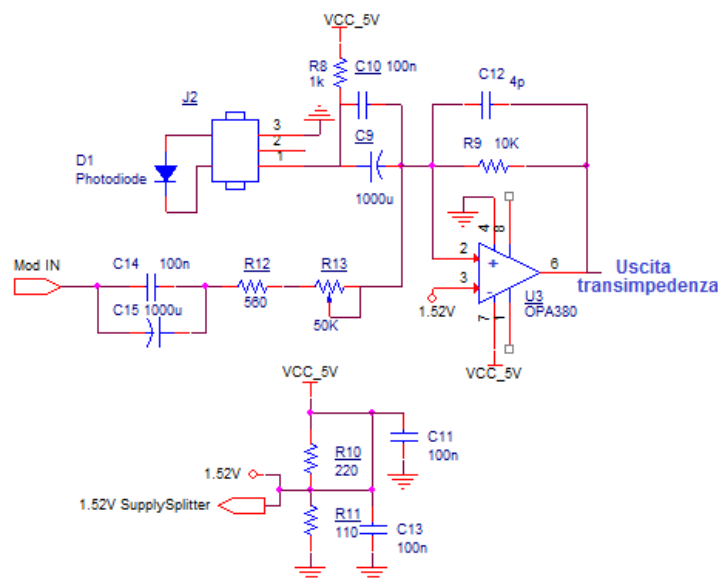


Figura 4.13 Schema elettrico dell'amplificatore a trans-impedenza e sommatore

Il funzionamento è eguale a quello descritto nel paragrafo 4.2, se non per la connessione del fotodiiodo.

4.5 Amplificatore differenziale

Data l'idea di utilizzare un segnale differenziale per comunicare tra pcb analogica e pcb digitale si sceglie di utilizzare amplificatore differenziale, LMH6550, data la presenza già di un segnale "differenziale non pulito". La scelta d'uso dell' LHM6550 è ponderata in merito alle sue buone qualità di alta velocità, bassa distorsione (-89 dB_c per $HD2$ e -85 dB_c per $HD3$ inerenti ad un segnale di $2V_{pk-pk}$ alla frequenza di 5MHz) e buon $CMRR \cong 80\text{ dB}_c$, adatto per pilotare un ADC differenziale di alte performance. Aggiungendo dunque un collegamento aggiuntivo si hanno migliorie rilevanti e le motivazioni di sull'utilizzo di un segnale differenziale sono molteplici, che verranno ora mostrati.

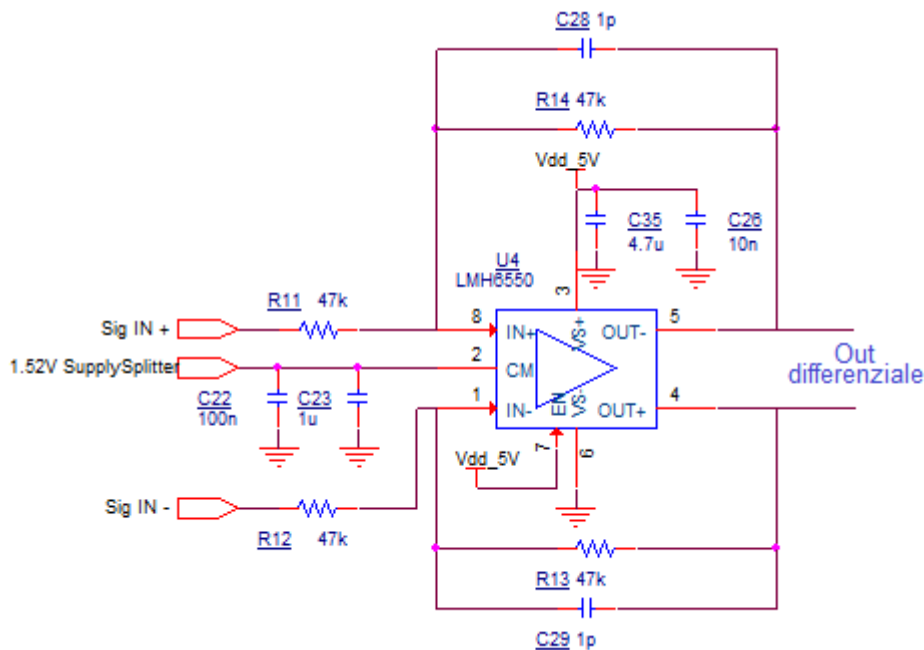


Figura 4.14 *Amplificatore differenziale*

Il primo riguarda il movimento delle linee di alimentazione (sia positiva che massa) che presentano impedenze non trascurabili con componenti rilevanti tipo resisto-induttive causanti il cosiddetto fenomeno di Ground Bounce che va a degradare il parametro SSN (Simultaneous Switching Noise), con un segnale differenziale tal fenomenologia viene migliorata.

Il secondo motivo riguarda gli accoppiamenti induttivo-capacitivi che causano crosstalk, o diafonia, e quindi la corruzione del segnale informativo. Per combattere tal aspetto si devono far correre i cammini di andata/ritorno differenziale vicini tra loro ed in maniera simmetrica in modo da avere per ambedue stessi accoppiamenti rispetto al riferimento, l'eventuale interferenza colpisce ambedue i segnali differenziali creando un modo comune ma non differenziale, utilizzando dunque un ricevitore (quale per lo scopo risulta esser un ADC) differenziale si è immuni alle interferenze.

Il terzo e ultimo motivo riguarda la presenza di common impedance coupling che viene completamente risolta utilizzando un segnale differenziale.

Dallo schematico mostrato in Figura 4.15 si è eseguita una progettazione a guadagno differenziale in centro banda pari a $\frac{R_{14}}{R_{11}} = \frac{R_{13}}{R_{12}} = 10$ ed un comportamento filtrante tipo passa basso imponendo un polo alla frequenza $f_p = \frac{1}{2\pi C_{28} R_{14}} = \frac{1}{2\pi R_{13} C_{29}} \cong 4 \text{ MHz}$ per permettere al segnale informativo interferometrico di passare non attenuato.

Il segnale di modo comune viene prelevato dal modo comune dei due segnali uscenti dagli stadi U2C e U2D descritti nel paragrafo 4.3, che risulta essere fornito dal supply-splitter dunque di 1,52V, mentre il segnale di modo comune è necessariamente fornito dalle uscite degli stadi U2C e U2D.

Anche in tal caso vengono utilizzate capacità di decoupling, direttamente consigliate dal costruttore su datasheet, è necessario inoltre che la tensione di modo comune V_{cm} sia pulita, stabile e senza rumore (infatti si mette un condensatore C_{13} al supply-splitter e condensatori C_{22} e C_{23} sul pin CM) perché altrimenti si ha una riduzione del $CMRR$, una riduzione del bilanciamento del segnale d'uscita e un incremento della distorsione ritrovando tutto il rumore presente su tal riferimento completamente trasferito in uscita dello stadio.

4.6 Driver e modulazione

La modulazione viene generata, come illustrato nel capitolo 3 paragrafo 2, internamente ad un FPGA, di cui si descriveranno i dettagli nel capitolo successivo, creando un'onda quadra di opportuna frequenza nel caso di 40 kHz. Tale deve essere convertita in una forma triangolare e, come prima opzione molto semplificativa, si è scelto di eseguire un semplice ma opportuno filtraggio tipo passa-basso passivo. Si è optato per disaccoppiare il circuito FPGA da quello analogico e non richiedere troppa corrente alle porte d'uscita della board De0-Nano, di utilizzare un driver opportuno l'UCC27423, come mostrato in figura

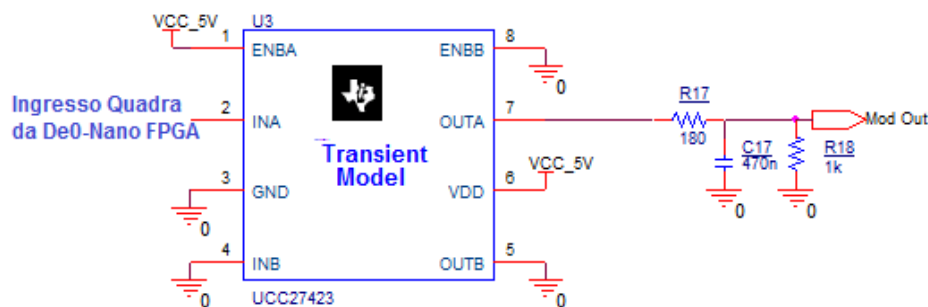


Figura 4.15 Schema elettrico del driver e modulazione

Si è scelto di posizionare il polo per la formazione della triangolare dall'onda quadra a circa $f_p = 2 \text{ kHz}$, dato che in un'onda quadra avente duty-cycle pari al 50% sono presenti esclusivamente le armoniche dispari, e in particolare la terza, con ampiezza pari a un terzo della fondamentale, la quinta armonica, con

ampiezza pari ad un quinto della fondamentale, e così via e l'onda triangolare con solo le armoniche dispari con la differenza che le armoniche più alte decadono molto più velocemente che nelle onde quadre, in modo proporzionale all'inverso del quadrato del numero di armonica mentre nell'onda quadra decadono rispetto all'inverso del numero di armonica.

Si è scelto inoltre di mettere una resistenza $R_{18} = 1k\Omega$ in parallelo a C_{17} , per abbassare il valor medio dell'onda triangolare a centro dinamica.

In grafico è rappresentata l'onda quadra d'ingresso al driver e la triangolare in uscita alla cascata tra driver e passa-basso.

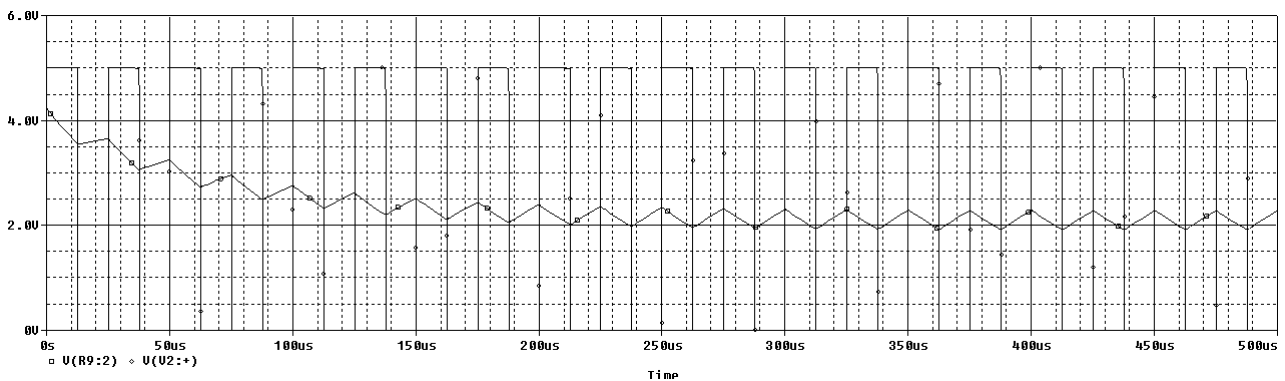
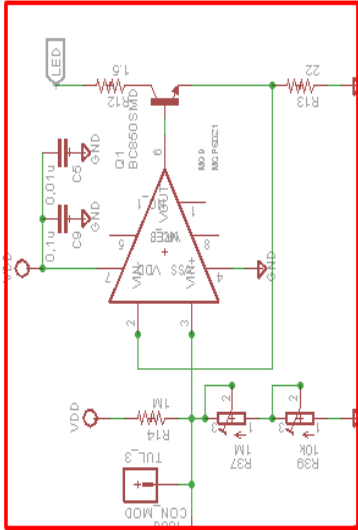


Figura 4.16 Ingresso e uscita al blocco di modulazione

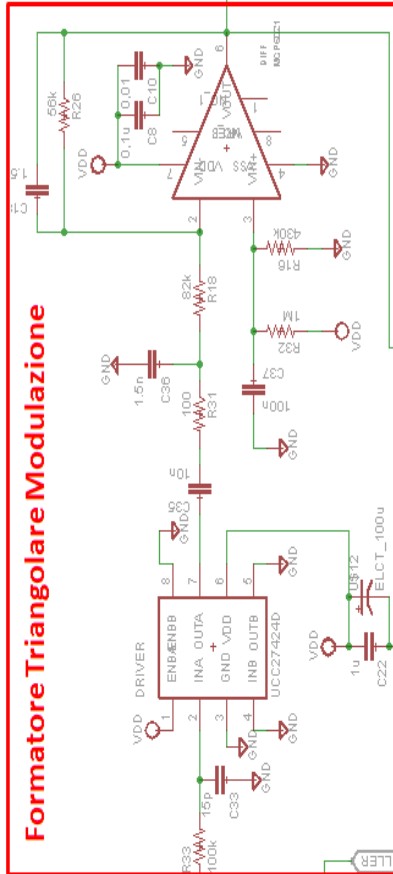
4.7 Sviluppo di una nuova scheda analogica

La nuova sezione analogica svolge le stesse operazioni dell'analogica già descritta con delle piccole variazioni. L'alimentazione è sempre eseguita da un regolatore di tensione LM7805, che qui non viene riportato per semplicità di grafia, Figura 4.17.

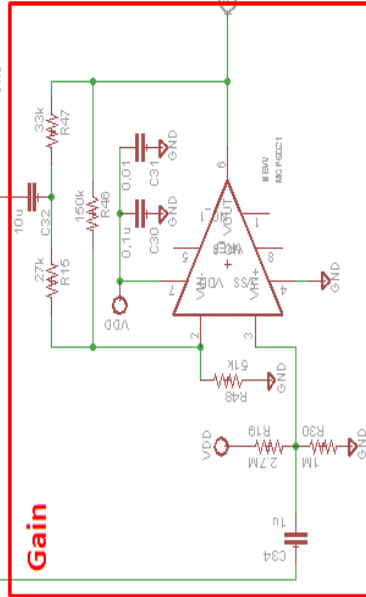
Pilotaggio Corrente Laser



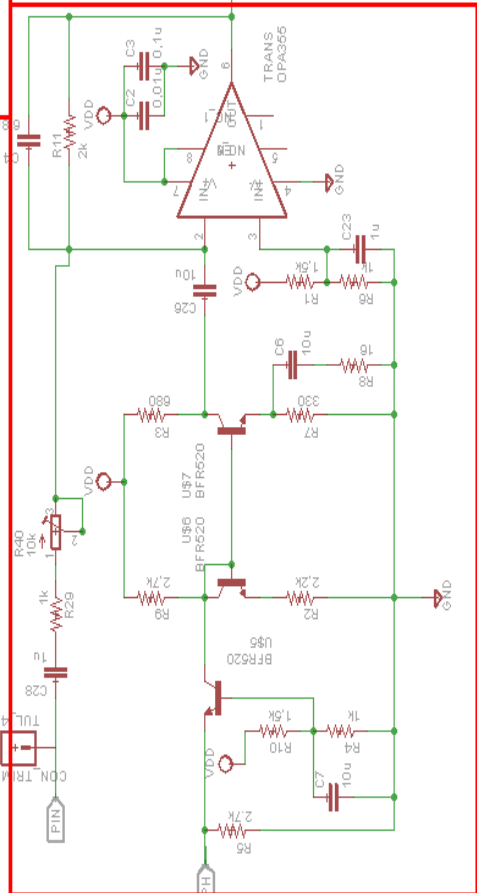
Formatore Triangolare Modulazione



Gain



Trans-impedanza & Sottrattore



Amplificatore differenziale

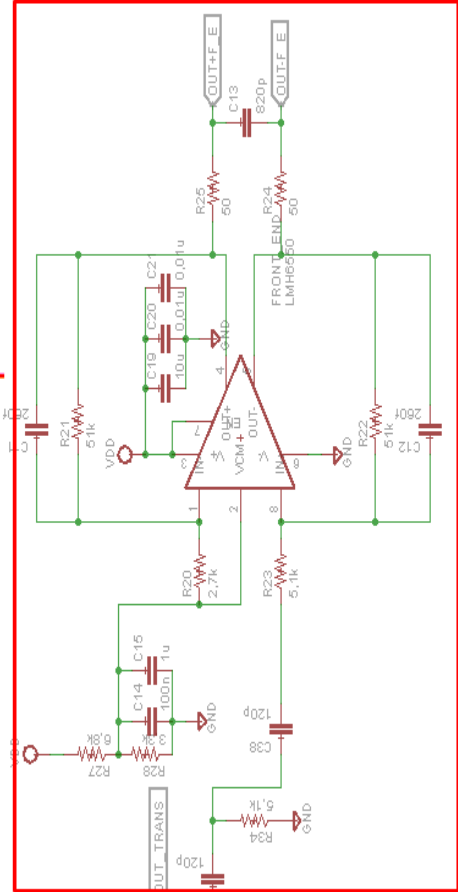


Figura 4.17 Schematico nuova analogica

La formazione della triangolare di modulazione non viene più fatta semplicemente con un banale filtro passa-basso (RC) come fatto in precedenza, ma ottenuta attraverso un integratore alla Miller, il quale integra la quadra di modulazione fornita dall'FPGA attraverso il driver di disaccoppiamento UCC27424 con le opportune capacità di decoupling. Di tal blocco è necessario traslare la tensione d'uscita a circa 1,5V attraverso la rete di supply-splitter e opportunamente livellata, posta al piedino non invertente.

Per creare il fronte di salita e quello di discesa è necessario il solo passaggio di stato del segnale quadro uscente dal driver, il trasferimento in trasformata di Laplace l'ingresso e l'uscita dell'operazionale risulta:

$$V_{out-miller}(s) = -\frac{(V_{out,UCC}(s)-V_{IN+})}{R_{18}} \cdot \frac{R_{26}}{1+sC_{18}R_{26}} \quad (4.12)$$

Dato che sia il fronte di salita (integrazione con pendenza positiva) che il fronte di discesa (integrazione con pendenza negativa) hanno un tempo pari a 12,5 μsec , possiamo valutare il trasferimento approssimato di questo stadio. Il polo introdotto dalla rete di feedback si trova ad una frequenza pari a $f_p = \frac{1}{2\pi R_{26}C_{18}}$ viene posto a circa 2 kHz, in modo da integrare bene la quadra di 40 kHz. Pertanto visto il trasferimento invertente dell'integratore per realizzare il fronte di salita è necessario che l'onda in uscita al driver sia bassa. Una volta trascorsi 12,5 μsec , si procede all'inversione dello stato logico della quadra a livello alto, realizzato così il fronte di discesa dell'onda triangolare. L'ampiezza di picco della triangolare è stata ricavata riportando nel dominio del tempo il trasferimento tra $V_{out,UCC}$ e $V_{out-miller}(s)$:

$$V_{pk} = -\frac{1}{R_{18}C_{18}} \cdot \int_0^{12,5 \mu sec} V_{out,UCC}(t) - V_{IN+} dt \quad (4.13)$$

E' buona norma non mettere resistenze di retroazione troppo piccole che richiederebbero troppa corrente all'operazionale portando alla formazione di picchi spuri sul segnale triangolare ad ogni cambio di pendenza.

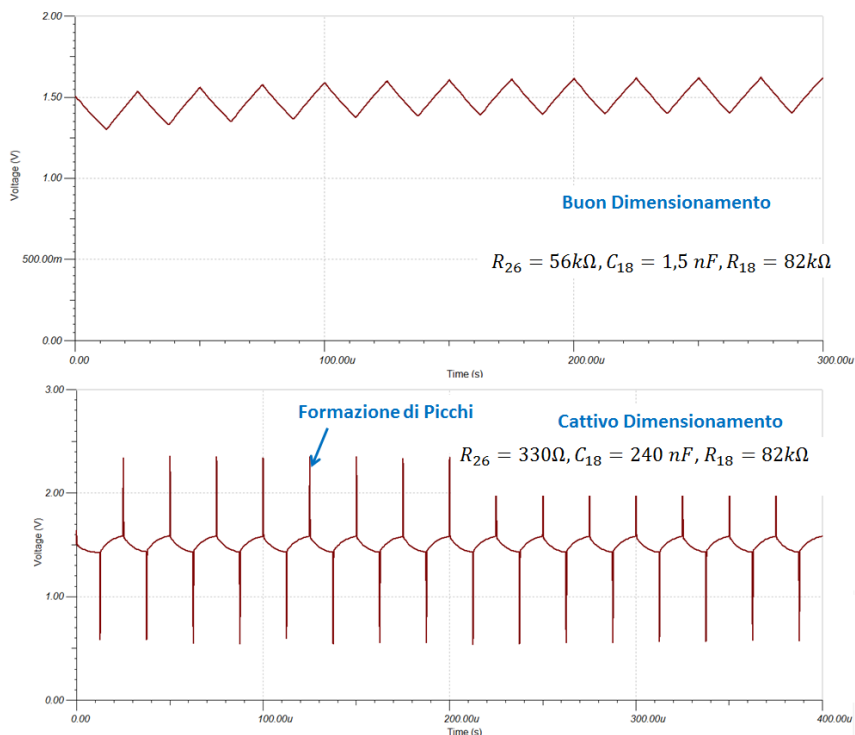


Figura 4.18 Cattivo e Corretto dimensionamento del Miller in merito alla corrente richiesta

La corrente di pilotaggio in continua del laser è eseguita con gli stessi scopi del precedente circuito con l'unica differenza che l'interconnessione tra blocco di modulazione e blocco di controllo di corrente viene eseguito con un disaccoppiamento in DC, ottenuto attraverso il condensatore C_1 .

Il valore in DC della corrente di pompa vale

$$I_{laser} = \frac{V_{IN+}}{R_{13}} \quad (4.14)$$

Nasce però intrinsecamente un filtro passa-alto composto da C_1, R_{14}, R_{37} e R_{39} , quindi per evitare lenti transitori, in quanto C_1 è molto grande, è utile non farla caricare ovvero è necessario portare la tensione d'uscita in continua dello stadio d'integrazione circa pari alla tensione d'ingresso non invertente dello stadio di pilotaggio corrente. E da qui dimensionare R_{13} in modo che la corrente nel laser sia quella richiesta in specifica, ad esempio per il laser HL7851-G pari a 70 mA , si dimensiona dunque $R_{13} = 1,5\text{V}/70\text{mA} = 22\Omega$.

Si sceglie di polarizzare le sorgenti con questi valori: HL-7851G a 70mA , ML1210F a 25mA quindi $R_{13} = 60\Omega$ mentre QL78J6SA a 50mA dunque $R_{13} = 30\Omega$.

Altro modo di dimensionamento è tener costante il resistore $R_{13} = 22\Omega$ e agire sui trimmer R_{37} e R_{39} , arrivando al valore di tensione corrispondente alla corrente di pompa desiderata attraverso la relazione (4.14). La resistenza $R_{12} = 1,5\Omega$ è inserita per proteggere il laser in termini di tensione è far lavorare il transistor BJT in zona attiva da amplificatore di corrente, infatti il solo operativo non è in grado di erogare la corrente necessaria al laser.

Passiamo ora a considerare il trasferimento su segnale tra l'ingresso di modulazione e la corrente di pompa. Innanzitutto il disaccoppiamento è effettuato tramite una capacità di $1\ \mu\text{F}$ (C_1), ottenendo un filtro passa-alto come già descritto. La tensione di modulazione triangolare V_{mod} viene applicata, privata del suo valor medio, direttamente al pin non invertente, quindi al pin invertente per terra virtuale, del blocco che fornisce la corrente al laser.

Dunque paragonando i due circuiti le note sono a riguardo della "pulizia" del segnale triangolare che risulta migliore se ottenuto con un Miller anziché un RC ed inoltre viene risparmiato uno stadio operativo.

Inoltre con la variazione di R_{18} si definisce l'ampiezza della modulazione di corrente del laser attorno al valor medio $I_{laser,DC}$, in particolare diminuendo il valore di R_{18} l'ampiezza della modulazione di corrente $\Delta I_{mod,pk-pk}$ aumenta; oppure variando R_{26} si ottiene che aumentandola aumenta anche l'ampiezza di modulazione, è necessario però ricalcolare e sostituire il condensatore dell'integratore C_{18} per ottenere una condizione di "pari triangolarità" in termini di filtraggio.

Da ultimo anche in tal caso si sono inserite numerose capacità di decoupling sulle alimentazioni soprattutto degli operazionali per salvaguardare la pulizia la pulizia delle alimentazioni.

Analizziamo ora il nuovo trans-impedenza e relativa sottrazione.

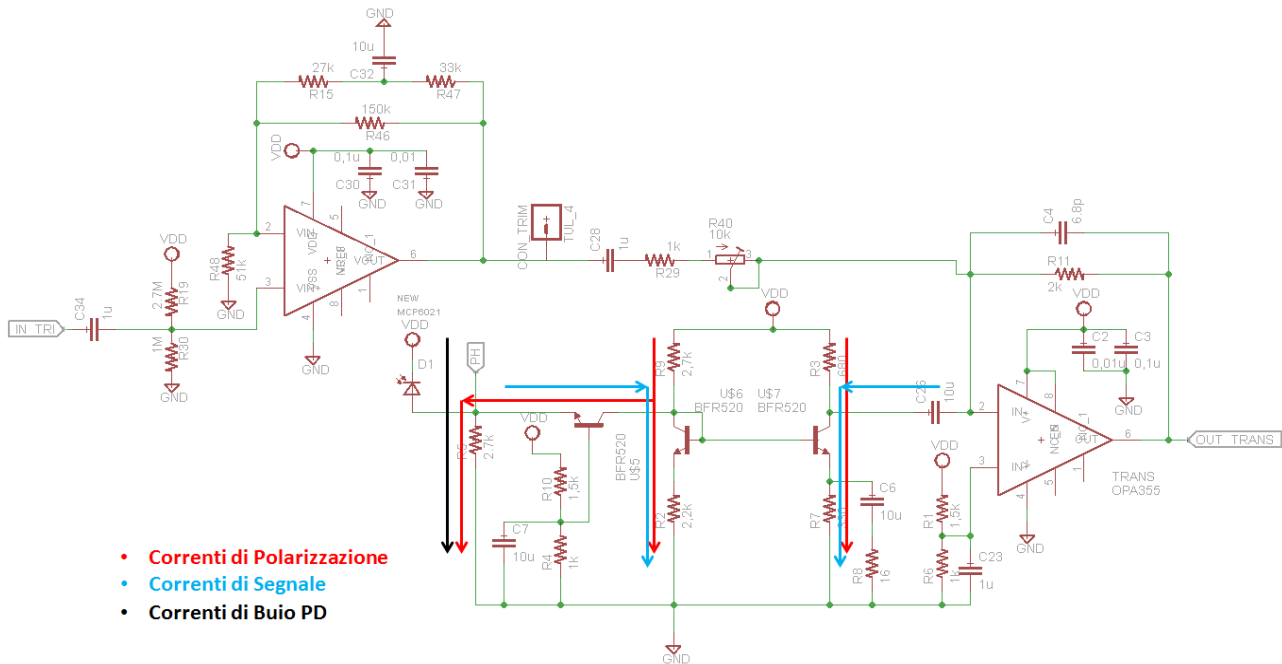


Figura 4.19 Sottrazione e Trans-impedenza

Il circuito prevede l'uso di un OPA355 come trans-impedenza e uno stadio a base-comune con relativo specchio per amplificare la corrente proveniente dal fotodiode.

Lo stadio a transistori viene dimensionato in modo che il livello di corrente di polarizzazione dell'intero stadio e dei singoli transistori sia maggiore che la l'ampiezza del segnale entrante, così da garantire l'approssimazione di piccolo segnale (quindi i relativi parametri di piccolo segnale) per i transistor ed una maggior linearità. Infatti, verificando che $V_{be, sig} < 2V_{th}$, non si sposterà di molto il punto di polarizzazione, definendo una certa linearità dello stadio complessivo. Il transistore che soffre maggiormente di tal effetto è quello polarizzato a correnti più basse, in merito quello di lettura dello specchio.

Le correnti di polarizzazione dunque vengono impostate pari a 1 mA in R_9 , $697\text{ }\mu\text{A}$ nel transistor di lettura dello specchio, $323\text{ }\mu\text{A}$ nel gate a massa e $4,45\text{ mA}$ nel transistor di erogazione dello specchio.

Tal polarizzazione si è simulata con il software Tina, imponendo la sola triangolare al fotodiode di ampiezza opportuna ricavata attraverso i valori sperimentali di efficienza differenziale $\eta = 0,55\text{mW/mA}$ e al parametro $\sigma = 0,01045\text{mA/mW}$, che legano la corrente di modulazione del laser alla corrente fotogenerata al fotodiode: $I_{ph, pk-pk} = \Delta I_{mod, pk-pk} \cdot \eta \cdot \sigma = 56\text{ }\mu\text{A}$; una triangolare di modulazione IN_TRI con le stesse specifiche di quella uscente dallo stadio Miller Integrator, ad esempio per il laser HL7851-G viene prevista una corrente di $\Delta I_{mod, pk-pk} = 10\text{ mA}$ che significa uno swing di tensione della triangolare pari a 200mV , in Figura 4.21 viene rappresentata l'uscita in corrente sia in caso di forte non linearità (dimensionamento errato) sia con linearità (dimensionamento corretto).

Il resistore R_5 è d'utilizzo come via di fuga della corrente di buio proveniente dal fotodiode ipotizzata di $200\text{ }\mu\text{A}$.

Su segnale la corrente fotogenerata viene letta da un punto di bassa impedenza (ramo di lettura) e specchiata con un guadagno pari a circa 32 dB ed erogata attraverso un accoppiamento in AC, ottenuto con C_{26} , al nodo di sottrazione in terra virtuale.

Per definire un alto guadagno in banda passante si è provveduto ad inserire un by-pass della resistenza di polarizzazione (R_7) con una serie $R_8 = 16\Omega$, $C_6 = 10\mu F$. E' molto importante di tale stadio la risposta in frequenza perché, il segnale informativo sta appunto nella frequenza delle frange che può essere di qualche MHz , infatti la linea progettuale dello stadio a transistori è stata l'ottenere elevata banda e contemporaneamente guadagno elevato, il meglio ottenuto è un guadagno in banda passante di 32 dB e banda a -3dB pari a circa $20MHz$.

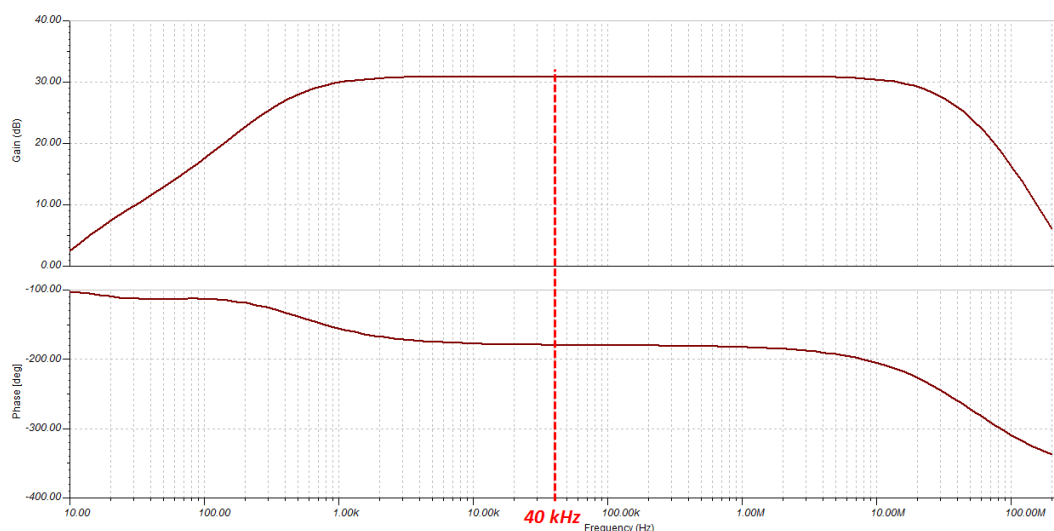


Figura 4.20 Risposta in frequenza dello stadio a transistori

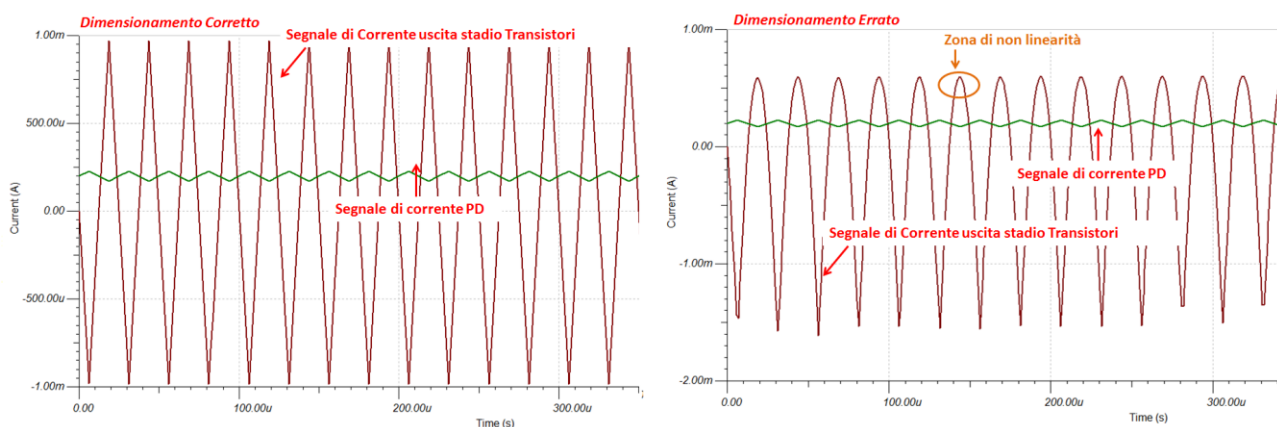


Figura 4.21 Uscita stadio BJT con dimensionamento corretto e scorretto

L'analisi ora prosegue aggiungendo lo stadio OPA355 che rappresenta un trans-impedenza con banda di $200MHz$. In continua il morsetto V_+ dell'OPA355 è polarizzato a circa $1/3$ di dinamica in modo da rendere possibile la variazione di tensione sia verso l'alto che verso il basso senza clampature e stando a centro dinamica dell'escursione ammissibile dall'ADC pari a $3,3V$, per far questo si utilizza di una semplice rete di

supply-splitter costituita da R_1 , R_6 e C_{23} , quindi bufferato in modo tale che in assenza di segnale l'uscita si trovi a 1,82V.

Su segnale l'amplificazione è dettata dal valore di $R_{11} = 2\text{ k}\Omega$ (guadagno di 67 dBV/A) e banda definita in base alla massima frequenza di frangia con un po' di margine, imposta a circa 12 MHz. Il trasferimento tensione d'uscita/corrente foto-generata ha il seguente andamento in frequenza, Figura 4.22

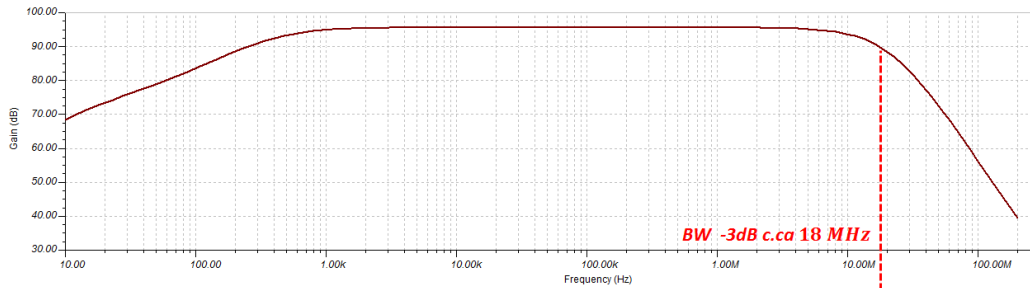


Figura 4.22 Risposta in frequenza trans-impedenza totale

Come precedentemente, la sottrazione tra il segnale di modulazione ed il segnale interferometrico viene sempre eseguita sul nodo di terra virtuale con una rete R_{29} , R_{40} , R_{38} e C_{28} del tutto eguale alla vecchia rete di sottrazione.

La differenza, rispetto alla circuiteria descritta precedentemente, sta nel fatto che il segnale interferometrico passando attraverso la rete a transistori viene amplificato, dunque è impossibile una sottrazione tra tal segnale e il segnale triangolare uscente dal Miller (IN_{TRI}) in quanto le ampiezze dei due non sono paragonabili! E' necessario amplificare il segnale di modulazione prima della sottrazione per riportarlo al giusto livello di tensione, o per lo meno ad un livello paragonabile a quello del segnale interferometrico. Si inserisce dunque lo stadio che presenta come ingresso IN_{TRI} ed uscita PIN , il cui dimensionamento deve venir valutato sia in termini di dinamica d'uscita, ovvero il segnale uscente deve essere una triangolare senza clampature, sia in termini di frequenza, ovvero non si devono verificare distorsioni, altrimenti non si sottrarrebbe correttamente la stessa forma della modulazione.

E' possibile che agendo sul ramo resistivo di sottrazione, la resistenza serie R_{29} , R_{40} divenga troppo piccola, intaccando in banda il circuito riducendola drasticamente. In tal caso la risoluzione possibile riguarda una doppia sottrazione divisa in parte sul pin odierno imponendo una resistenza di sottrazione alta da non arretrare troppo in banda, ed una seconda sottrazione svolta disaccoppiando in AC sul pin invertente dello stadio successivo. In Figura 4.23 a sinistra, viene mostrato il segnale a frange in uscita dall'amplificatore a trans-impedenza.

Si passa ora all'ultimo stadio che prevede la conversione del segnale da single-ended a differenziale, implementando un circuito BalUn utilizzando un amplificatore differenziale LMH6550 identico a quello usato nella vecchia scheda. Il modo comune viene imposto attraverso un partitore livellato, in modo da imporre una tensione pari a metà dinamica dello swing ammesso dall'ADC, pari a 1,65 V. Tal valore non viene nettamente ritrovato alle uscite differenziali a causa anche delle correnti di bias e all'offset di

tensione. Le precisazioni a suo riguardo volgono essenzialmente alla simmetria del circuito, nel merito le resistenze R_{21} e R_{22} devono essere uguali, nonché la resistenza totale vista agli ingressi invertente e non invertente deve essere la medesima ovvero $R_{23} = R_{20} + (R_{27} || R_{28})$.

Lo stadio su segnale, accoppiato in AC attraverso C_{27} , presenta un guadagno pari a $\frac{R_{22}}{R_{23}} = 10$ ed un comportamento passa-basso con polo alla frequenza $f_p = \frac{1}{2\pi R_{22} C_{12}}$ imposta in modo da eseguire una pulizia del segnale prima dell'invio dello stesso alla sezione digitale. Il filtro passa-alto in ingresso C_{27}, R_{23} può essere settato per "filtrare" la non linearità e distorsione introdotta dai BJT (anche se ben polarizzati), come raffigurati in Figura 4.23 a destra, è possibile inserire un doppio polo in modo da accentuare il filtraggio ed ottenere un perfetto segnale informativo.

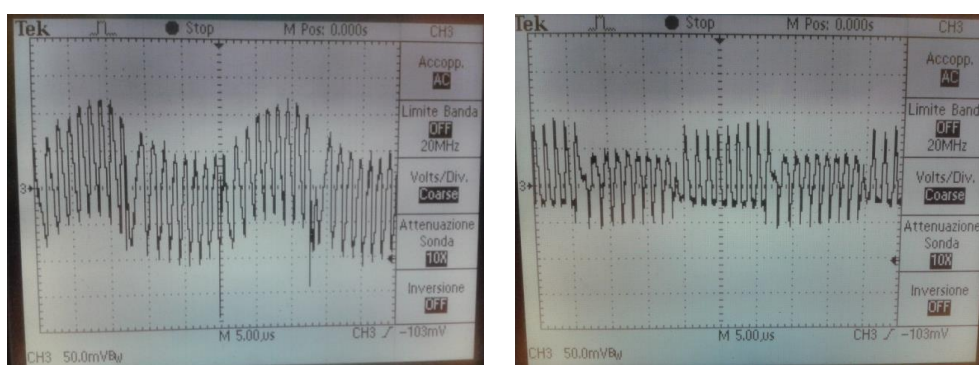


Figura 4.23 Frange in uscita al transimpedenza a 20 cm (sinistra) & Filtraggio non linearità (destra), divisione scala tensioni 50mV

E' stato pensato a valle del differenziale un filtro RC (anch'esso differenziale), si consiglia per il filtraggio del segnale appena prima del campionamento in modo da eliminare ogni impurezza accoppiata nel cammino di trasmissione, e in aggiunta esegue anche un filtraggio anti-aliasing al sample-hold.

Successivamente alla sviluppo dello schematico, realizzato tramite il software Eagle, ne è stato implementato il layout con il medesimo programma. Tale ha permesso di ottenere una PCB di dimensioni ridotte (5,2 x 7,6 cm) completamente incastrabile con le successive PCB.

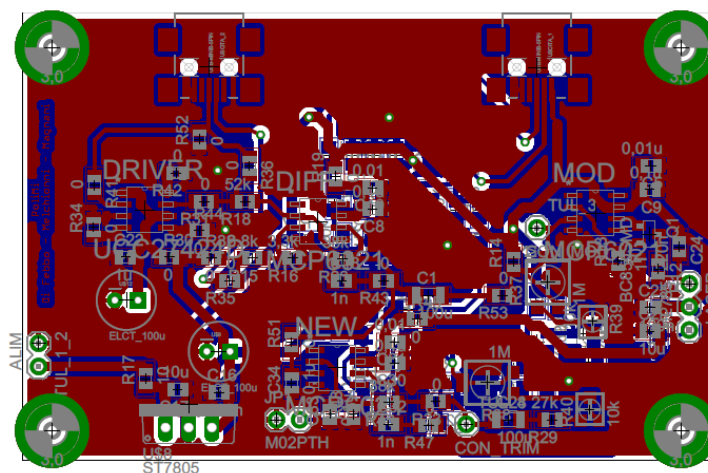


Figura 4.24 Layout realizzato con Eagle

4.8 Sviluppo della sezione digitale

Come spiegato nella visione complessiva del sistema introdotta nel paragrafo 3.2, è necessario l'uso di componenti mixed-signal che convertono il segnale informativo da analogico a digitale, per poi eseguirne un'elaborazione digitale software e una conseguente visualizzazione/acquisizione delle misure su PC. Servono dunque elementi quali ADC, DAC e un modulo di conversione da parallela a seriale dei dati (FTDI). Lo schematico complessivo della sezione digitale è qui illustrato per sezioni:

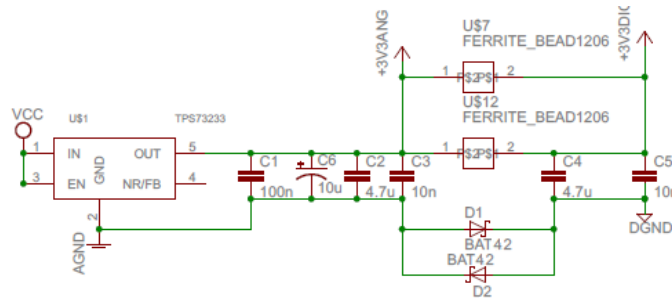


Figura 4.25 Sezione di alimentazione per analogica & digitale

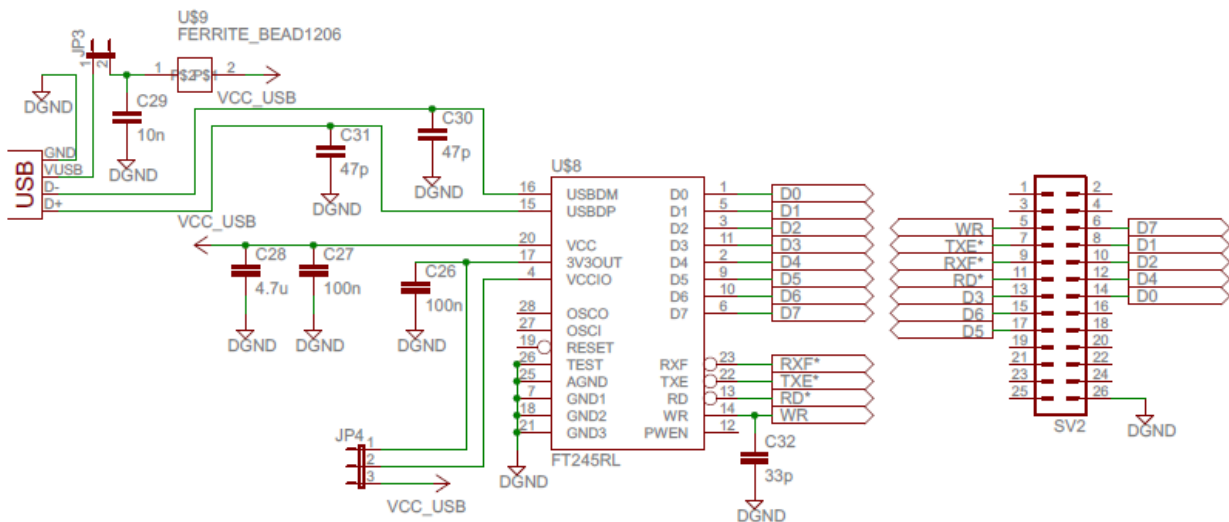


Figura 4.26 Sezione FTDI con rispettivo connettore di espansione

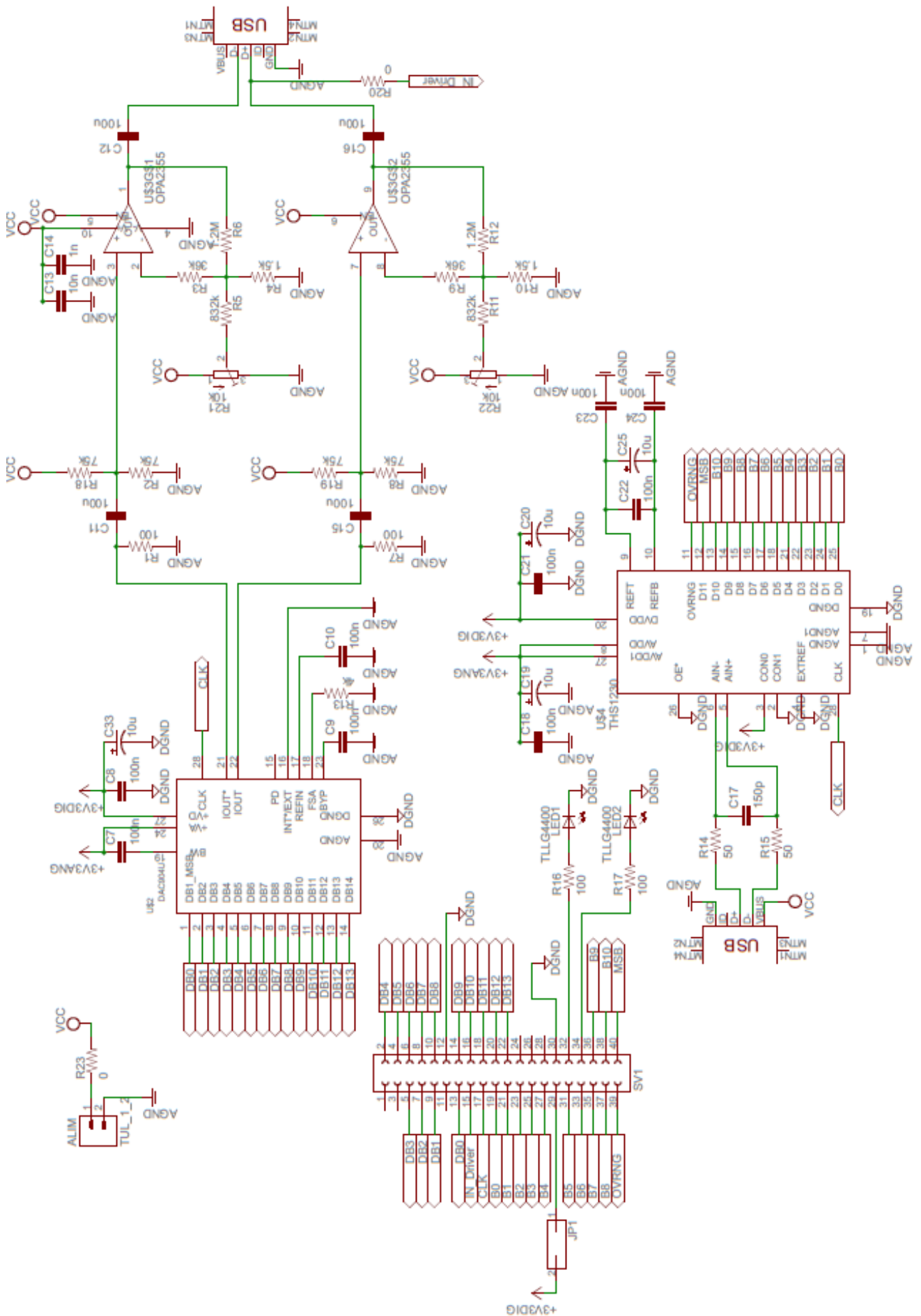


Figura 4.27 Sezione ADC & DAC con rispettivi connettori di espansione

Prettamente al progetto svolto non si farà uso del DAC, ma tal scheda digitale è stata progettata per essere una scheda general-purpose che permette l'utilizzo in più applicazioni, capace di far fronte a soluzioni facilmente raggiungibili. Ad esempio è stato previsto il DAC e un doppio operativo con compensazione delle correnti di bias e della tensione di offset per un progetto alternativo, in via di sviluppo, riguardante un vibrometro laser retro-azionato che necessita di un'acquisizione di un segnale differenziale, conseguente conversione A/D, filtraggio digitale, successiva conversione D/A per rientrare in punti strategici dell'anello di reazione.

Sono stati attentamente analizzati i relativi problemi di ingegnerizzazione del prodotto facendo molta attenzione alla qualità e all'integrità del segnale.

Ora verranno trattati singolarmente le sezioni affrontando i problemi incontrati e capendo le soluzioni adottate.

4.8.1 Alimentazione

Si faccia riferimento allo schematico della sezione di alimentazione (Figura 4.25).

L'alimentazione di 5V, prelevata a valle dello stabilizzatore 7805 della sezione analogica, viene portata dalla scheda analogica alla scheda digitale tramite cavetto USB. Opportunamente filtrata con condensatori di livellamento al fine di ridurre il ripple, quindi ricavando attraverso un LDO (Low Drop Regulator) la tensione necessaria per alimentare con i giusti livelli di tensione le sezioni digitali, pari a +3,3V, si è scelto un TPS73233 capace di portare fino a 400mA di corrente e con una tensione di dropout di circa 40mV.

Per far fronte alle problematiche di connessione, in termini di alimentazioni, tra la sezione analogica e digitale si sono progettate un ventaglio di possibilità di scelte ad esempio: inserendo ferriti opzionali tra 3V3 ANG e 3V3 DIG, diodi Schottky oppure un cortocircuito oppure un induttore tra AGND e DGND.

Tutte queste alternative verranno discusse nel paragrafo conclusivo in merito alla progettazione della PCB Digitale.

Si è inserito il connettore TUL-1_2 e il resistore $R_{23} = 0\Omega$, con la possibilità di alimentare anche la scheda De0-Nano attraverso i 5V portati dalla scheda analogica, con l'accortezza di non connettere il jumper JP3 nella sezione FTDI.

4.8.2 ADC & DAC

Si faccia riferimento allo schematico della sezione ADC/DAC (Figura 4.27).

Per la realizzazione del sistema si è optato per un ADC differenziale a 12 bit pipeline, THS1230, operante fino a 30 MSPS. Le tempistiche temporali prevedono una latenza di 5 colpi di clock per ottenere il dato campionato in uscita.

Per il nostro scopo si è operato imponendo una $f_{CLK} = 12,5 MHz$ generato via software dalla board De0-Nano sul pin numero 17 della porta GPIO-0, un onda quadra di tal frequenza assicurando il teorema di

Nyquist $f_{sample} \geq 2f_{range,max}$. Per quanto riguarda le connessioni dei rimanenti pin si è fatto attenta lettura del datasheet giungendo alle seguenti scelte: un riferimento di tensione interno a bandgap di 1,5 V in quanto il pin *EXTREF* è connesso a *AGND* che definisce ai pin *REFT* e *REFB* una tensione tipica rispettivamente di 2,15 V e 1,15 V rispetto al riferimento *DGND* connettendo una tipica rete di condensatori a π .

I pin *CON0* e *CON1* a seconda della loro connessione impongono il guadagno del sample-hold interno, scegliendo *CON0* a +3V3_DIG e *CON1* a *DGND* si impone un guadagno unitario corrispondente ad uno swing di tensione in uscita di 1V su 4096 livelli; oppure dimezzato, scegliendo *CON1* a +3V3_DIG e *CON0* a *DGND* si impone un guadagno unitario corrispondente ad uno swing di tensione in uscita di 2V su 4096 livelli. Per quanto riguarda l'enable del convertitore (pin \overline{OE}), lo si impone a *DGND* rendendo il modulo sempre acceso senza dunque eseguire operazioni di Enable timing dell'ADC. Si sono tenute separate sia le alimentazioni (+3V3_DIG e +3V3_ANG), che le masse analogiche e digitali (*AGND* e *DGND*) per motivazioni progettuali che verranno analizzate in seguito nel paragrafo 4.8.4; si inseriscono capacità di decoupling vicine ai pin d'alimentazione con le accortezze che verranno poi esplicitate.

Considerando un segnale d'ingresso alla frequenza di 10 MHz si assicura un $THD = -74\text{ dB}$, $SNR = 65,6\text{ dB}$, $SINAD = 65\text{ dB}$ e $SFDR = 74\text{ dB}$.

Inoltre è necessario garantire che l'ingresso dell'ADC, caratterizzato da una serie $R_{SW} = 200\Omega$ e $C_I = 5pF$, la capacità venga scaricata/caricata in un tempo al limite pari a mezzo periodo di clock. La casistica peggiore è quando in ingresso si ha una tensione di fondo scala e C_I scarica, in tal modo attraverso R_{SW} e R_S scorre una corrente che carica la capacità. Come mostrato in figura 4.28

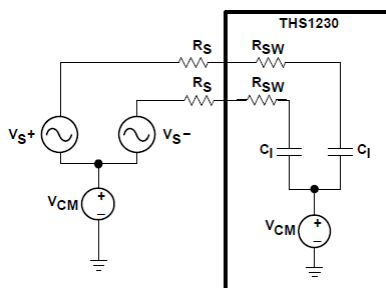


Figura 4.28 Circuito equivalente ingresso ADC

Per cui è necessario imporre che:

$$R_S < \frac{1}{2 \cdot f_{CLK} \cdot C_I \cdot \ln 256} - R_{SW} \quad (4.15)$$

Imponendo la frequenza di clock desiderata si trova una $R_S < 1,25\text{ k}\Omega$. Il segnale d'ingresso è portato alla PCB Digitale dalla PCB Analogica attraverso un cavetto USB-miniB, è stato implementato a monte dell'ADC un filtro RC (anch'esso differenziale), costituito da R_{14} , R_{15} e C_{17} , per il filtraggio simil anti-aliasing del

segnale appena prima del campionamento in modo da eliminare ogni impurezza accoppiata nel cammino di trasmissione.

Il condensatore C_{17} è inserito per smorzare i picchi di corrente che giungono dall'interno dell'ADC in seguito alla sua attività di switching, mentre R_{14}, R_{15} vengono inserite per isolare la $C_{ADC} = C_I$ assicurandone la stabilità differenziale.

E' necessario dunque garantire che $f_{taglio,LPF} = \frac{1}{2\pi R_{14} \cdot (2C_{17} + 2C_I)} \ll f_{sampling} = 12,5 \text{ MHz}$.

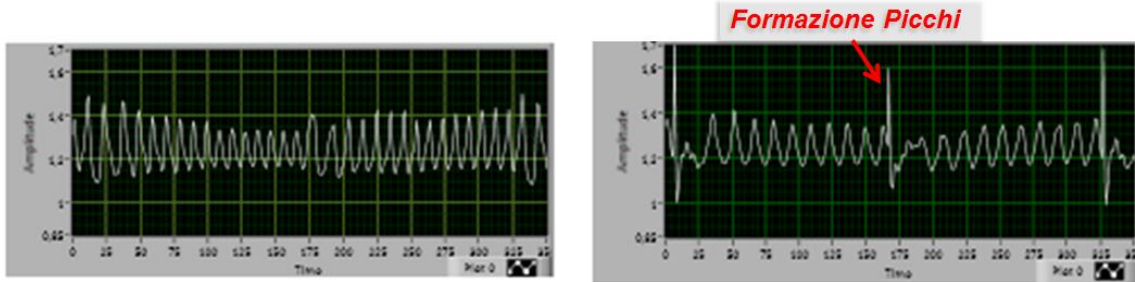


Figura 4.29 *Frangere con Anti-aliasing, a destra, e senza, a sinistra*

I 12 Bit d'uscita del convertitore vengono inviati all'espansione GPIO-0 della board De0-Nano e quindi processati digitalmente dal device FPGA.

Per quanto riguarda il DAC, che in questo progetto non si utilizzerà ma inserito per creare una scheda general purpose, si è impiegato un DAC a 14 bit , DAC904U, operante fino a 165 *MSPS*.

Per il nostro scopo si è operato imponendo una $f_{CLK} = 12,5 \text{ MHz}$ generato via software dalla board De0-Nano sul pin numero 17 della porta GPIO-0, come per l'ADC. Per quanto riguarda le connessioni dei rimanenti pin si è fatto attenta lettura del datasheet giungendo alle seguenti scelte: un riferimento di tensione interno bangap di 1,24 *V*, ottenuto settando il pin \overline{INT}/EXT a *AGND*.

Il valore di corrente di fondo scala in uscita al DAC, viene definito dal rapporto tra la tensione interna di riferimento e un resistore esterno $R_{set} = R_{13}$ (che è bene scegliere a tolleranze spinte se si vuole avere una buona precisione) quindi moltiplicata per un fattore intero pari a 32.

$$I_{out,max} = 32 \cdot \frac{V_{ref}}{R_{set}} \quad (4.16)$$

Tale DAC può sopportare un range di correnti esterne da 2 *mA* ÷ 20 *mA*.

Quindi la tensione in uscita al DAC è ottenuta semplicemente creando una caduta di tensione di tale corrente attraverso un resistore $R_1 = R_7 = 100\Omega$, si ottiene dunque una corrente differenziale d'uscita che causa una tensione differenziale pari a:

$$V_{out,diff} = \frac{2 \cdot Code - 16383}{16384} \cdot I_{out,max} \cdot R_1 \quad (4.17)$$

Anche in tal caso si sono tenute separate sia le alimentazioni che le masse analogiche e digitali.

In cascata al DAC si è progettato uno stadio di amplificazione disaccoppiato in DC (attraverso C_{11} e C_{15}), traslato rispetto al valor medio attraverso il supply-splitter composto da R_{18}, R_{19}, R_2 e R_8 e compensato in

merito alle correnti di bias e alla tensione di offset. Infatti si impone che per la compensazione della tensione di offset debba esserci sul pin invertente

$$V_{os,null}^- = V_{cc} \cdot \frac{R_6 \parallel R_4}{R_6 \parallel R_4 + R_5} \quad (4.18)$$

con $R_{21} < R_6 \parallel R_4 + R_5$, quindi nel caso in cui avessi una tensione di offset V_{os} sul pin non invertente positiva, la tensione di offset in uscita risulterebbe positiva, quindi per ottenere un uscita nulla devo sottrarre in ingresso, dunque $V_{os,null}^- > 0$, il che è garantito perché $V_{cc} = +5V$. Viceversa avendo V_{os} sul pin non invertente negativa, la tensione di offset in uscita risulterebbe negativa e a sedersi sull'alimentazione negativa che nel caso è $AGND$, quindi non ho bisogno di compensare.

Per la compensazione per le correnti di bias è necessaria che $R^+ = R^-$, nel caso $R^+ = R_2 \parallel R_{18}$ e $R^- = R_3 + R_6 \parallel R_4 \parallel (R_5 + R_{21}^I \parallel R_{21}^{II}) \cong R_3 + R_6 \parallel R_4 \parallel R_5$ se $R_{21} < R_6 \parallel R_4 + R_5$. Dunque avrei un guadagno in DC dello stadio pari a circa $1 + \frac{R_8}{R_5}$.

Dunque a seconda delle specifiche volute è necessario un dimensionamento attento dello stadio.

I 14 Bit d'ingresso del convertitore vengono inviati dall'espansione GPIO-0 della board De0-Nano che precedentemente sono stati processati digitalmente a seconda dell'applicazione necessaria.

Le uscite del DAC e successivo stadio di filtraggio vengono inviate, in maniera opzionale, alla scheda analogica attraverso un cavetto USB-miniB, come verrà mostrato nel paragrafo 4.8.4 a riguardo delle connessioni attraverso connettori mini-USB tra scheda analogica e scheda digitale. In alternativa se non si utilizza il DAC (caso di progetto) si connette il resistore $R_{20} = 0\Omega$ in modo da portare dal pin 15 dell'espansione GPIO-0 alla scheda analogica, attraverso il connettore USB-miniB, la quadra di modulazione imposta dal FPGA a $f_{mod} = 40 \text{ kHz}$.

E' possibile inoltre alimentare la De0-Nano attraverso il connettore TUL_12 ed il resistore $R_{23} = 0\Omega$ direttamente dalla $V_{cc} = 5V$ provenienti dalla scheda analogica, infatti dalle specifiche di tal development board è indicata la possibilità di alimentazione da esterno con un range $3,6 \div 5,7 V$, previa download del software nella SRAM attraverso il Serial Flash Loader (SFL) function via JTAG interface.

4.8.3 FTDI

Il cuore di tal circuito è l'integrato FT245RL, un interfaccia FIFO (First In First Out) verso USB (Universal Serial Bus), con lo scopo di trasmettere i dati uscenti parallelamente dal modulo FPGA al PC in maniera seriale. Lo schematico adottato è riproposto in figura

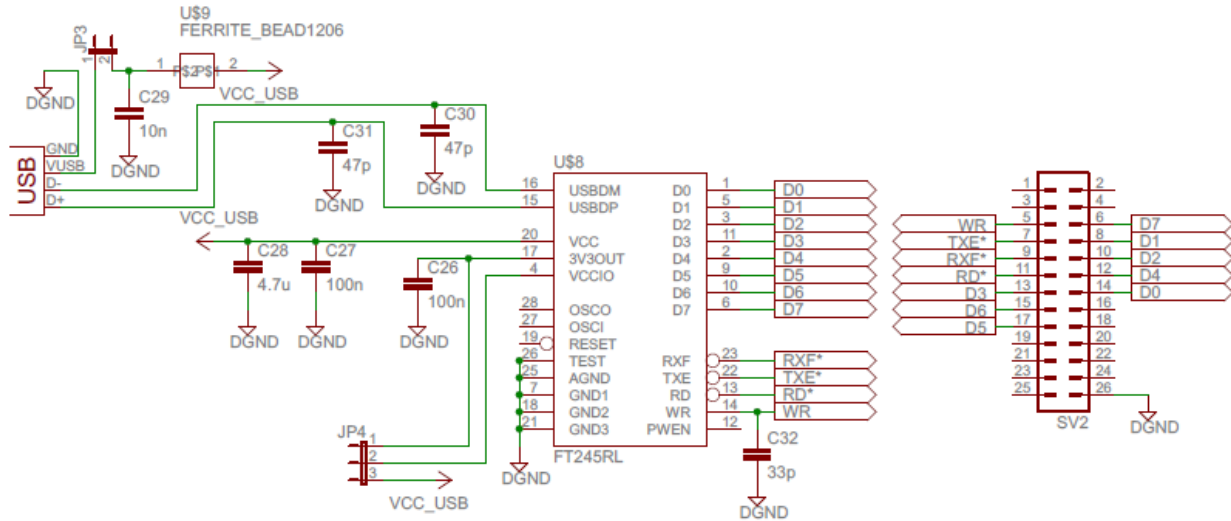


Figura 4.30 Sezione FTDI con rispettivo connettore di espansione

Una veloce descrizione delle funzionalità dei pin, che verranno poi ampliate nel capitolo successivo di sviluppo software:

- pin D0 to D7: ingressi del dato parallelo proveniente dalla board De0-Nano.
- RXF: controlla la fase di lettura dei dati dalla FIFO
- TXE: controlla la fase di scrittura dei dati nella FIFO.
- WR: comanda l'inizio della scrittura dei dati dalla FIFO, quando avviene la transizione alta vs basso la FIFO scrive i dati nel suo buffer per l'invio a PC.
- RD: comanda l'inizio della fase di lettura dei dati dalla FIFO.
- VCC: se connesso il jumper JP3 l'alimentazione al modulo viene data dall'USB pari a +5V rispettando i vincoli di corrente massima del protocollo USB di 500mA, alternativamente se sconnesso è possibile applicare a tal pin un alimentazione esterna da 3,3V a 5,25V.
- VCCIO: è un pin di alimentazione della sezione interna di FIFO Interface and Control group pin D0 to D7, è possibile connetterla tramite il jumper JP4 al pin 3V3OUT (connetto 1-2 JP4) pilotando le uscite con livelli logici 0-3,3V oppure al pin VCC (connetto 2-3 JP4) pilotando le uscite con livelli logici CMOS 0-5V
- 3V3OUT: è l'uscita di un LDO interno a 3,3V
- USBDM e USBDP: sono le uscite dati seriali che andranno connesse al connettore USB.
- PWE#: è possibile l'uso di questo pin per mandare in stand-by (Wake-Up) il modulo, ma non è previsto in questo studio.

Il modulo assicura un rate di trasferimento dei dati di 1Megabyte/sec con D2XX Direct Driver oppure 300 kilobyte/sec con VCP Drivers, inoltre la possibilità di trattare dati sincroni o asincroni attraverso le opzioni di controllo di strobe dei pin RD# e WR che permettono di utilizzare come general purpose I/O.

La connessione tra l'espansione SV2 e il modulo De0-Nano (connettore 2x13 Header) verrà fatta con un flat-cable di 26 pin opportunamente cablato.

4.8.4 Progettazione PCB Digitale

Vengono ora descritti i criteri e le problematiche trovate all'atto della progettazione del circuito PCB. Lo schematico del circuito è stato realizzato tramite il software Eagle e, successivamente, ne è stato implementato il layout con il medesimo programma. Tale ha permesso di ottenere una PCB di dimensioni ridotte (5,2 x 9,7 cm) completamente incastrabile con il circuito analogico e con la board De0-Nano, in modo da ottenere un sistema a crescita verticale modulare solido, facilmente alloggiabile e protetto da disturbi magari a scapito della compattezza.

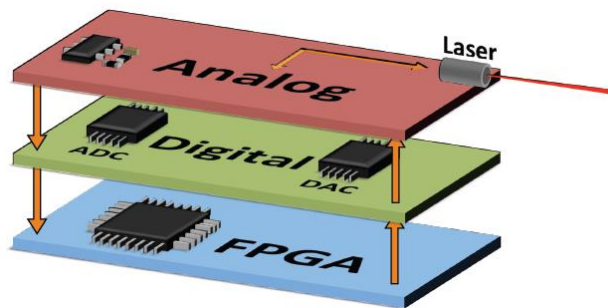


Figura 4.31 *Steck-up modulare sistema complessivo*

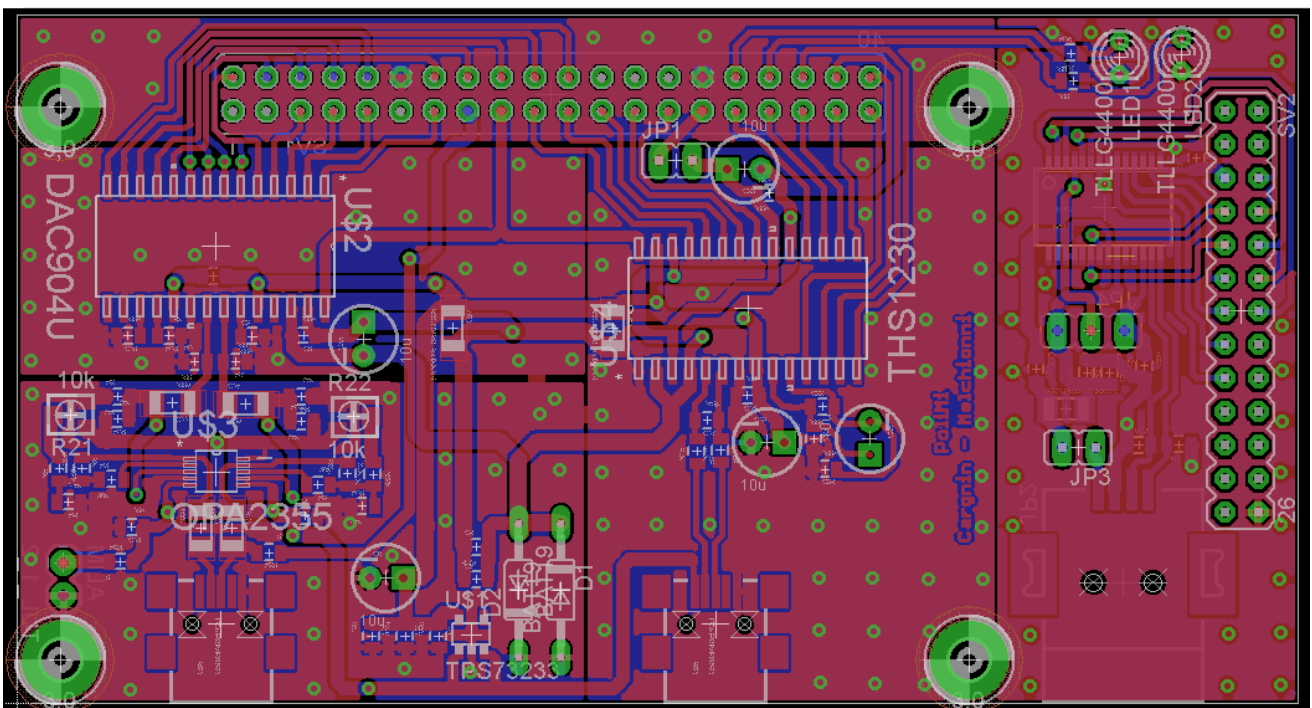


Figura 4.32 *Layout realizzato con Eagle*

È noto che eseguire una misura elettronica porta ad affrontare attivamente le tematiche della sovrapposizione del segnale utile con il rumore ed i disturbi. Il primo dà un contributo legato alla fisica del moto dei portatori di carica nei dispositivi; il secondo dovuto ad accoppiamenti elettromagnetici con segnali provenienti da altri dispositivi. Benché sia il rumore che i disturbi siano elementi che limitano la ricezione del segnale o la sua misura, la loro differente natura porta ad atteggiamenti diversi nel tentativo di minimizzarli. Il rumore in un circuito è un contributo dovuto alla natura fisica dei dispositivi, legato all'agitazione termica dei portatori o ad altri fenomeni stocastici. Data la sua origine è impossibile eliminare il rumore l'unica possibilità è cercare di ridurlo attraverso apposite tecniche di filtraggio. Tale operazione deve essere svolta con grande cura, poiché filtrare significa ridurre il contributo di alcune frequenze spettrali. Per migliorare il rapporto segnale-rumore è necessario attenuare il rumore a quelle frequenze dove non c'è segnale, altrimenti l'operazione non porterebbe alcun beneficio.

Viceversa, i disturbi apportano un contributo deterministico, eliminabile non solo con tecniche di filtraggio selettivo, ma anche e soprattutto attraverso la schermatura dei circuiti (sia di chi genera il disturbo sia di chi lo subisce) o ricorrendo ad un migliore progetto delle connessioni, mirato proprio alla diminuzione degli accoppiamenti parassiti definito in gergo tecnico crosstalk o diafonia. I disturbi più comuni sono quelli dovuti ad accoppiamento elettromagnetico, in particolare di tipo capacitivo. Quando esiste una capacità parassita tra due cavi si ha un accoppiamento del campo elettrico, la cui variazione induce una corrente nel circuito disturbato. Le capacità parassite in un circuito, oltre ad accoppiare disturbi, possono causare anche instabilità. Un esempio molto comune è dato dalla capacità parassita tra le linee di alimentazione e gli ingressi di un amplificatore operazionale, che può indurre una reazione positiva, specialmente per amplificatori a larga banda. Forti variazioni della corrente erogata dall'amplificatore possono indurre delle cadute di tensione sulle alimentazioni che, tramite l'accoppiamento capacitivo, si possono riflettere sull'ingresso dell'operazionale, causando una reazione positiva. Questo fenomeno è ancora più probabile quando si usano più amplificatori in cascata, in quanto i disturbi sulle alimentazioni, dovuti agli stadi successivi, si riflettono sul primo stadio, portando facilmente il guadagno d'anello della reazione a valori superiori a ed innescando dunque l'oscillazione. La soluzione più semplice a questo inconveniente consiste nell'aggiungere delle capacità, tipicamente da 100 nF , tra le alimentazioni e massa, il più vicino possibile agli integrati. In questo modo si diminuisce l'impedenza delle alimentazioni alle alte frequenze, riducendo i segnali dovuti alle variazioni di corrente assorbita dagli integrati e quindi abbassando notevolmente il guadagno d'anello della reazione positiva con gli ingressi. In questo caso non si possono utilizzare capacità elettrolitiche, in quanto non hanno un buon comportamento capacitivo ad alta frequenza, indispensabile invece per questa applicazione.

Le capacità di decoupling andranno inserite in batteria parallela vicino alle alimentazioni del componente in modo da estendere la fascia frequenziale del comportamento capacitivo per drenare i

disturbi sulle alimentazioni ad alta frequenza assumendo un comportamento in frequenza come mostrato in Figura 4.33

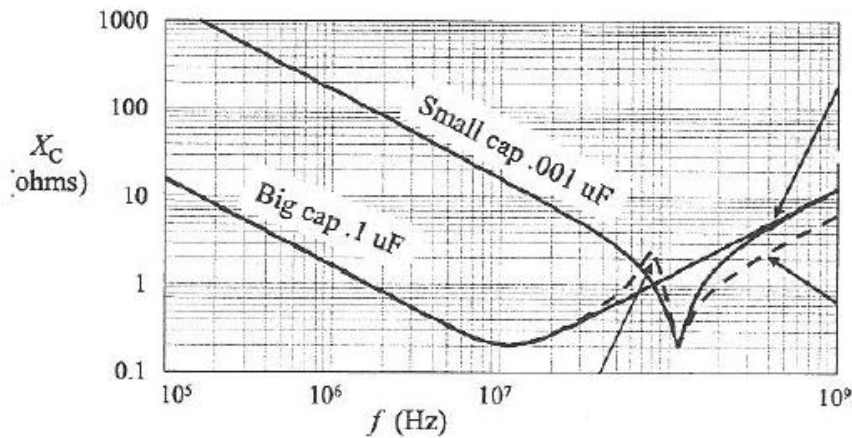


Figura 4.33 Risposta in frequenza capacità dei decoupling

Un corretto posizionamento delle capacità di decoupling prevede che esse siano posizionate vicinissimo al pin di alimentazione positiva e connesse direttamente al piano di massa attraverso delle vias (configurazione figura 4.34 sinistra) e non mandando la capacità a massa attraverso una pista che inserirebbe un'induttanza nel percorso di massa della capacità di decoupling, riducendone l'efficienza (configurazione figura 4.34 destra)

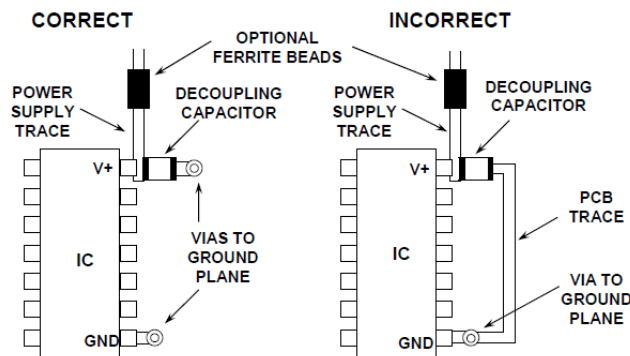
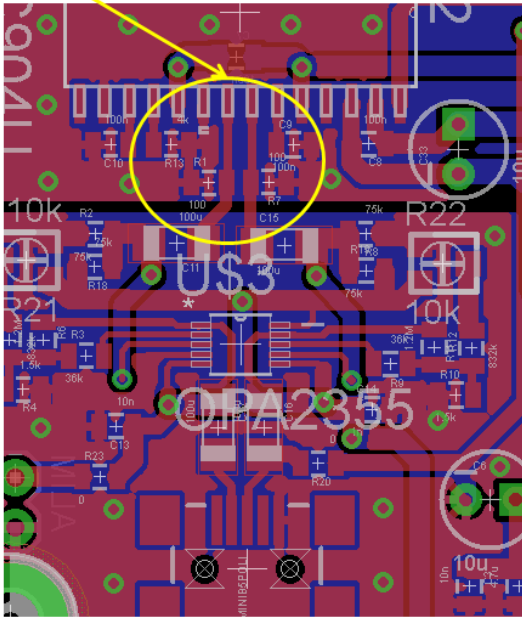


Figura 4.34 Filtri d'alimentazione ad alta frequenza prevedono un filtraggio ottimale e decoupling lungo cammini a bassa induttanza (Ground Plane)

Una ulteriore soluzione consiste nel distanziare i percorsi di segnale sensibili dalle linee di alimentazione, in modo da diminuire l'accoppiamento. A questo proposito, in caso di piste di un PCB, può aiutare un piano di massa sottostante, che fa diminuire notevolmente le capacità mutue tra le piste, oppure una pista connessa a massa interposta tra le due.

Piano di massa sotto
Segnale differenziale



Piano di massa sotto
Segnale differenziale +
intermezzo di massa

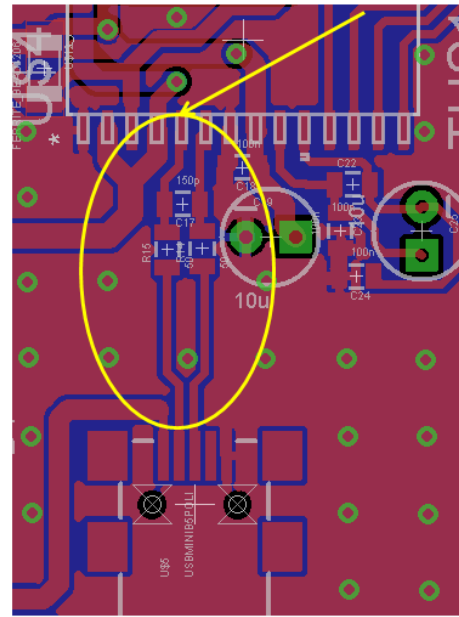


Figura 4.35 Zoom sezione di segnale differenziale critica, a sinistra uscita dal DAC a destra ingresso ADC

Trattando di segnali differenziali è necessario avere una perfetta simmetria di routing, nonché, una lunghezza delle tracce uguali in modo da non avere formazione di segnale di modo comune; si accetta comunque una differenza di lunghezza tale per cui la conversione a modo comune sia inferiore al 3%. Anche la distanza tra linee di modo comune è critica, infatti avvicinare molto le tracce porta ad una riduzione delle emissioni elettromagnetiche (EMI) assicurando comunque una distanza che rispettino i constrain di clearance inseriti in Eagle pari a 6 mils.

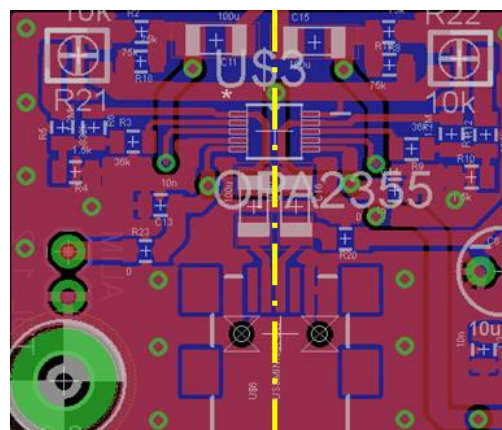


Figura 4.36 Zoom simmetria della sezione di segnale differenziale uscita dal DAC

Particolare attenzione si è posta sul progettare la linea di distribuzione del clock e della quadra di modulazione, infatti esse vanno posizionate lontano dalle tracce di segnale, che pur essendo differenziale può capitare che il clock sia più vicino ad una linea che all'altra, quindi si crea accoppiamento creando un

segnale di modo comune che viene interpretato come segnale differenziale. Dunque è buona regola progettuale allontanare (shrink) la linea aggressore piuttosto che avvicinare due tracce differenziali magari non rispettando più la clearance. La linea di clock deve essere la più corta possibile e immersa in una zona di massa.

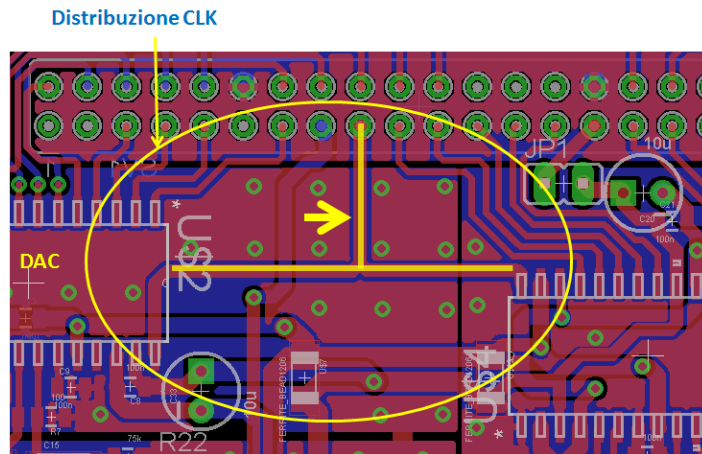


Figura 4.37 Zoom sezione di trasmissione del clock

Un altro tipo di crosstalk riguarda l'accoppiamento di tipo induttivo. Quando scorre una corrente su una pista si genera un campo magnetico, quindi flusso magnetico, che si concatena con altre piste e causa, per la legge di Faraday-Newman-Lenz, una tensione indotta, dunque un flusso di corrente indotta con verso opposto tale da contrastare la variazione che l'ha generata. Le capacità parassite in un circuito, oltre ad accoppiare disturbi, possono causare anche instabilità. Per combattere tal fenomeno si progettano linee di andata e ritorno vicine in modo da ridurre l'induttanza riducendo l'area della spira, infatti sebbene a bassa velocità la corrente sceglie il cammino a minima resistenza le cose son ben diverse ad alta velocità, come mostrato in Figura 4.38

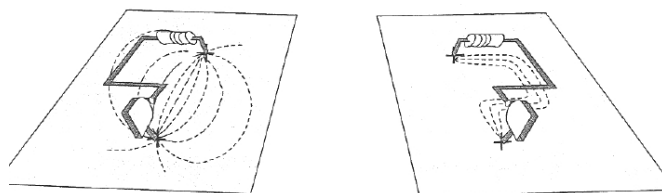


Figura 4.38 Cammini di ritorno della corrente, a sinistra per basse velocità, a destra per alte velocità

Ad alta frequenza la corrente di ritorno sceglie il cammino a minima induttanza, minor area della spira, quindi al di sotto del cammino di andata nasce il cammino di ritorno. E' importantissimo dunque garantire una larga area di PCB che agisce dapprima assicurando un cammino di bassa impedenza alle correnti "digitali" ad alta frequenza riducendo anche le emissioni EMI e RFI. Tal piano deve essere senza interruzioni almeno dove nel layer sovrastante c'è una pista d'andata, adibita a ground plane in modo da garantirne una bassa impedenza e minima induttanza. Infatti se l'interruzione del ground plane fosse non ponderata, vale a dire se le tracce di segnale non ci stessero, ad esempio nel top layer, si inseriranno delle via che deviano il

segnale su layer alternativo progettato per essere ground plane (esempio bottom layer) creando uno slot, si possono creare spire spurie che causerebbero crosstalk. Tal problema è particolarmente sentito quando nello sbroglio si incrociano dei connettori, il routing diventa critico, che non permette di creare una zona completamente svuotata attorno ad essi, ma tra i pin del connettore lascio materiale di ground in modo da non creare slot, come mostrato in Figura 4.39. Sebbene sia impossibile garantire l'integrità di un piano completo di massa si assicura che almeno il 75% del piano sia adibito alla massa, da assicurare che ogni "isola" di ground creata sia connessa effettivamente a massa altrimenti non assicurerebbe un eventuale cammino di scarica alle correnti "digitali".

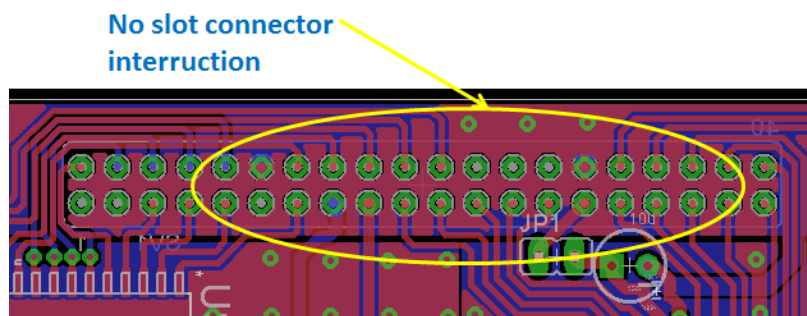


Figura 4.39 Connessione del connettore in merito al ground-plane

Per tal ragione in ogni sezione "libera" della scheda si è portata la massa su ambedue i layer di bottom e top, attraverso numerosi collegamenti di vias equispaziati in funzione della frequenza dei segnali vigenti sulla scheda, dello spessore delle tracce e dal materiale della scheda. Si è creata inoltre una cornice di collegamenti vias in modo da avere una schermatura a gabbia di Faraday in merito ad eventuali accoppiamenti capacitivi, tagliando le linee di forza del campo elettrico chiudendole verso massa.

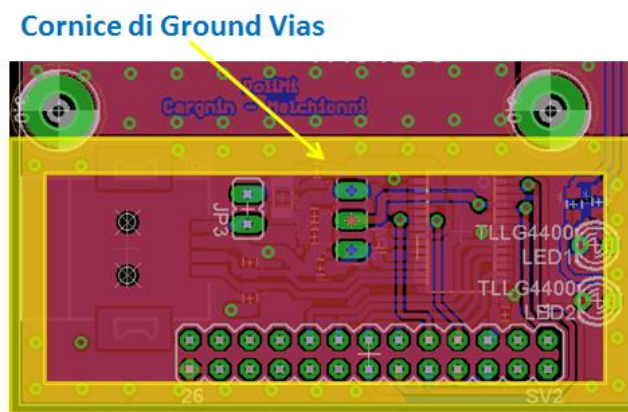


Figura 4.40 Cornice di vias equispaziate

Uno degli aspetti cruciali contro i quali ci si è scontrati, è stato l'eliminazione dei disturbi dovuti all'elettronica digitale. Essendo un sistema self-mixed, infatti, l'accoppiamento dei segnali digitali con il resto del circuito analogico ha richiesto una serie di precauzioni atte a isolare il più possibile le due sezioni del sistema. Una corretta messa a massa, oltre a minimizzare i disturbi per accoppiamenti induttivi, deve

essere studiata in modo tale da evitare anche i disturbi di tipo condotto, tra le diverse sezioni di un circuito elettronico. La tipologia che minimizza gli accoppiamenti condotti nelle linee di massa è la tipologia “a stella”, che prevede una separazione fisica tra la massa analogica (*ANG GND*) e digitale (*DIG GND*) unendole in un unico punto di messa a massa, tipicamente coincidente con la messa a terra dell’intero dispositivo per ragioni di sicurezza, da cui si dipartono tutte le connessioni di massa dei vari dispositivi del circuito. Questo tipo di connessione spesso è molto scomodo da realizzare, specialmente nel caso di circuiti stampati, per cui si preferisce semplicemente isolare i circuiti potenzialmente “disturbanti” (la parte digitale, gli interruttori e gli oscillatori) tramite una loro connessione a massa separata. In figura 4.36, è riportata la corretta connessione delle componenti digitali ed analogiche di un circuito, con due separate alimentazioni e due separati ritorni di massa (*Analog Ground* e *Digital Ground*).

In Figura 4.41, è riportata la corretta connessione delle componenti digitali ed analogiche di un circuito, con due separate alimentazioni e due separati ritorni di massa (*Analog Ground* e *Digital Ground*) effettivamente implementati.

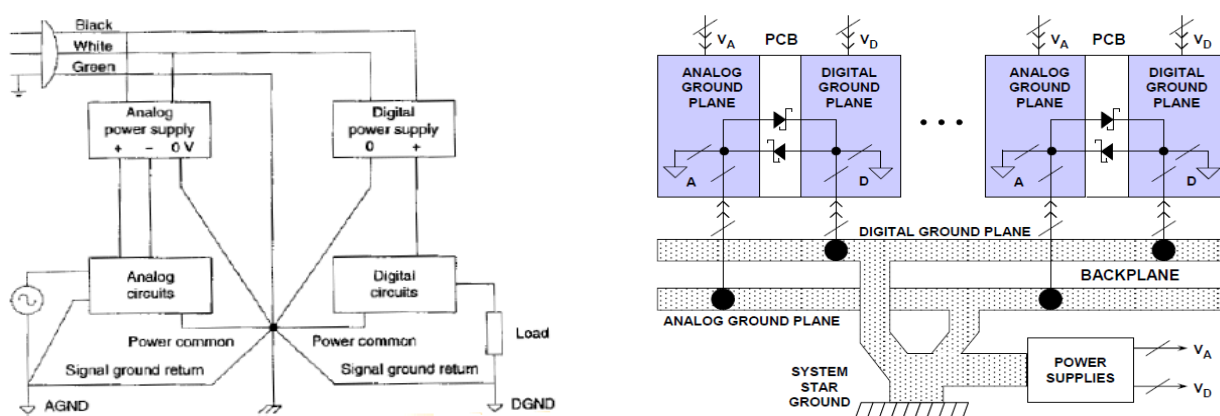


Figura 4.41 Ground Plane analogico e digitale separato

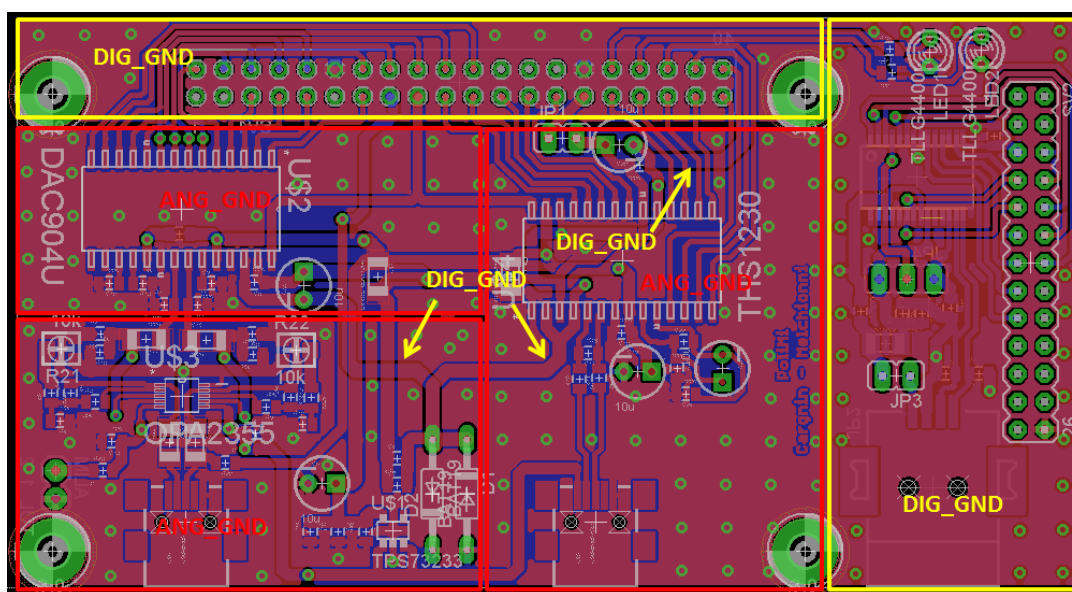


Figura 4.42 Ground Plane analogico e digitale separato implementato

Creando piani di massa distinti e, dove possibile, non sovrapposti in modo da ridurre gli accoppiamenti capacitivi tra i due. Tra *ANG GND* e *DIG GND* vengono inseriti due diodi Schottky in connessione antiparallela, questi prevengono che eventuali differenze di potenziale tra le due masse, danneggino definitivamente il circuito oppure generino false commutazioni delle porte logiche e possibili fenomeni di latchup. Infatti se ci fosse una differenza di potenziale tra *ANG GND* e *DIG GND* superiore a 300 mV, uno dei due diodi si accende (a seconda di chi è potenzialmente superiore tra *ANG GND* e *DIG GND*) imponendo al massimo tra le due masse la tensione di soglia del diodo che al massimo risulta essere di 300 mV. Vengono inseriti degli Schottky per via della loro bassa tensione diretta d'accensione e bassa capacità di giunzione. Se dovessero essere coperte alte correnti è possibile aggiungere in parallelo altri diodi Schottky. In alcuni casi vengono inserite delle ferriti/induttanze al posto dei diodi causando però giri di massa in DC che ridurrebbero fastidiosamente la precisione del sistema.

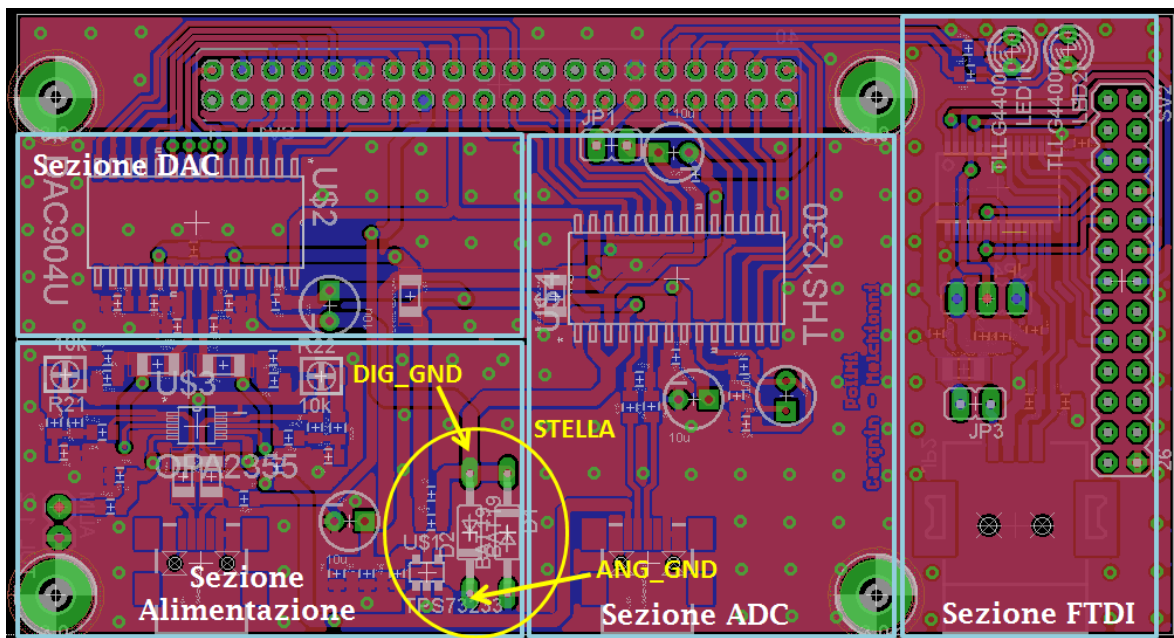


Figura 4.43 Ground Plane analogico e digitale separato e connessione a stella

E' di enorme importanza notare che le soluzioni di grounding variano a seconda del numero di schede nel sistema (Single PCB o Multiple PCB) e a seconda dell'intensità delle correnti digitali in questione. Nel sistema in esame in tutto abbiamo tre PCB: PCB Analogica, PCB Digitale e De0-Nano. Riportiamo ora una trattazione generale evidenziando volta per volta i settaggi da apportare per ricadere in casistica.

Nel caso di singola scheda si esegue una configurazione alla "Mikey Mouse" cortocircuitando semplicemente *ANG GND* e *DIG GND* in un unico punto stretto e tenendo separate anche le alimentazioni, in modo da avere che ogni corrente digitale fluisca solamente nella sezione digitale e non sensibilizzi la parte analogica.

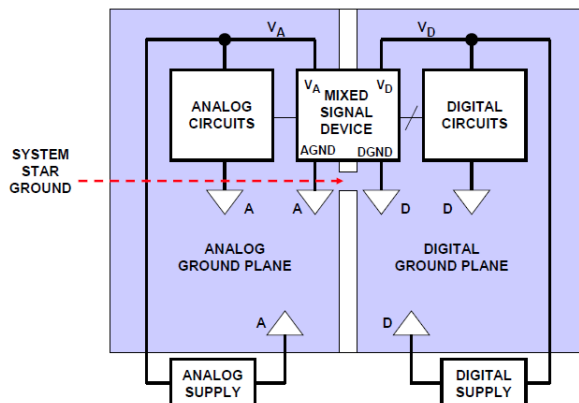


Figura 4.44 Grounding Mixed Signal ICs : Single PC Board

Tal strategia non è valida nel nostro caso progettuale, infatti, in un sistema Multi-PCB o con più ADC/DAC, le masse analogiche e digitali possono venir interconnesse in molteplici punti, creando possibili giri di massa e rendendo un sistema a connessione a stella impossibile fisicamente da costruire.

Da qui la divisione della trattazione nel caso il sistema sia affetto da basse oppure alte correnti digitali.

Nel caso di sistema affetto da basse correnti “digitali”, la configurazione è esplicitata della Figura 4.45, si nota come le correnti digitali del dispositivo Mixed-Signal (quale ADC) non intacchino l’ANG GND perché il piccolo transitorio di corrente fluisce nel piccolo loop tra DIG_VDD = +3V3_DIG quindi nel condensatore di decoupling e da lì a massa. Questo è fattibile se i disturbi digitali sono in DC / in bassa frequenza, altrimenti le capacità di decoupling diverrebbero grandi e impraticabili, dunque le correnti disturbanti non fluirebbero nel loop descritto, ma intaccherebbero l’intero piano di massa degradandone le performance . Si sono ancora inseriti diodi Schottky tra la l’ANG GND (che nel caso è tutta la massa della PCB Digitale) e DIG GND della scheda De0-Nano.

Dunque il jumper JP1 è da lasciare scollegato e le ferriti U\$7 e U\$12 da collegarsi, in modo che l’alimentazione all’intero ADC/DAC sia data interamente dallo stabilizzatore TPS73233.

Le connessioni tra l’ANG GND e DIG GND, illustrate in Figura 4.43, è sostituita da un cortocircuito.

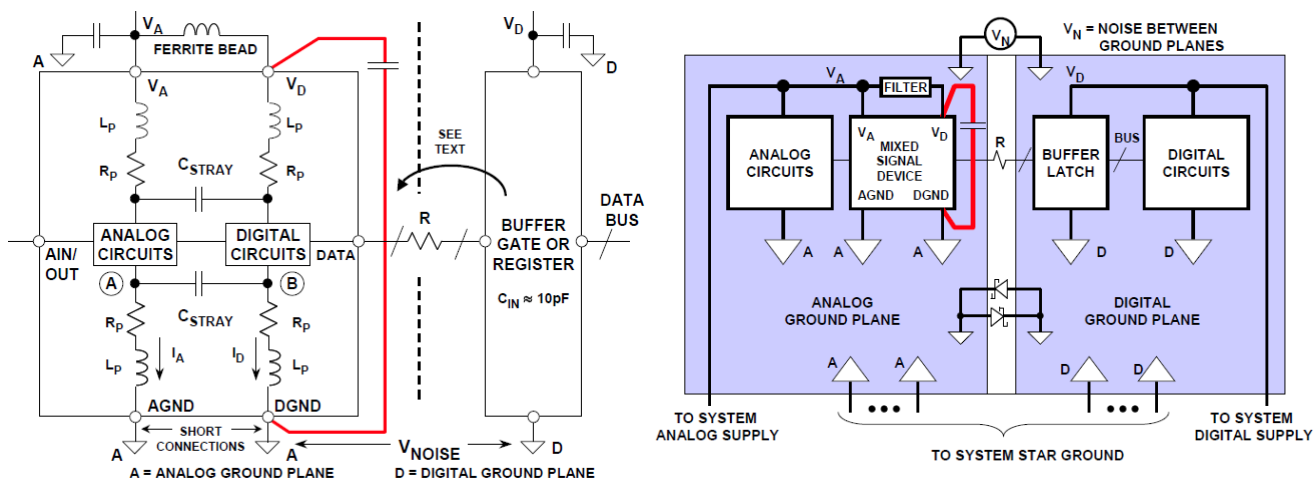


Figura 4.45 Grounding Mixed Signal ICs with Low Internal Digital Currents: Multiple PC Boards

Nel caso di sistema affetto da grandi correnti “digitali”, la configurazione è graficata in Figura 4.46, si nota come le correnti digitali siano isolate ma il rumore di tensione tra i due piani di massa, *ANG GND* e *DIG GND*, è direttamente applicata a tali piani. Tal rumore può danneggiare il dispositivo Mixed-Signal (ADC) e ridurre i margini di rumore, per tal motivo, come precedentemente detto, si inseriscono i diodi Schottky in antiparallelo tra *ANG GND* e *DIG GND* che impediscono differenze di tensione in DC, limitandole a 300 mV, e/o limitando i picchi di tensione sviluppate tra i due piani. Ancora si possono sostituire i diodi con ferriti/induttanze come già descritto.

Dunque si sono ancora inseriti diodi Schottky tra la l’*ANG GND* e *DIG GND* nella PCB digitale, il jumper JP1 è da collegare e le ferriti U\$7 e U\$12 sono da non collegarsi, in modo che l’alimentazione all’intero ADC/DAC sia data per la parte analogica (*ANG_VDD* = +3V3_ANG) dallo stabilizzatore TPS73233, mentre per la parte digitale dalla board De0-Nano (*DIG_VDD* = +3V3_DIG).

Le connessioni tra l’*ANG GND* e *DIG GND* della scheda, illustrate in Figura 4.43, è sostituita dai due diodi Schottky.

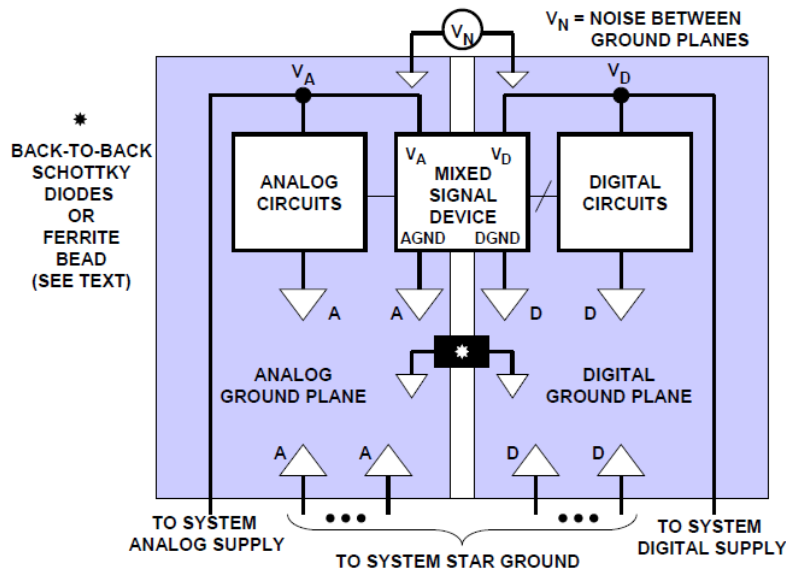


Figura 4.46 *Grounding Alternative for Mixed-Signal ICs with High Digital Currents: Multiple PC Boards*

Oltre ai disturbi condotti già descritti, una scorretta messa a massa di un circuito può portare ad accoppiamenti (tipicamente di tipo induttivo) che sono chiamati “giri di massa”. Questa tipologia di disturbi nasce a causa di percorsi chiusi di connessione a massa, che permettono lo scorrere di una corrente: questi percorsi formano delle maglie (di solito di grande area) con cui si possono accoppiare i campi magnetici variabili, che inducono una forza elettromotrice all’interno della maglia di massa e quindi una corrente. Questa corrente a sua volta può generare altre tensioni indotte all’interno del circuito e conseguentemente disturbi. Un esempio è mostrato in Figura 4.47.

Questo anello ha un’area spesso considerevole, i disturbi accoppiati in questa grande spira possono poi essere indotti sul conduttore che trasporta il segnale attraverso un accoppiamento induttivo molto forte tra

il cavo e il suo schermo. Oltre agli accoppiamenti induttivi, i problemi derivanti dai giri di massa riguardano anche la possibilità che le varie masse non siano esattamente allo stesso potenziale. Questa eventualità, che si ritrova normalmente nei circuiti reali, è particolarmente fastidiosa in quanto il percorso di massa è normalmente a bassa impedenza, per cui anche piccole variazioni di tensione possono indurre elevate correnti, che quindi inducono intensi campi magnetici di disturbo. Per evitare questi problemi di “giri di massa”, è buona norma connettere gli schermi a terra solo da un lato di norma lo schermo deve essere connesso al potenziale di riferimento (normalmente massa) del generatore di segnale, come descritto in Figura 4.47.

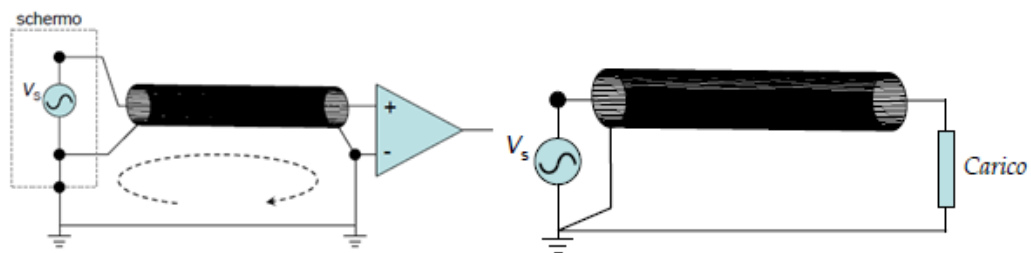


Figura 4.47 Errata connessione dello schermo (“giro di massa”), a sinistra & Corretta connessione, a destra

Tale strategia viene adottata nella connessione dei cavi mini-USB tra scheda analogica e scheda digitale, si sceglie di connettere lo schermo esterno a massa o solo nel circuito analogico o solo in quello digitale.

Viene ora rappresentata la connessione finale tra le tre schede, rispettivamente PCB Analogica, PCB Digitale e board De0-Nano, Figura 4.48

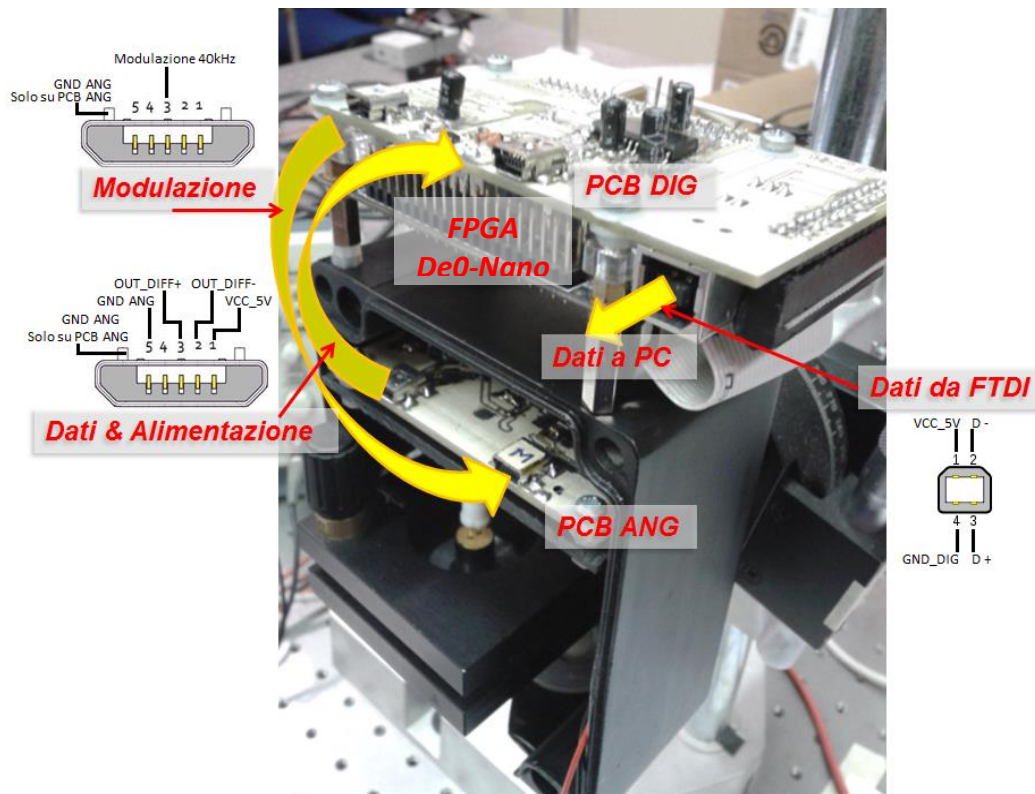


Figura 4.48 Set-Up sistema completo

Capitolo 5

Struttura Software del sistema

In questo capitolo si esporrà la sezione software del sistema di misura definendo le prestazioni che è necessario garantire per rispettare le specifiche di sistema. Si partirà con una breve introduzione sui dispositivi FPGA definendo i codici di generazione della quadra di modulazione necessaria, di acquisizione e trasmissione da ADC verso FTDI facendo riferimento anche alla Virtual Interface ed al Block Diagram del software LabView.

Si proseguirà focalizzando l'attenzione sull'implementazione on-board dell'algoritmo di FFT e di interpolazione realizzato per l'estrazione della frequenza di frangia fondamentale del segnale interferometrico.

5.1 Introduzione sull'FPGA

In elettronica digitale, un dispositivo Field Programmable Gate Array, solitamente abbreviato in FPGA, è un circuito integrato con caratteristiche di elevata velocità e modularità, le cui funzionalità sono programmabili via software con l'ausilio di un linguaggio di programmazione: VHDL o Verilog oppure più semplicemente attraverso un linguaggio non testuale, definito schematic-entry, che consente un approccio veloce e semplificato a tale tecnologia. Tali dispositivi consentono l'implementazione di funzioni logiche anche molto complesse, e sono caratterizzati da un'elevata scalabilità. Questo tipo di tecnologia ha assunto un ruolo sempre più importante nell'elettronica industriale così come nella ricerca scientifica. Grazie al continuo progredire delle tecniche di miniaturizzazione, le capacità di tali dispositivi sono aumentate enormemente nel corso di due soli decenni, durante i quali si è passati da poche migliaia di porte logiche a qualche milione di porte logiche per singolo dispositivo FPGA.

I circuiti FPGA sono elementi che presentano caratteristiche intermedie rispetto ai dispositivi ASIC (Application Specific Integrated Circuit) da un lato e a quelli con architettura PAL (Programmable Array Logic) dall'altro. L'uso di componenti FPGA comporta alcuni vantaggi rispetto agli ASIC: si tratta infatti di dispositivi standard la cui funzionalità da implementare non viene impostata dal produttore che quindi può produrre su larga scala a basso prezzo. La loro genericità li rende adatti a un gran numero di applicazioni.

Il grande vantaggio rispetto agli ASIC è che permettono di apportare eventuali modifiche o correggere errori semplicemente riprogrammando il dispositivo in qualsiasi momento. Per questo motivo sono utilizzati ampiamente nelle fasi di prototipizzazione, in quanto eventuali errori possono essere risolti semplicemente riconfigurando il dispositivo.

Un'altra particolarità che ne ha decretato il successo è la possibilità di riprogrammazione; questo fa sì che se il progetto realizzato non soddisfa pienamente le nostre specifiche, è possibile rimediare modificando il programma scritto in precedenza in vhdl. Il dispositivo FPGA utilizzato è un development kit il De0-Nano realizzato dalla terasIC, Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6N, di cui riportiamo le caratteristiche:

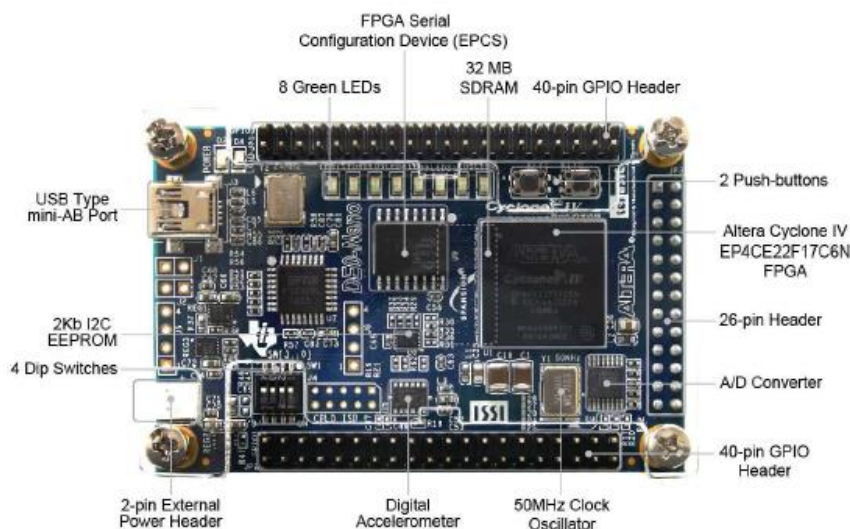


Figura 5.1 De0-Nano Board PCB

- Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6N FPGA device;
- Altera Serial Configuration device EPCS4;
- USB Blaster (on board) for programming; both JTAG and Active Serial (AS) programming modes;
- 32-Mbyte SDRAM;
- 2-kbyte I2C EEPROM;
- 2 pushbutton switches and 4 dip-switch;
- 8 green user LEDs;
- 50-MHz oscillator;
- Two 40-pin Expansion Headers (GPIOs) and One 26-pin Header;
- Powered external 3.6V to 7.5V DC adapter or a USB cable;
- G-Sensor 3-axis accelerometer 13-bit and ADC 8-Ch 12-bit from 50 to 200 Ksps.

I software e i tool per la programmazione della scheda www.altera.com: Quartus II 9.0 sp2 Web edition.

La struttura di una FPGA é in generale una matrice di blocchi logici configurabili, detti CLB (Configurable Logic Blocks), Figura 5.2, connessi fra loro attraverso interconnessioni programmabili. Ai margini di tale matrice vi sono i blocchi di ingresso/uscita, detti IOB (Input Output Block). I CLB realizzano le funzioni logiche, l'insieme di interconnessioni li mette in comunicazione, mentre gli IOB si occupano dell'interfacciamento del circuito con l'esterno. All'interno di tale matrice sono presenti anche altre tipologie di risorsa, come i DCM (Digital Clock Manager), che generano il segnale di clock, la rete che trasporta il segnale di clock dai flip-flop ai CLB ed altre risorse di calcolo, come ad esempio le ALU

(Arithmetic Logic Unit), e risorse di memoria distribuita. Ciascuno di questi elementi costitutivi ha un modello di funzionamento specifico, che riveste notevole importanza nella comprensione del corretto funzionamento del dispositivo.

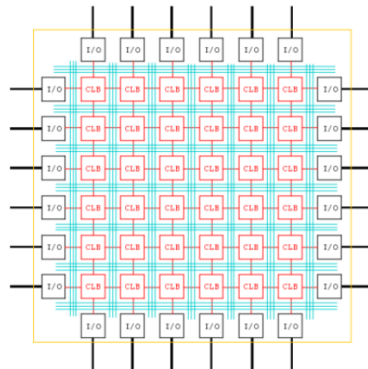


Figura 5.2 *Struttura interna FPGA*

I blocchi CLB sono composti solitamente da due o quattro celle logiche (logic cell), che eseguono le operazioni booleane. Ogni logic cell é solitamente composta da una o più LUT (Look Up Table) programmabili. Le LUT sono utilizzate per implementare funzioni booleane generalizzate, e sono solitamente accompagnate da un registro. L'insieme di questi elementi é detto logic cell, e rappresenta uno dei parametri più importanti nella valutazione della potenzialità di un FPGA. I CLB possono essere connessi fra loro, permettendo così di realizzare funzioni booleane complesse. Le LUT sono composte da una memoria SRAM da 16 bit e da un multiplexer a 4 ingressi: una volta configurate possono generare qualsiasi funzione logica a quattro ingressi ciascuna. Vi sono anche le interconnessioni relative alla logica di set/reset e chip enable, ai segnali di clock, e ai segnali provenienti dalle altre slice del dispositivo.

La scelta di utilizzare LUT a soli quattro ingressi risiede nel fatto che la complessità di una LUT cresce esponenzialmente all'aumentare del numero di ingressi, e risulta dunque poco gestibile. Raggruppare insieme alcune LUT in un CLB e di connetterle con una rete locale di interconnessioni fornisce infatti una maggiore velocità, dovuta al fatto che questa tipologia di interconnessione é più veloce di quella generale tra blocchi logici distinti. Il CLB é inoltre dimensionato al fine di ottimizzare il numero di connessioni locali e globali in funzione dell'area occupata: CLB troppo grandi implicano che l'area necessaria per le interconnessioni locali superi quella risparmiata grazie al raggruppamento delle LUT contenute in esse. Lungo il perimetro dei blocchi logici vi sono infine i pin di ingresso e uscita, collegati all'interconnessione adiacente tramite transistor programmabili. I blocchi di ingresso/uscita si occupano della gestione dei segnali da e verso l'esterno del FPGA attraverso il controllo dei pin del chip.

Le linee di interconnessione hanno invece il compito di mettere in comunicazione le diverse risorse del dispositivo. Si possono distinguere due tipi di interconnessione: le linee fisse e le matrici di scambio, dette anche switch-matrix. Le linee fisse si dividono in linee corte e linee lunghe: le linee corte sono interconnessioni che connettono CLB adiacenti, minimizzando il ritardo del segnale; le linee lunghe

consentono invece di mettere in comunicazione risorse fra loro distanti 6 CLB tramite percorsi non configurabili, che non attraversano le matrici di scambio e che sono pertanto caratterizzati dal non introdurre ritardi significativi.

Le matrici di scambio, infine, sono reti di pass-transistor programmabili e comunicanti. In un dispositivo SRAM-FPGA le linee di interconnessione sono fisse, e ciò che viene programmato sono le connessioni fra linee diverse: la maggior parte delle interconnessioni avvengono fra due lati diversi delle matrici di scambio, e sono abilitate da pass-transistor.

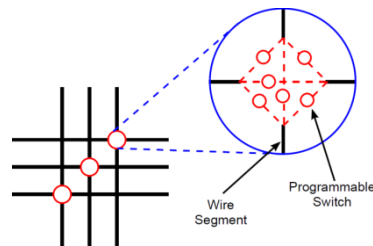


Figura 5.3 Matrici di scambio (switch-matrix) nella struttura interna di un FPGA

5.2 High-Line Elaborazione digitale

I dati inviati dall'ADC vengono processati digitalmente seguendo un'elaborazione real-time composta da tali passi: acquisizione del segnale, valutazione della qualità, estrazione dell'informazione di distanza e visione risultati su schermo. La prima parte dell'elaborazione riguarda essenzialmente l'acquisizione del segnale da ADC e successivo storage nei registri interni del modulo FPGA, paragrafo 5.4.

La seconda parte sviluppa un algoritmo di estrazione di tono, implementata dapprima interamente su LabView, paragrafo 5.5, poi implementata su FPGA, paragrafo 5.6, quindi una media dei toni ottenuti con conseguente valutazione della qualità (attendibilità) dell'informazione dunque validazione dell'informazione. Tal ultima operazione è stata eseguita interamente su LabView.

La scelta di eseguire un'elaborazione real-time rende la misura indipendente dal moto del bersaglio, infatti se si usasse un basso periodo di modulazione e ci fosse una variazione molto veloce del bersaglio causerebbe una variazione del tono estratto in un semi-periodo. Dunque se assumessimo, come da specifiche progettuali che il liquido sia al massimo di 4 cm/sec , una modulazione di 40 kHz renderebbe la misura accurata di 200 nm . Tale scelta implica che riducendo il tempo della singola misura si incrementa l'accuratezza e la possibilità di ottenere un segnale valido su di una superficie agitata, come già in parte introdotto nel paragrafo 3.2.

5.3 Generazione del clock e modulazione

La De0-Nano è provvista di un oscillatore a 50 MHz , per la generazione del clock per ADC/DAC, imposto a $12,5 \text{ MHz}$, e per il segnale di modulazione a 40 kHz , si possono implementare due modalità di generazione.

La prima consta nell'utilizzo di un plug-in implementato in Quartus II, seguendo l'iter Tools/MegaWizard Plug-In Manager. Si implementano dunque tre clock con l'opportuno fattore di divisione, il primo alla frequenza di 50 MHz con rapporto di 1, il secondo alla frequenza di 12,5 MHz con rapporto di 1/5 ed , il terzo alla frequenza di 40 kHz con rapporto di 1/1250. Quindi all'interno dell'architecture descritta in vhdl si esegue la declaration del component utilizzato:

```
component pll is
port ( inclk0: IN STD_LOGIC := '0';
      c0   : OUT STD_LOGIC ;
      c1   : OUT STD_LOGIC );
end component;
```

Dunque si utilizza con la corretta assegnazione ai pin definiti nella Declaration Entity

```
link_pll: pll port map (c0=>clk125, c1=>clk40k, inclk0=>clk50);
      clk_adc <= clk125;
      clk_quadra <= clk40k;
```

Il secondo utilizza un solo clock generato attraverso la MegaWizard definito a 50 MHz e per la definizione dei conseguenti altri due clock, si implementa un process sequenziale previa definizione delle variabili:

```
CLK: process
variable i_loop2: natural:=0;
variable i_loop3: natural:=0;
begin
  wait until rising_edge(clk50);
  -- ADC:
  if( i_loop2<div_adc )then    i_loop2:=i_loop2+1;
  else  i_loop2:=0;  clk_adc <= not clk_adc;
  end if;
  -- Quadra:
  if( i_loop3<div_quadra )then  i_loop3:=i_loop3+1;
  else  i_loop3:=0;  clk_quadra <= not clk_quadra;
  end if;
end process CLK;
```

In Appendice B il codice completo del programma VHDL.

5.4 Trasmissione ADC to FPGA e FPGA to FTDI

L'acquisizione dall'ADC e la trasmissione all'FTDI vengono eseguite in un'unica entity con l'opportuna dichiarazione dei pin d'ingresso e d'uscita della stessa.

Per quanto riguarda l'ADC esso viene comandato con una $f_{CLK} = 12,5 \text{ MHz}$ generato via software dalla board De0-Nano sul pin numero 17 della porta GPIO-0, dalla variabile *clk_adc*, e i 12 bit paralleli d'uscita trasmessi agli ingressi dell'FPGA tramite il vettore *InBuf*.

Per la trasmissione successiva da FTDI e PC si fanno uso dei pin di comando dell'FT245RL, rappresentati da *RXF#*, *TXE#*, *WR* e *RD#* e dei pin dei dati *D0 to D7* tramite il vettore *bus_data*.

Un Process definito con la label *Managment* definisce l'operazione da eseguire se di scrittura da FPGA vs FTDI oppure di buffering da ADC vs FPGA.

In Appendice B il codice completo del programma VHDL.

Ora verrà descritto velocemente il process di acquisizione dei dati dall' ADC attraverso il process *Acquire*, dove viene abilitata l'acquisizione, convertito il vettore di 12 bit, provenienti dall'ADC, in due tronconi. Il primo troncone composto dai 4 bit MSB, convertito in un intero e immagazzinato nella posizione *j*-esima del vettore *vector_in*. Il secondo troncone composto dai 8 bit LSB, convertito in un intero e immagazzinato nella posizione (*j + 1*)-esima del vettore *vector_in*.

Quindi il contatore della posizione *j* viene incrementato di 2 posizioni per puntare alla successiva cella libera.

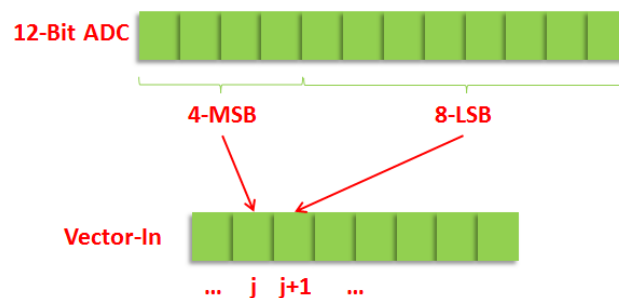


Figura 5.4 Acquisizione da ADC Vs FPGA

La scrittura del codice VHDL è la seguente:

```

Acquire: process
begin
    wait until rising_edge(clk_adc);
    if( selection=0 and ((clk_quadra='1' and clk_quadra_prec='0') or acq_enable=1) )then
        acq_enable:=1;
        busy_adc<='1';
        if(j<N_acq)then
            vector_in(j) <= to_integer(UNSIGNED(InBuf(11 downto 8))); -- MSB: 0000xxxx
            if(InBuf(7 downto 0)="11111110")then
                vector_in(j+1) <= to_integer(UNSIGNED(InBuf(7downto0)or"00000001"));
            else
                vector_in(j+1) <= to_integer(UNSIGNED(InBuf(7 downto 0))); -- LSB xxxxxxxx
        end if;
    end if;
end process;

```

```

end if;
j:=j+2;
else
j:=0;
busy_adc<='0';
acq_enable:=0;
end if;
else
j:=0;
end if;
clk_quadra_prec<=clk_quadra;
end process Acquire;

```

Per quanto riguarda l’invio dei dati all’FTDI, si descrive il process di trasmissione dei dati attraverso il process Transmitt. Data la descrizione dei pin, già fatta nel paragrafo 4.8.3, e riportata brevemente:

- RXF: controlla la fase di lettura dei dati dalla FIFO;
- TXE: controlla la fase di scrittura dei dati nella FIFO;
- WR: comanda l’inizio della scrittura dei dati dalla FIFO, quando avviene la transizione alta vs basso la FIFO scrive i dati nel suo buffer per l’invio a PC;
- RD: comanda l’inizio della fase di lettura dei dati dalla FIFO.

La FTDI è in grado di compiere due azioni, la prima di leggere i dati da PC ed immagazzinarli nel suo buffer interno (ciclo di lettura) e la seconda di scrivere i dati da FTDI Vs PC (ciclo di trasmissione). Vediamo tal ultima azione di trasmissione dei dati perché non serve che il modulo legga da PC, dunque verranno utilizzati esclusivamente i controlli su *WR*.

Si segue dunque tale figura presente nel datasheet del modulo FT245RL

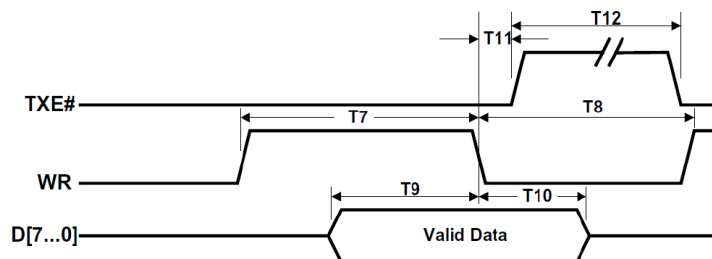


Figura 5.5 *FIFO Write Cycle*

Dunque di leggono i dati dal vettore *vector_in*, convertendo il quantitativo letto *vector_in(j2)* in un vettore di 8 bit ed inviato dunque a *bus_data*, che è un vettore di 8-bit, il quale poi verrà processato dal FT224RL e quindi trasmesso serialmente tramite USB al PC. E’ necessario porre un codice di spaziatura che

rendiconti la fine della trasmissione degli $n = 1000$ campioni. L'ultima accortezza sta ne mettere a riposo la trasmissione quando terminata e/o non voluta settando $bus_data = 'ZZZZZZZZZ'$.

La scrittura del codice VHDL è la seguente:

```

Transmitt: process
begin
  wait until falling_edge(tx);
  if(selection=1)then
    busy_tx<='1';
    if(j2<N_acq)then
      mom<=vector_in(j2); -- Usare un 'signal' mom apposito!!!!
      bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom,8));
      j2:=j2+1;
    elsif(j2=N_acq)then
      bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(254,8));
    else
      busy_tx<='0';
      j2:=0;
      bus_data<="ZZZZZZZZ"; -- Necessario se no pc impone dati su bus_data
contemporaneamente al FTDI!
    end if;
  else  j2:=0;
  end if;
end process Transmitt;

```

5.5 Prima implementazione codice LabView

I dati trasmessi dal modulo FTDI al PC tramite USB vengono acquisiti dal software attraverso il protocollo di comunicazione VISA, per un numero di 1000 campioni (impostabili dall'utente sul front-pannel creato), tali vengono salvati e trasmessi ogni 2 msec in maniera seriale al PC.

Quindi il primo passo consta nel definire una finestrazione del segnale rendicontando la presenza, all'inizio di ogni semi-periodo, di picchi di distorsione residui, in modo che il segnale sia effettivamente dipendente soltanto dal moto del bersaglio; Figura 5.2. Successivamente si esegue l'estrazione del tono fondamentale nei tre semi-periodi di modulazione (3 fronti di salita e 3 fronti di discesa del segnale di modulazione), e dare origine ad una stima del valore di frequenza del tono fondamentale $f_{frangia} = 1/t_{frangia}$. Acquisito il tono fondamentale su entrambi i fronti e su N periodi di modulazione (N triangolari) si esegue la media, come predetto nel paragrafo 2.6.

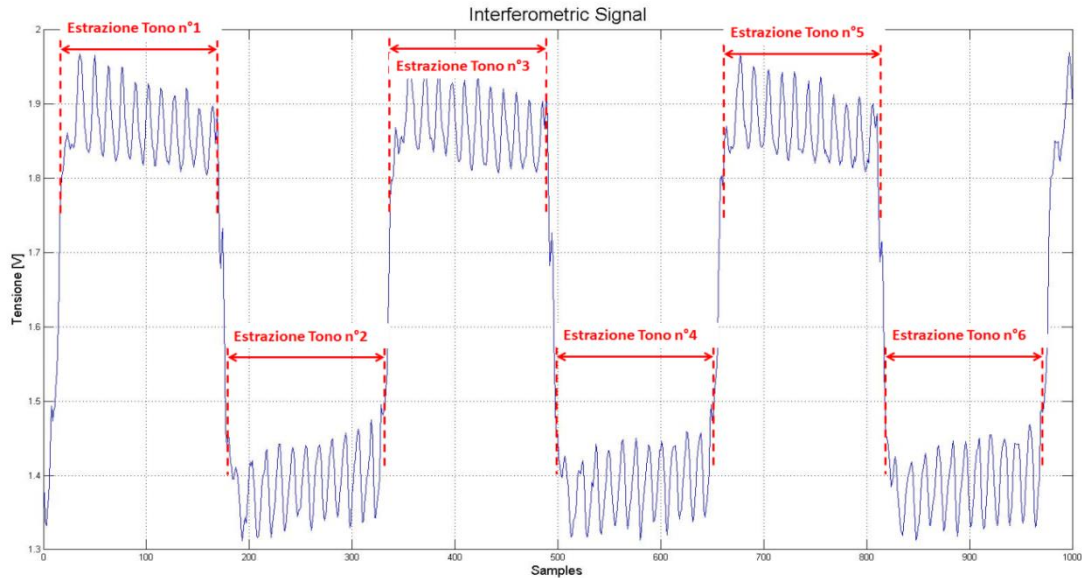


Figura 5.6 *Acquisizione frange*

Una volta terminata l’elaborazione dei dati per il calcolo del tono, verrà effettuato un controllo sulla validità delle misure ottenute (il dato viene scartato o meno) in base a parametri pre-impostati dall’utente quali limiti di distanza e varianza.

La limitazione in distanza permette di “finestrare” i valori di frequenza ottenuti entro un range sopprimendo/scartando frequenze ottenute tramite riflessioni spurie (esempio fondo bottiglia). Mentre la limitazione in varianza (*STD* espressa in *mm*) indica la fascia in cui la “bontà” dello strumento è accettabile per la misura. E’ possibile mediare di un numero più elevato di campioni n guadagnano in termini di deviazione standard un fattore \sqrt{n} , tuttavia non è possibile fare un n indefinitamente grande perché limitati nella misura dalla stabilità termica del laser, capitoli 1 e 2.

Nel caso di dato valido si effettua la conversione frequenza-distanza, secondo la formula

$$s \approx \frac{\lambda^2}{2 \cdot \Delta \lambda_{2\pi}} = \frac{\lambda^2}{2 \cdot \frac{\Delta \lambda}{\Delta l} \frac{\Delta l}{\Delta t} t_{Frangia}} \quad (5.1)$$

Quindi scritto su front-panel il valore di distanza ottenuto, la media della distanza su $n = 100$ campioni, la deviazione standard, il tutto con la possibilità di salvare o meno su file tali dati ottenuti.

Nella progettazione del front-panel vengono inseriti due screen rappresentanti, l’uno il segnale interferometrico acquisito dall’ADC, previa conversione “Codice to Tensione” per i dati in ascissa ed in ordinata il numero di campioni acquisiti, come rappresentato in Figura 5.8; l’altro la distanza effettivamente misurata.

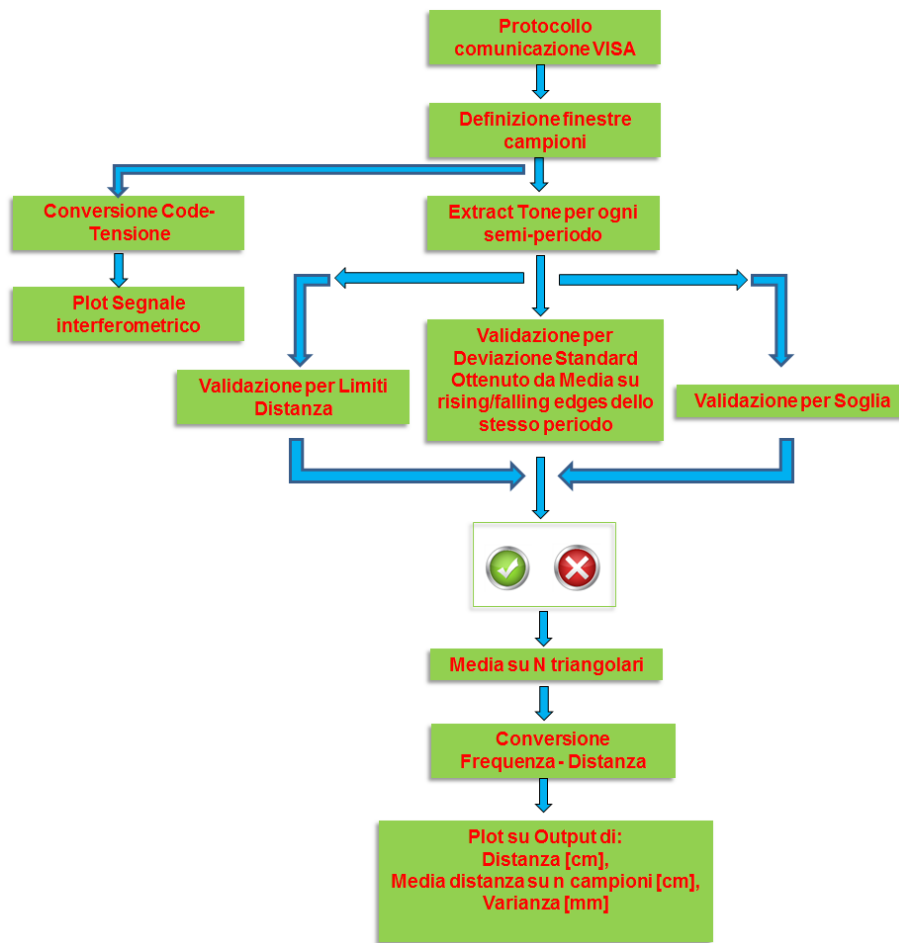


Figura 5.7 Schema a blocchi elaborazione LabView

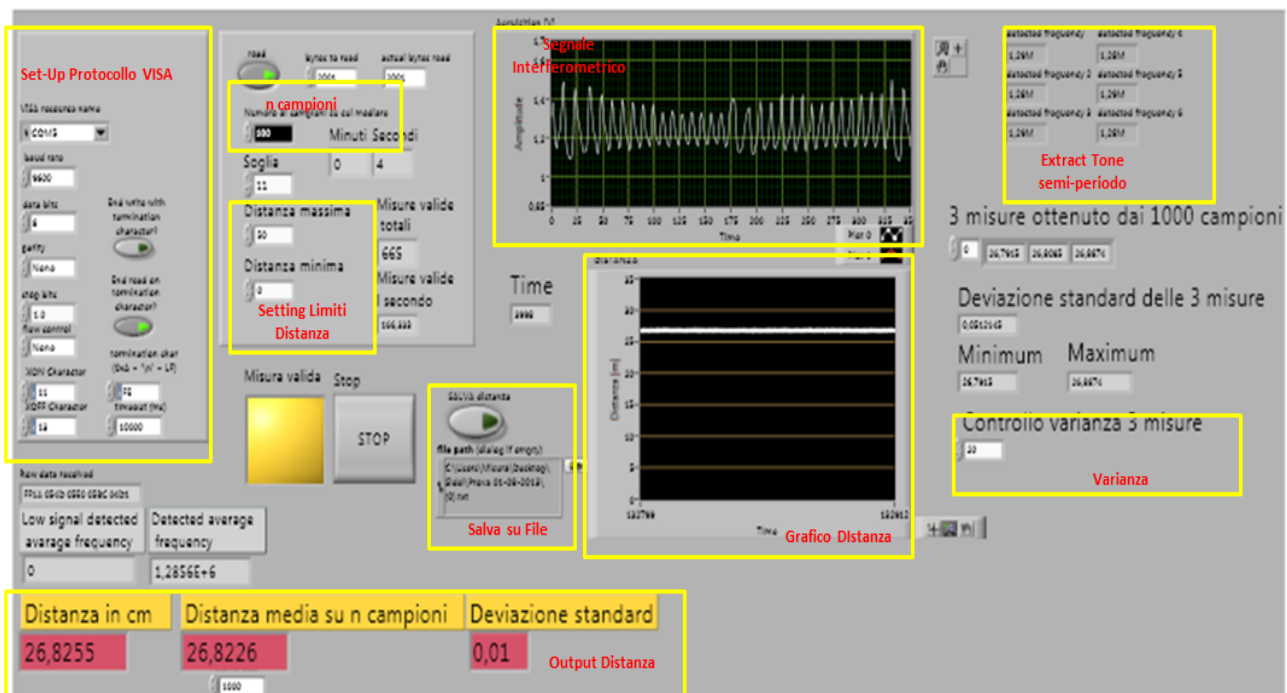


Figura 5.8 Front-Panel LabView

5.6 Implementazione algoritmo Extraction Tone su FPGA

Ora cercando di rendere più portabile l'intero sistema di misurazione, in quanto in loco lavorativo è scarsamente possibile trovare un intero pc dedicato interamente all'algoritmo implementato in LabView (paragrafo 5.5), altresì è possibile eseguire una gestione completamente autonoma del sistema attraverso tale board FPGA, trasferendo l'algoritmo di extraction single tone sul device e, magari implementando uno schermo lcd plug-in opzionale, che consenta la visualizzazione del misurato.

Per far ciò si è proceduto analizzando attentamente l'algoritmo in maniera teorica, implementato su FPGA tale e verificato attraverso un secondo programma LabView (più snello del precedente), la correttezza dei risultati ottenuti.

5.6.1 DTFT, DFT e FFT

Per identificare la prima armonica della $f_{frangia} = 1/t_{frangia}$ del segnale è indispensabile valutarne lo spettro in frequenza, tramite la trasformata di Fourier. Un segnale campionato ha uno spettro in frequenza dato dalla trasformata di Fourier tempo discreta (DTFT), espressa dall'equazione di analisi:

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \cdot e^{-j\omega n} \quad (5.2)$$

dove $x[n]$ indica la sequenza di campioni in ingresso mentre $X(e^{j\omega})$ indica lo spettro complesso del segnale. L'espressione della DTFT può essere espressa anche in forma polare, utilizzando il concetto di modulo e fase:

$$X(e^{j\omega}) = |X(e^{j\omega})| \cdot e^{j\theta} \quad (5.3)$$

La DTFT è una funzione continua nella variabile analogica ω [rad/sample] e periodica di 2π .

E' possibile ora campionare la DTFT nell'intervallo $0 \leq \omega \leq 2\pi$ la $X(e^{j\omega})$ ottenuta da una sequenza $x[n]$ lunga N campioni. Si definisce la sequenza di campioni lunga N , $X[k]$ data dall'equazione:

$$X[k] = X(e^{j\omega}) \Big|_{\omega=\frac{2\pi k}{N}} \quad (5.4)$$

La sequenza $X[k]$ è la Trasformata di Fourier discreta (DFT) della sequenza $x[n]$. Quindi la DFT è costituita da un campionamento delle pulsazioni della DTFT con passo di quantizzazione $\Delta\omega = \frac{2\pi}{N}$. Tutte le pulsazioni rispettano l'equazione:

$$\omega_k = \frac{2\pi k}{N} \quad \text{con } 0 \leq k \leq N - 1 \quad (5.5)$$

In letteratura è possibile trovare l'equazione (5.4) scritta inserendo il concetto di Twiddle-Factor $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, che diviene

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-j\frac{2\pi k}{N}n} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot W_N^{kn} \quad (5.6)$$

Il singolo campione a frequenza ω_k viene chiamato BIN, che corrisponde a ciascuna pulsazione quantizzata.

Questo si può tradurre in forma matriciale:

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & W_N^2 & W_N^3 & \dots & W_N^{N-1} \\ 1 & W_N^2 & W_N^4 & W_N^6 & \dots & W_N^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & W_N^{2(N-1)} & \dots & \dots & W_N^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{bmatrix}$$

Figura 5.9 Forma matriciale DFT

Dal quale si constata l'enorme quantità di sforzi computazionali da parte del device che la sviluppa.

Sono richieste dunque approssimativamente N^2 moltiplicazioni complesse, $N \cdot (N - 1)$ addizioni complesse che tradotti in termini reali risultano $4N^2$ moltiplicazioni reali, $2N \cdot (N - 1)$ addizioni reali.

Dunque si ricorre all'uso di particolari algoritmi di elaborazione in modo da ridurre il numero delle operazioni e tali prendono il nome di FFT (Fast Fourier Transform). I più semplici decimano in due parti la sommatoria in modo bisettivo nel tempo (DIT), in una i termini pari e nell'altra i dispari, calcolando la DFT su $N/2$ campioni ottenendo:

$$\begin{aligned} X[k] &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot W_N^{(2n+1)k} = \\ &= \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n] \cdot W_N^{nk} + W_N^k \cdot \sum_{n=0}^{N/2-1} x[2n+1] \cdot W_N^{nk} = \\ &= G[k] + W_N^k \cdot H[k] \end{aligned} \tag{5.7}$$

Dove si è fatto uso della proprietà $G[k + N/2] = G[k]$ e $H[k + N/2] = H[k]$

Nasce così il grafo di flusso che dá gli elementi di una trasformata di Fourier di N campioni, combinando quelli di due trasformate di Fourier di $N/2$ campioni l'una; in particolare viene indicato con il nome di Butterfly. La decomposizione si può ripetere fino ad avere sequenze di 2 campioni.

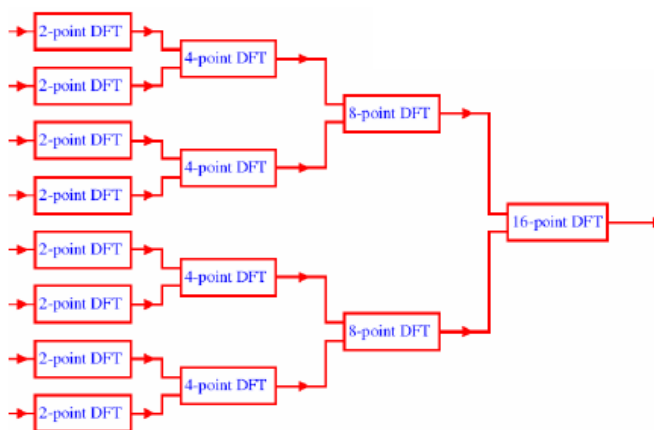


Figura 5.10 Radix-2 DIT Algorithm

Tale algoritmo viene chiamato di Cooley-Tukey, arrivando ad ottenere in termini di sforzo computazionale di: $(N/2) \log_2 N$ moltiplicazioni complesse e $N \log_2 N$ addizioni complesse, $4N \log_2 N$ moltiplicazioni reali e $2N \log_2 N$ addizioni reali.

Number of FFT Points	Direct Computation		Radix-2 FFT	
	Complex Multiplication	Complex Additions	Complex Multiplication	Complex Additions
128	16,384	16,256	448	896
256	65,536	65280	1,024	2048
512	262,144	261,632	2,304	4608

Figura 5.11 Sforzi computazionali

Di tal algoritmo, è molto importante, soprattutto nell'implementazione della mega-function Quartus, l'ordinamento dei dati, il quale può intaccare le performance (numero di calcoli eseguiti) dell'elaborazione. Infatti la FFT ha il vantaggio di potere essere senza bisogno di ulteriore memoria per effettuare la trasformazione, una volta memorizzata la sequenza di N campioni, si possono realizzare i primi grafi a farfalla 2×2 e successivamente gli altri scambiando i campioni memorizzati con quelli via via calcolati. Alla fine, ci si troverà con la trasformata memorizzata là dove era prima memorizzata la sequenza. Infatti come mostrato dai successivi grafici: per avere la trasformata nell'ordine naturale, i dati vanno scritti nell'ordine inverso dei bit del loro indice e cioè bit reversed. Similmente, se i dati sono scritti in ordine naturale, sarà la trasformata ad essere disposta in ordine bit reversed.

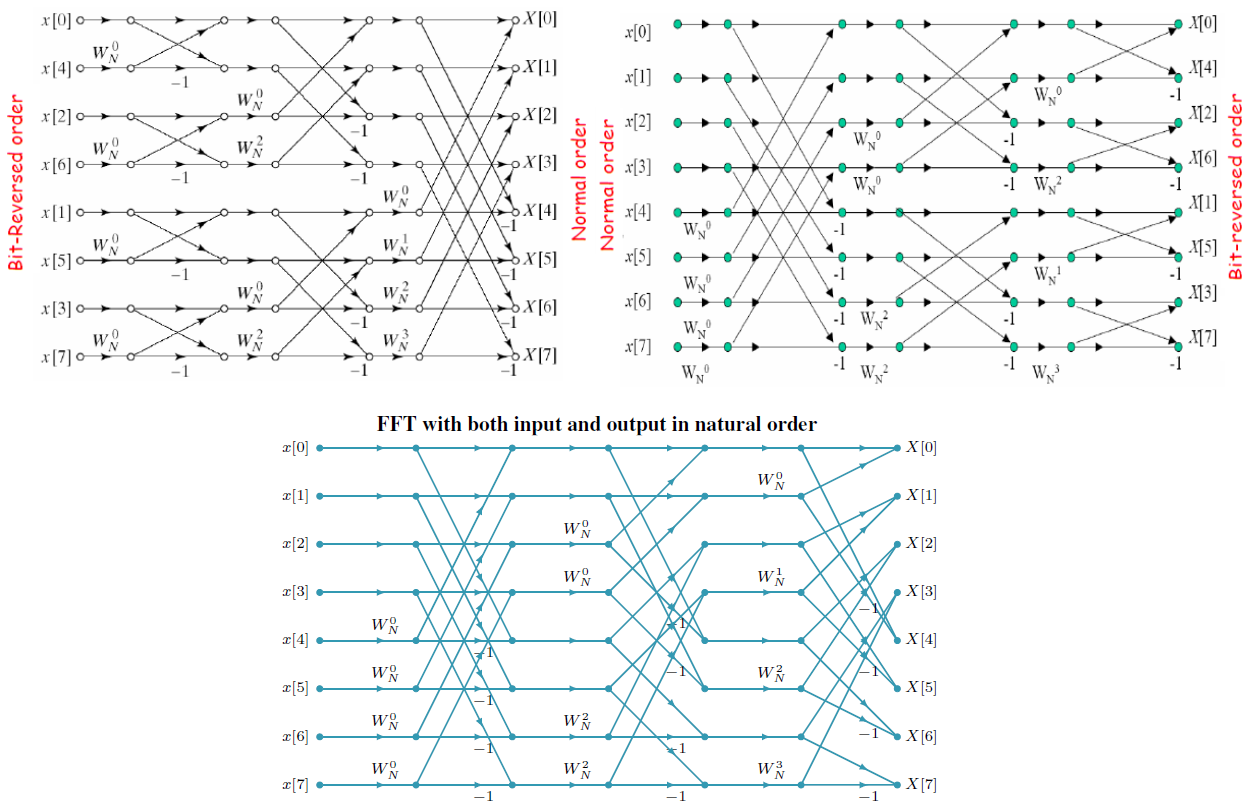


Figura 5.12 Grafici a "farfalla" 2-radix DIT per sequenza lunga 8, vari ordinamenti

Oltre a questo algoritmo, chiamato Cooley-Tukey oppure radix-2 Decimation-In-Time, ne esistono diversi altri, ad esempio radix-4 Decimation-In-Time dove la sequenza viene divisa in blocchi minimi di 4 campioni, la FFT in base 4 ha 3 moltiplicazioni complesse per farfalla, $N/4$ farfalle per stadio, $\log_4 N$ stadi: in totale il numero di moltiplicazioni complesse è $0,75 \cdot (N/2) \log_2 N$, con un risparmio, rispetto alla trasformata di Fourier veloce in base 2, del 25%, che è significativo.

E' possibile anche una decimazione in frequenza (DIF), ottenendo

$$X[k] = \sum_{n=0}^{\left(\frac{N}{2}\right)-1} (x[n] + (-1)^k \cdot x[\frac{N}{2} + n]) \cdot W_N^{nk} \quad (5.8)$$

Con diagrammi Butterfly del tutto simili alla DIT

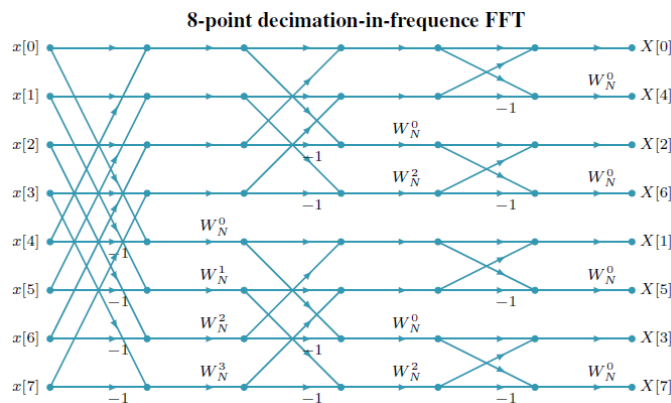


Figura 5.13 Grafici a "farfalla" 2-radix DIF per sequenza lunga 8

E' lecito anche ibridare algoritmi radix-2/4 per sequenze di lunghezza non decomponibile senza resto utilizzando puramente algoritmi radix-2 o radix-4.

5.6.2 Finestratura

Nel calcolare lo spettro della FFT si possono avere due casistiche: la prima se il segnale periodico ha un numero intero di periodi pari alla finestra misurativa, in tal caso lo spettro ottenuto è coincidente con quello teorico; d'altra parte, se il numero di periodi contiene anche una frazione di periodo aggiuntiva, lo spettro ottenuto non è pari a quello teorico a causa del riversamento di energia tra bin eccitandone altri che teoricamente dovrebbero essere d'ampiezza nulla. Si ha dunque una finestratura tipo Dirichlet (rettangolare) con fronti secchi che generano forti eccitazioni di bin secondari.

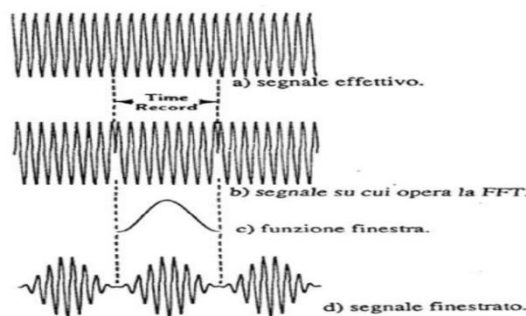


Figura 5.14 Finestratura segnale periodico

E' necessario rendere continuo qualunque segnale ricostruito utilizzando delle funzioni per pesare i campioni acquisiti con fronti più smussati e nulla agli estremi, anziché acquisire il segnale direttamente e poi elaborarlo, in modo tale che il segnale ricostruito sia continuo, come mostrato in Figura 5.14.

Dato che alla pulsazione discreta $\omega_k = \frac{2\pi k}{N}$ corrisponde una pulsazione continua $\Omega_k = \frac{2\pi k}{T_s \cdot N}$ e il segnale campionato ha pulsazione $\Omega_{segnale} = 2\pi f_{segnale}$ (che per lo scopo $f_{segnale} = f_{frange}$), dato il rapporto $\frac{\Omega_{segnale}}{N}$ sono possibili due casistiche:

- la prima se il rapporto è un intero $\frac{\Omega_{segnale}}{N} \in \mathbb{Z}$ allora la frequenza corrisponde unicamente al campione k -esimo, quindi a $k = \frac{f_{segnale} \cdot N}{f_s}$;
- il secondo se il rapporto è frazionario $\frac{\Omega_{segnale}}{N} \in \mathbb{Q}$ allora vengono sollecitati più campioni nell'intorno del campione k -esimo.

Tal ultima casistica ricade nel fenomeno conosciuto come Bin-Leakage, è estremamente dipendente dalla tipologia della finestatura, dalla lunghezza della finestra in termini di campioni e dalla lunghezza della DFT.

Dunque è presente un trade-off tra risoluzione frequenziale (lobo principale stretto) e ampiezza delle bande laterali (maggior contributo di leakage), nel merito incrementando la risoluzione (lunghezza finestra aumenta) ho la riduzione della larghezza del lobi principale, mentre riducendo il leakage (aumento lunghezza DFT) ho una riduzione delle ampiezza dei lobi laterali.

Esistono numerosi tipi di windowing, quello utilizzato è la finestra di Hanning che assicura un decadimento dei lobi secondari con pendenza $-18dB/ottava$, e, tal motivazione verrà discussa nel paragrafo successivo, quindi prima di eseguire la FFT ciascun campione della sequenza $x[n]$ di lunghezza N ottenuta dal segnale analogico, viene moltiplicato per un coefficiente della funzione finestra $w[n]$. La finestra di Hanning ha la seguente sintassi:

$$w[n] = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right] \quad \text{con } 0 \leq n \leq N-1 \quad (5.9)$$

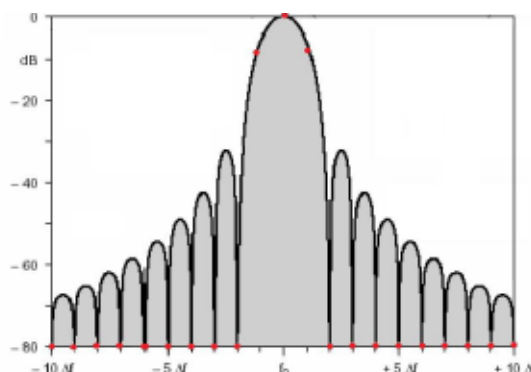


Figura 5.15 *Modulo della finestra di Hanning*

L'applicazione della finestra altera lo spettro in frequenza del segnale, producendo un allargamento del tono del segnale. Dal grafico è possibile osservare come non sia presente un solo picco, ma anzi il lobo centrale risulta allargato rispetto alla finestra rettangolare presentando una larghezza pari a $\pm 2\Delta f$, dove

per Δf si intende il singolo bin. Nel caso molto fortunato, in cui $\frac{\Omega_{segnale}}{N} \in \mathbb{Z}$, in cui il tempo di acquisizione è esattamente un multiplo del periodo del segnale, gli unici bin ad essere non nulli sono f_0 e $f_0 \pm \Delta f$. Se invece la frequenza del tono principale non coincide con un bin, $\frac{\Omega_{segnale}}{N} \in \mathbb{Q}$, si ha il fenomeno del bin Leakage, ossia tutti i bin diventano non nulli come mostrato in Figura 5.16.

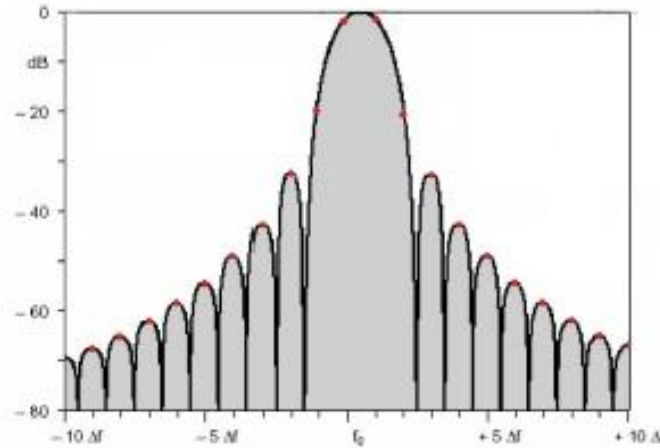


Figura 5.16 Bin Leakage per FFT finestrata Hanning

Pertanto con una normale FFT è possibile risolvere le frequenze a passi di bin, quindi se $f_s = \frac{1}{T_s}$ è la frequenza di campionamento e N è il numero campioni effettuati si ha una risoluzione in frequenza $\Delta f = f_s/N$, dunque una la sensibilità $S = \frac{s}{f_{frange}} = \frac{\lambda^2}{2 \cdot \frac{\Delta \lambda}{\Delta f} \frac{\Delta t}{\Delta t}}$ che verrà descritta nel capitolo 6, corrisponderebbero ad un errore di quantizzazione altissimo rendendo lo strumento inutilizzabile.

5.6.3 FFT e interpolazione

Per migliorare la sensibilità dello strumento è stato necessario utilizzare un algoritmo di interpolazione delle ampiezze per discriminare con maggior precisione la frequenza del tono fondamentale del segnale interferometrico.

Considerando un segnale sinusoidale, $x[n]$, frequenza f_{frange} composto da N campioni ottenuti campionando alla frequenza $f_s = f_{CLK}$, che rappresenta il segnale a frange di cui vogliamo calcolare la frequenza. È possibile quindi esprimere la frequenza del segnale f_{frange} in funzione della frequenza di bin come:

$$f_{frange} = (k + \delta) \cdot \frac{f_s}{N} = k_{peak} \cdot \frac{f_s}{N} \tag{5.10}$$

dove k indica la parte intera, mentre δ ne indica quella frazionaria e può essere positiva o negativa.

Allora la DFT del segnale finestrato con $w[n]$ risulta essere:

$$X[k] = \frac{1}{2} \cdot \left[A e^{j\theta} W[\delta f_{frange}] + A e^{-j\theta} W[(2k + \delta) f_{frange}] \right] \tag{5.11}$$

dove $W[k]$ è lo spettro della finestra utilizzata e A l'ampiezza del segnale sinusoidale, lo spettro della finestra di Hanning è facilmente ricavabile partendo dallo spettro della finestatura rettangolare, infatti

$$W_r(f) = \frac{\sin(\pi \frac{fN}{f_s})}{\sin(\pi \frac{f}{f_s})} \cdot e^{j\pi \frac{N-1}{N} \frac{fN}{f_s}} \quad (5.12)$$

$$W_h(f) = \frac{1}{2} \left\{ W_r(f) - \frac{1}{2} [W_r(f + f_{frange})] + W_r(f - f_{frange}) \right\} \quad (5.13)$$

Nel definire dunque la frequenza stimata si devono definire degli importanti trade-off tra soppressione dei lobi laterali ed estensione del lobo principale che conseguentemente ricade in un trade-off tra riduzione dell'errore sistematico della frequenza stimata e incertezza dovuta al rumore.

Indicando ora con $X_h[k]$ la FFT della sequenza finestrata, la stima del picco massimo che corrisponde al bin $(k + \delta)$ si basa, ad esempio, sull'utilizzo di due bin tra cui quello di ampiezza massima $X_h[k], X_h[k + 1]$, la valutazione della parte frazionaria δ e dunque il calcolo della corrispondente frequenza, espressa nell'equazione 5.10. Considerando che $k \cdot \frac{f_s}{N} - f_{frange} = \delta < 1$, è possibile sostituire e riscrivere la sinusoide come esponenziale e approssimando $e^{\pi i(N-1)/N} \approx -1 + \pi i/N$ e si ricava dalla letteratura che:

$$\delta = \frac{2\alpha-1}{\alpha+1} \quad \text{con} \quad \alpha = \frac{|X_h[k+1]|}{|X_h[k]|} \quad (5.14)$$

In tutti i metodi interpolativi si esegue una stima della frequenza attraverso una risoluzione approssimata non risolvendo analiticamente equazioni. Tale approssimazione porta ad eliminare il contributo delle frequenza negative introducendo un errore sistematico anche senza presenza di rumore.

In Figura 5.17 vengono rappresentati gli errori sistematici al variare delle finestrate, in particolare per la finestra di Hanning la variazione dell'errore a seconda della sua lunghezza.

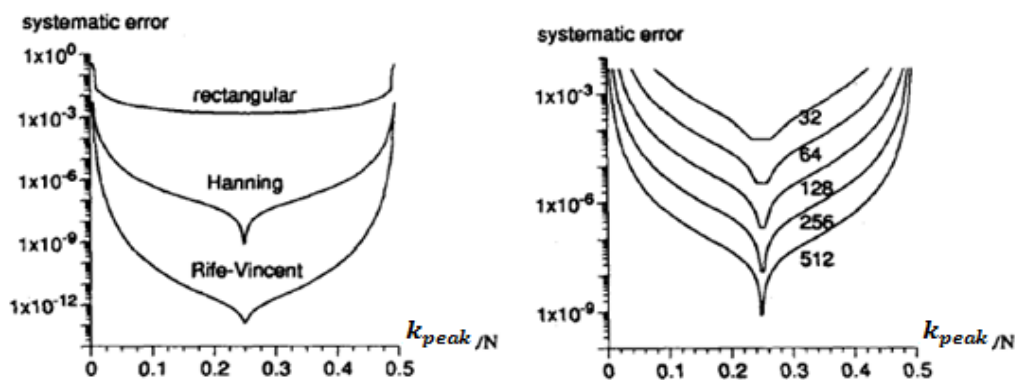


Figura 5.17 Errore sistematico della finestatura

E' inoltre possibile ridurre l'errore della stima frequenziale, $|E(k_{peak})|$, incrementando il numero di punti su cui si esegue l'interpolazione, come espresso nella Figura 5.18

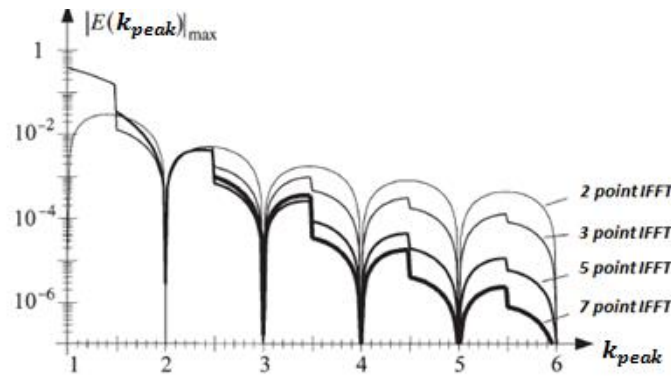


Figura 5.18 Errore di stima multi-punto della frequenza attraverso finestrazione di Hanning

E' dunque lecito e plausibile eseguire una stima della frequenza principale considerando tre campioni della FFT, rispettivamente $X_h[k - 1], X_h[k], X_h[k + 1]$.

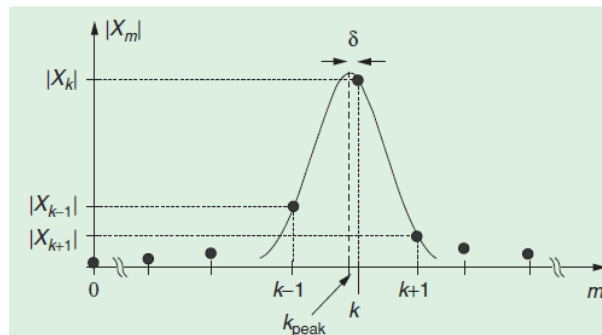


Figura 5.19 Campioni FFT per 3-point interpolation

Tal incremento del numero di punti d'interpolazione causa una riduzione dell'errore sistematico ma allarga il lobo principale incrementando il contributo di rumore.

Le casistiche sono due, la prima se selezioniamo $k_{peak} = k$ non si commettono errori nel valutare la frequenza principale anche senza l'ausilio di interpolazione, d'altro canto se $k_{peak} \neq k$ non si stimerebbe correttamente la frequenza principale quindi è necessario algoritmo d'interpolazione che permetta di calcolare la parte frazionaria δ di k_{peak} .

Sono possibili due filosofie per il calcolo, l'una che riguarda il rendiconto del sono modulo dei bin considerati

$$\delta = P \cdot \frac{|X_h[k+1]| - |X_h[k-1]|}{4|X_h[k]| - 2|X_h[k-1]| - 2|X_h[k+1]|} \quad (5.15)$$

Questo comporta una maggior sensibilità dell'algoritmo in caso di presenza di rumore.

L'altra che rendiconta il numero complesso totale e ne valuta poi la parte reale risultante

$$\delta = \text{Re} \left(\frac{Q \cdot (X_h[k+1] - X_h[k-1])}{2X_h[k] - X_h[k+1] - X_h[k-1]} \right) \quad (5.16)$$

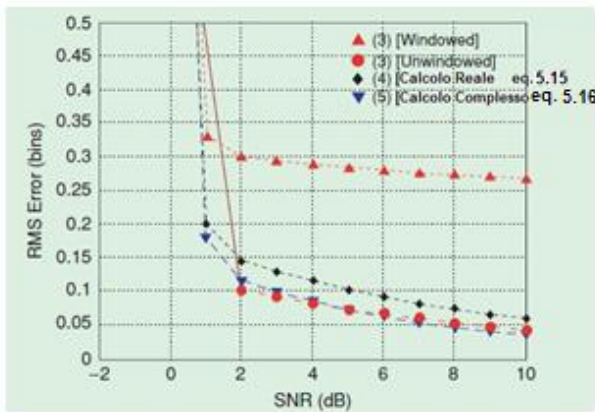
che comporta un incremento in termini di accuratezza, in quanto viene eliminata totalmente l'effetto di statistico della linea di base del segnale, a scapito però di incremento computazionale.

I termini correttivi P e Q rendicontano il peso della finestrazione, come riportato in tabella

WINDOW	P	Q
HAMMING	1.22	0.60
HANNING	1.36	0.55
BLACKMAN	1.75	0.55
BLACKMAN-HARRIS (THREE-TERM)	1.72	0.56

Figura 5.20 Fattori correttivi

Utilizzando la finestrazione si ha una accuratezza migliore rispetto all'uso di una finestra rettangolare (P e Q unitari) ma una più alta linea di base ma assicura un. In figura vengono rappresentati i confronti:



EQ.	MULT.	DIV.	MAG.	RMSE	BIAS
RECT	4	1	0	MEDIUM, INCREASING WITH BIN OFFSET IN NOISE	NO
5.15	1	1	3	HIGH	YES
5.16	5	1	0	HIGH	YES

Figura 5.21 Errore RMS Vs SNR & Costo computazionale

Se il segnale avesse una componente in DC, che causerebbe la linea di base, è possibile non coinvolgere nel calcolo interpolativo i bin in posizione $k = 0, 1$, per tal ragione la frequenza relativa k_{peak} deve essere maggiore di 1,5 per interpolazione a due punti oppure maggiore di 2,5 per interpolazione a tre punti.

Inoltre nel calcolo della FFT è necessario anche rendicontare l'effetto del rumore, caratterizzando l'impatto di questo sulla valutazione del k_{peak} caratterizzandola con il suo valor medio $bias_{k_{peak}}^2$ e deviazione standard e dunque $\sigma_{k_{peak}}^2$

$$RMSE_{k_{peak}}^2 = E \left[(k_{peak, stimato} - k_{peak, reale})^2 \right] = bias_{k_{peak}}^2 + \sigma_{k_{peak}}^2 \quad (5.17)$$

Il picco del coefficiente della FFT, figura 5.17, è molto simile ad una gaussiana quindi, considerando una deviazione standard del rumore nel tempo pari a σ_t , è possibile scrivere che

$$\sigma_{FFT} = \sigma_t \frac{1}{N\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} W^2(k)} \quad (5.18)$$

Quindi è definibile il rapporto segnale-rumore della FFT

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{FFT} = 10 \log_{10} \frac{A_{FFT}^2}{\sigma_{FFT}^2} = 10 \log_{10} \frac{A^2}{2\sigma^2} + 10 \log_{10} \frac{N}{2} = \left(\frac{S}{N}\right)_{time} + 10 \log_{10} \frac{N}{2} \quad (5.19)$$

Considerando il solo rumore di quantizzazione dell'ADC, considerando il rispetto al teorema del campionamento e che il numero di bit equivalenti $ENOB$ sia sufficientemente alto, è possibile riportare la

dipendenza di σ_t da tal parametro; a $\sigma_t = \frac{A}{2^{ENOB} \sqrt{3}}$ e $\left(\frac{S}{N}\right)_{time} = \frac{3}{2} (2^{ENOB})^2$ che per l'ADC utilizzato è circa $ENOB \cong 10 \text{ bit}$ quindi $\left(\frac{S}{N}\right)_{time} \cong 100 \text{ dB}$.

Dalla teoria si osserva come aumentando il numero di punti d'interpolazione, come già detto, si incrementa il contributo di rumore a causa dell'allargamento del lobo principale.

Dunque il criterio secondo cui è necessario selezionare il numero di punti d'interpolazione è un problema di minimo sull'incertezza della stima di k_{peak} , in equazione

$$\frac{\partial \sigma_{tot}}{\partial NPI} = \frac{\partial}{\partial NPI} \sqrt{\left(\frac{|E(k_{peak})|_{max}}{\sqrt{2}}\right)^2 + \sigma_{FFT}^2} = 0 \quad (5.20)$$

Una finestrazione rettangolare assicura accuratezza migliore e un buon trade-off, d'altra parte si è preferito utilizzare la finestra di Hanning in quanto si raggiunge l'ottimo per un interpolazione che utilizza due bin adiacenti, assicura un minor errore anche se prevedono un errore di base deterministico che può essere facilmente corretto, in aggiunta combina una bassa interferenza tra le armoniche, un buon comportamento a riguardo del rumore ed un tempo di computazione basso.

5.6.4 Scrittura codice

Utilizzo della Mega-Function FFT

Per la stesura del listato si è utilizzato il plug-in già implementato in Quartus II, attraverso l'accesso alla Mega Wizard Plug-In Manager, sezione Transform scegliendo FFT.

Si definisce una FFT con i seguenti parametri:

- Lunghezza della trasformata: 1024;
- Data precision: 12;
- Twiddle precision: 12;
- I/O Data Flow: Variable Streaming;
- I/O Order: Natural both;
- Data Representation: Fixed-point.

Imponendo un flusso di dati Variable Streaming è possibile calcolare tutte le FFT con un numero di campioni $6 \leq N \leq \log_2 1024$ impiegano lo stesso tempo.

Definendo sia per l'ingresso che per l'uscita un ordinamento naturale, si seguirà una sequenza $(1, 2 \dots, N - 1, N)$ e settando fixed-point, l'algoritmo di calcolo è $radix - 2^2$ che garantisce un perfetto e pieno parallelismo; tal algoritmo ha la stessa complessità moltiplicativa che l'algoritmo radix-4, ma i singoli blocchi butterfly sono con struttura radix-2 che utilizzano una DIF; dunque l'algoritmo ha una stretta relazione con le modalità radix-2 e radix-4 DIF.

Gli stadi totali sono $\log_2 N$ e contengono uno stadio a butterfly singolo ed un blocco di ritardo che permette di allineare i campioni corretti all'ingresso del singolo stadio a farfalla per il calcolo; quindi un

secondo stadio che consta di un radix-2 butterfly modificato in cui la moltiplicazione per $-j$ viene eseguita prima del blocco radix-2 butterfly. Richiamando velocemente l'algebra e partendo dall'equazione (5.6), viene applicato un mapping indicizzato a 3 dimensioni, scandito da:

$$n = \left\langle \frac{N}{2}n_1 + \frac{N}{4}n_2 + n_3 \right\rangle_N \quad e \quad k = \langle k_1 + 2k_2 + 4k_3 \rangle_N \quad (5.21)$$

Si riscrive la (5.6) utilizzando, come primo passo, la decomposizione radix-2 DIF con l'indicizzazione 3D e successivamente un secondo passo di decomposizione dei rimanenti coefficienti incluso il twiddle-factor $W_N^{\left(\frac{N}{4}n_2+n_3\right)k_1}$, ottenendo così la (5.22)

$$X(k_1 + 2k_2 + 4k_3) = \sum_{n_3=0}^{\frac{N}{4}-1} \left[H(k_1, k_2, n_3) W_N^{n_3(k_1+2k_2)} \right] W_N^{\frac{n_3 k_3}{4}}$$

con $H(k_1, k_2, n_3) = \left[x(n_3) + (-1)^{k_1} x\left(n_3 + \frac{N}{2}\right) \right] + (-j)^{k_1+2k_2} \left[x\left(n_3 + \frac{N}{4}\right) + (-1)^{k_1} x\left(n_3 + \frac{3}{4}N\right) \right]$

Graficando il comportamento della (5.22) per una FFT con $N = 16$, viene inserito anche un contatore modulo $\log_2 N$ per sincronizzare il processo e per comandare la lettura dei twiddle factor. Il funzionamento è il seguente: nei primi $N/2$ colpi di clock i campioni non modificati passano attraverso le unità di butterfly fino al gruppo di ritardo, nei secondi $N/2$ colpi di clock le unità di butterfly eseguono il calcolo unendo anche i dati che arrivano senza ritardo.

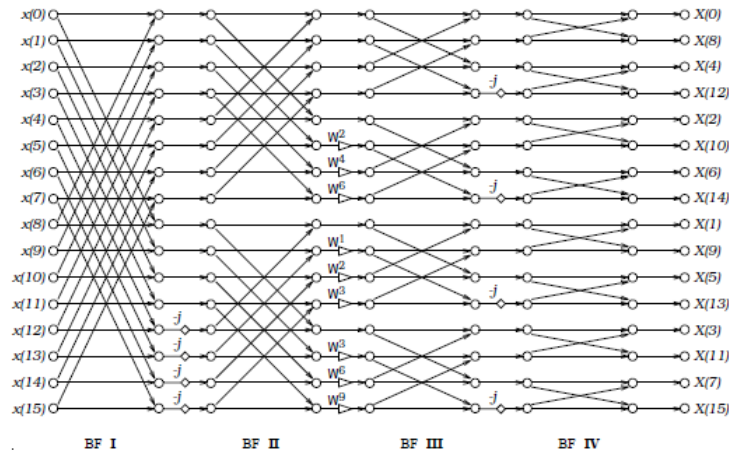


Figura 5.22 Blocco Radix-2² Single Delay Feedback Architecture

Dall'ordinamento naturale verranno richiesti N colpi di clock aggiuntivi e una memoria di N celle extra per permettere l'inversione dei dati uscenti dal modulo FFT in ordine inverso (bit-reversal), cosicché l'invio successivo al modulo FTDI sia già corretto e dritto.

Per quel che riguarda i segnali di comando dell'elaborazione FFT, in appendice B si possono trovare le descrizioni delle singole porte.

Reset del modulo FFT

Questo process, il cui codice completo è esposto in Appendice B, viene eseguito ad ogni incremento del contatore Cont1, si verificano le condizioni di errore del modulo FFT e nel caso di esito positivo il reset opportuno osservando che il segnale di Reset è attivo basso.

Gli errori possibili sono quattro ed indicati a seconda della configurazione del vettore bidimensionale d'errore source_error (OUT_ERROR) del modulo FFT, nello specifico:

- 00: non si ha alcun errore;
- 01: nonostante sia valido l'ingresso del modulo, non si ha trasmissione di inizio SINK_SOP
- 10: il modulo accetta $N = length_fft$ ma non si ha fine trasmissione SINK_EOP
- 11: al modulo giunge la fine trasmissione prima che vengano inviati gli N campioni

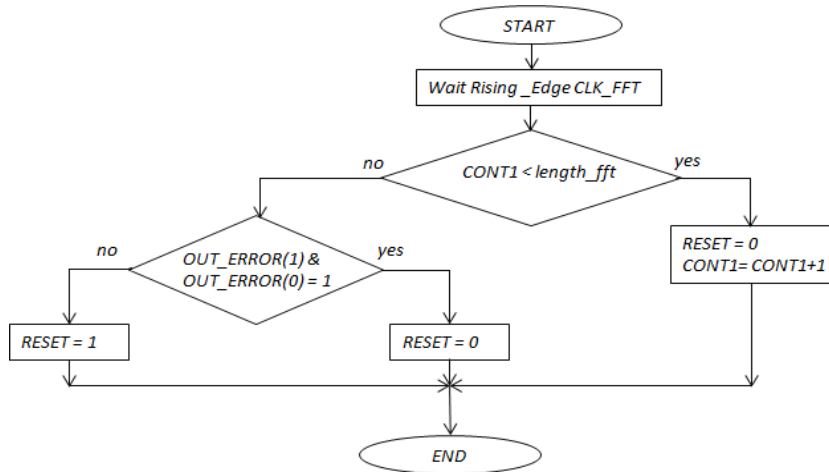


Figura 5.23 Flow-Chart process Reset

Ingresso al modulo FFT

La fase consiste nell'acquisizione dei dati dal modulo FFT, quindi l'accettazione dei dati in ingresso provenienti dall'ADC previa conversione per adattare il corretto formato di Fixed-point, avviene quando le porte sink_valid (IN_VALID) e in_ready (IN_READY) sono ambedue settati alti, dunque verrà iniziata l'acquisizione vera e propria con un impulso al pin sink_sop (IN_SOP). La fase continua finché non giunge l'ultimo dato, quindi si comandano i pin sink_valid basso e sink_eop (IN_EOP) alto.

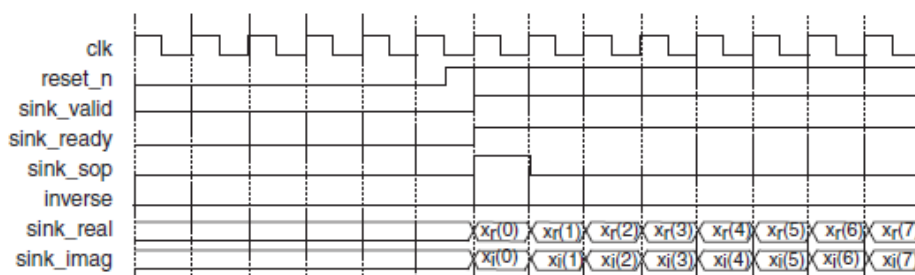


Figura 5.24 FFT Streaming Data Flow Architecture Input Flow Control

Il comando di sink_valid verrà settato sempre ad uno, in modo da aver abilitato sempre il modulo FFT per l'acquisizione, mentre il comando di in_ready non viene settato dall'utente ma direttamente dal modulo FFT in quanto una sua uscita, imponendo così l'impossibilità di invio dati quando è già in modalità di ricezione.

La finestrazza implica che i dati provenienti dall'ADC (12 bit) vengano necessariamente convertiti in intero per effettuare il pesaggio attraverso la finestrazza di Hanning; quindi riconverto il dato ottenuto, predisponendolo per l'ingresso al modulo FFT, in un vettore da 12 bit. In Appendice B il codice completo del programma VHDL.

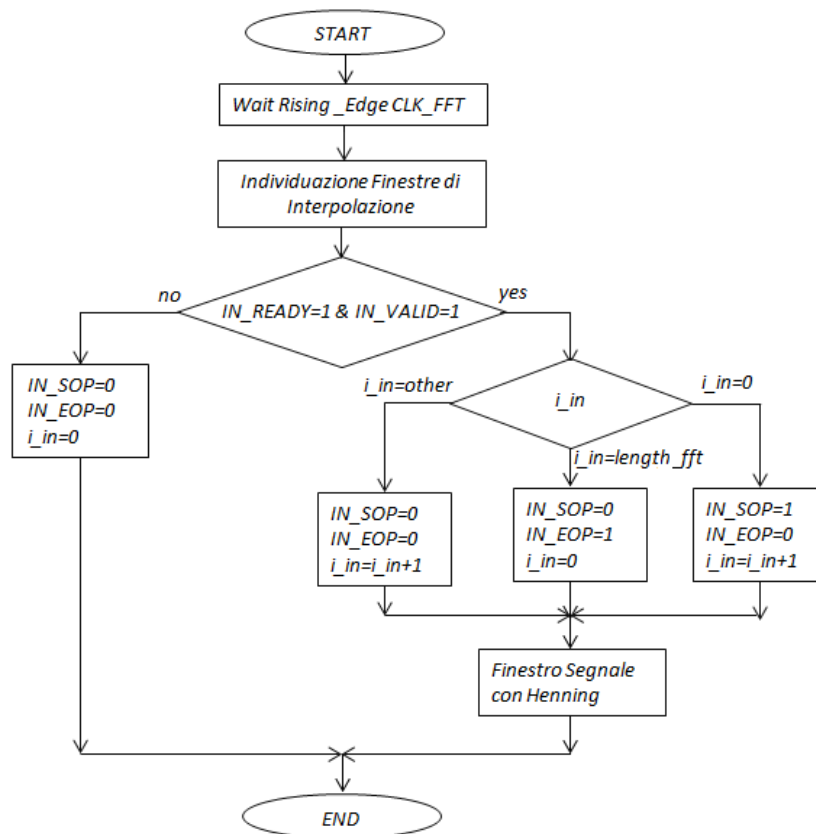


Figura 5.25 Flow-Chart process ingresso al modulo FFT

Il process consta dapprima nell'individuazione delle finestre su dove si vuole eseguire l'interpolazione dei 1000 campioni, quindi dai dati visibili in LabView si ottiene la prima finestra dal campione 25 al 175, la seconda dal campione 180 al 330, la terza dal campione 340 al 490, la quarta dal campione 500 al 650, la quinta dal campione 660 al 810 e la sesta dal campione 820 al 970. Avendo a disposizione per cadauna finestra 150 campioni si sceglie di eseguire una FFT a 128 bin, si riducono il numero di campioni realmente considerati da 150 a 128 in modo da abbattere anche il costo computazionale del calcolo della FFT. E' da precisare che i campioni si scelgono di prenderli con simmetria rispetto al centro finestra, scartando così 11 campioni sia per l'estremo inferiore che superiore.

In tal modo si ottiene, intrinsecamente con la limitazione inferiore, l'ignoro dei bin che definiscono la continua del segnale che causerebbero la non correttezza della valutazione dell'estrazione del tono.

Output modulo FFT

In tal processo si individua il bin massimo e i suoi adiacenti, preparando già l'elaborazione per il process di estrazione del tono principale.

Il process inizia la ricerca qualora l'uscita del modulo FFT risulta valida (OUT_VALID), quindi si testa il pin di inizio trasmissione dati (OUT_SOP) e inizializzazione delle variabili signal utilizzate in fase di ricerca. Dapprima il test è eseguito scandendo i bin nel senso della numerazione crescente, e nel caso si individua il bin i -esimo+1 maggiore del bin i -esimo, si shifta la variabile di immagazzinamento di massimo (ABS_max1 e ABS_max1_lat), l'iter di ricerca grava dunque nel confronto di bin destri. Secondariamente la ricerca deve, necessariamente, anche confrontare i bin sinistri e confrontare il bin destro e sinistro individuandone il maggiore. L'algoritmo viene potenziato con l'aggiunta di una generazione di errore, quindi non validità del bin massimo trovato qualora la frequenza reale rappresentata dal bin i -esimo è maggiore di un quarto della frequenza di campionamento.

Da ultimo questo process memorizza i dati d'ampiezza del bin massimo in un array di dimensione 6 per consentire l'elaborazione e controllo da parte del software LabView.

Il flow chart è visibile in Figura 5.27 e in Appendice B il codice completo del programma VHDL.

La fase di output dei dati elaborati dal modulo FFT ha inizio quando, terminata la trasformata, viene asserito alto il pin source_valid (dallo stesso modulo FFT, OUT_VALID), dunque l'uscita dei dati inizia con il settaggio di source_sop (OUT_SOP). La fase continua finché non si invia l'ultimo dato, quindi vengono comandati i pin source_valid (OUT_VALID) basso e source_eop (OUT_EOP) alto.

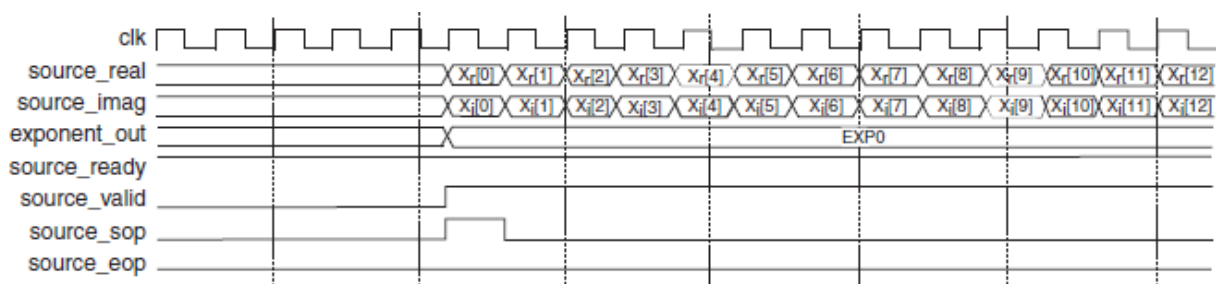


Figura 5.26 FFT Streaming Data Flow Architecture Output Flow Control

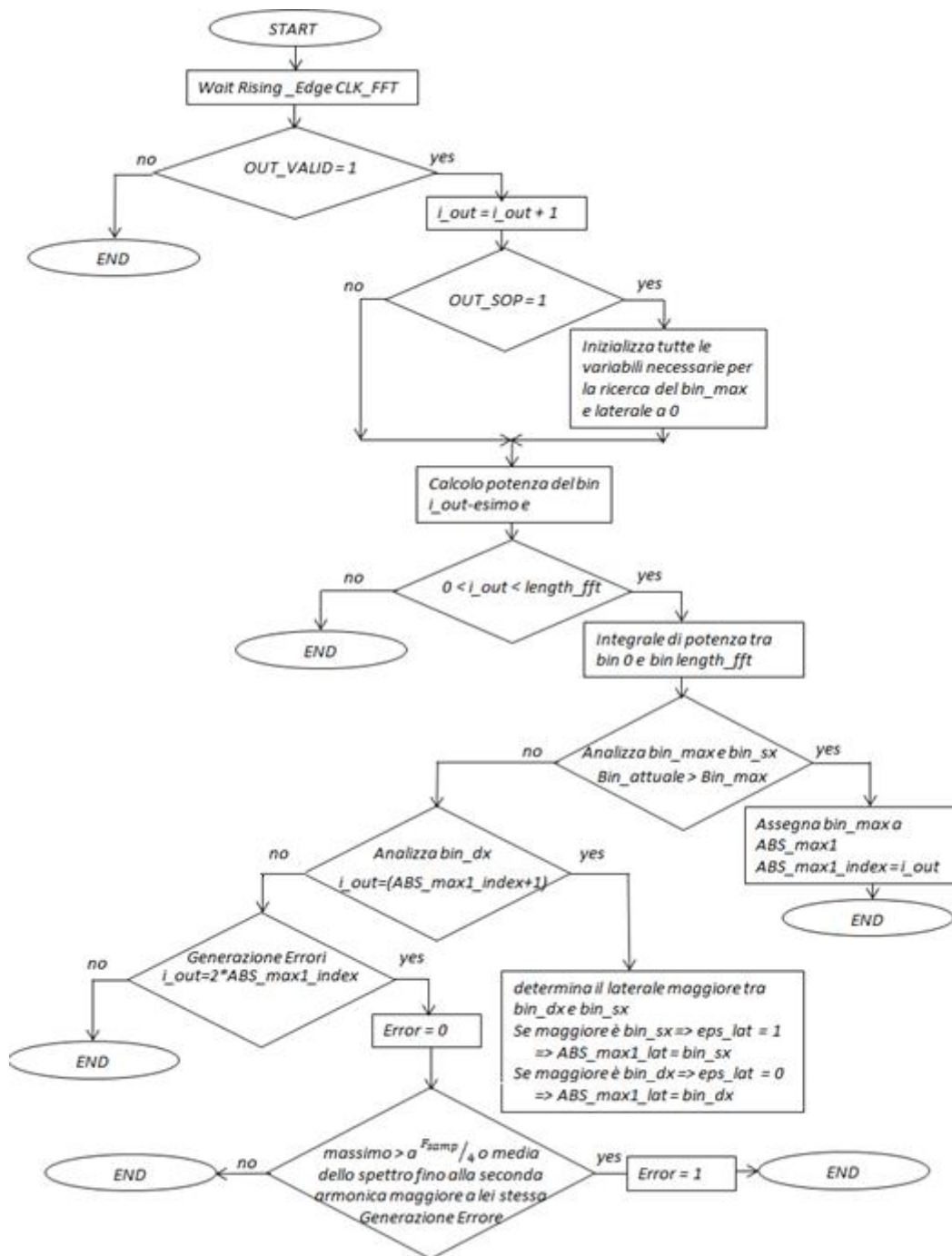


Figura 5.27 Flow-Chart process Out_FFT

Estrazione tono Principale

In questo process viene eseguito l’algoritmo di estrazione di tono, con la modalità di interpolazione a 2 campioni utilizzando i bin individuati nel process di Output.

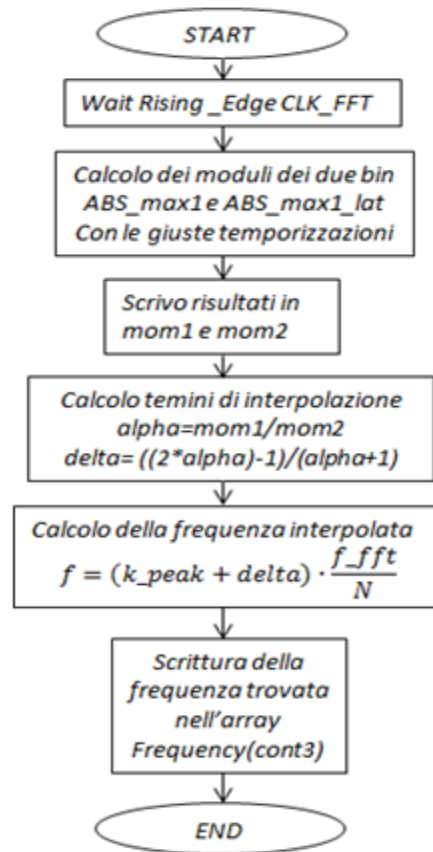


Figura 5.28 Flow-Chart process Interpolazione

L’algoritmo d’interpolazione necessita, in primo luogo, di una corretta conversione dei dati sorgente per l’iter di extraction tone quali $|X_h[k + 1]| = ABS_max_lat$ e $|X_h[k]| = ABS_max1$, per eseguire l’operazione

$$\delta = \frac{2\alpha - 1}{\alpha + 1} \quad \text{con} \quad \alpha = \frac{|X_h[k+1]|}{|X_h[k]|} \quad (5.23)$$

Dato che i dati sorgente rappresentano la potenza del bin i -esimo e i -esimo ± 1 , è necessaria l’esecuzione dell’operazione di estrazione di radice quadrata che, con il software Quartus, è facilmente utilizzabile attraverso la dichiarazione di una Mega-Function pre-implementata settando i parametri in modo da massimizzare le prestazioni in termini di velocità. Nonostante la minimizzazione della latenza è impossibile un annullamento totale, ottenendo al meglio un tempo di elaborazione di 16 colpi di clock che impone la gestione di una temporizzazione corretta. Quindi si crea il numeratore ed il denominatore dell’equazione (5.23) nelle variabili *num* e *den*. Conseguentemente il calcolo vero del valore frazionario della valutazione del bin δ , anch’essa tramite una Mega-Function di divisione impostando una corretta temporizzazione. Da ultimo si passa alla valutazione vera e propria del valore frequenziale corrispondente all’interpolazione effettuata attraverso l’equazione

$$f_{frange} = (k + \delta) \cdot \frac{f_s}{N} \quad (5.24)$$

L'impiego di funzioni già implementate è di maggior comodità, quali Mega-Function di addizione/sottrazione e moltiplicazione.

Da ultimo, è necessaria la memorizzazione dei dati frequenziali ottenuti in un array di dimensione 6 per consentire l'elaborazione di media e controllo da parte del software LabView.

Come per i precedenti process In Appendice B il codice completo del programma VHDL.

5.6.5 Seconda implementazione codice LabView

I dati trasmessi dal modulo FTDI al PC tramite USB vengono acquisiti dal software attraverso il protocollo di comunicazione VISA come precedentemente descritto. Le variazioni del codice LabView non sono di stravolgimento essenziale rispetto a quello precedentemente implementato, infatti si basano sul medesimo VI costruito in precedenza previa l'eliminazione di alcune parti. Dunque si lasciano all'elaborazione di LabView le operazioni di media tra due fronti dello stesso periodo, media di N periodi della modulazione, valutazione della deviazione standard, verifica del range di distanza e infine il processo di validazione dell'informazione.

I dati in ingresso saranno ora 12 nel complessivo dei tre periodi di osservazione, nello specifico l'FTDI trasmetterà due dati per ogni semi-periodo della modulazione consistente in un dato di ampiezza e uno di frequenza, quindi quattro per ogni periodo di modulazione.

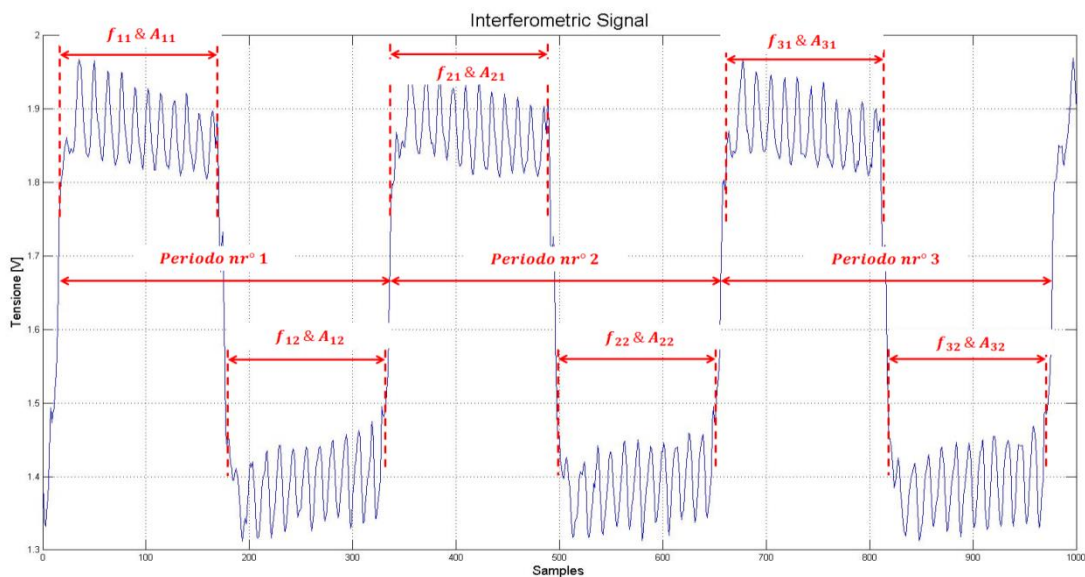


Figura 5.29 Nuova trasmissione dati

Quindi anziché trasmettere 1000 campioni nei tre periodi di modulazione ora verranno trasmessi solo 12 dati, incrementando di un fattore non indifferente la velocità del trasferimento e abbattendo il throughput dei dati. La FFT considerati i passati valori di 1000 campioni e dividendoli nei 6 semi-periodi si ottengono 166 campioni ogni semi-periodo, quindi la FFT verrà eseguita con una lunghezza di 128 bin, garantendo l'equazione $6 \leq N \leq \log_2 1024$ che prevede lo stesso tempo di latenza per tutte le FFT eseguite su N campioni.

Capitolo 6

Caratterizzazione delle sorgenti & Misure

In questo capitolo si caratterizzeranno sperimentalmente i dati tecnici delle sorgenti laser utilizzate. Verranno fissati i parametri progettuali di cui si è discusso nei precedenti capitoli, quali intensità della corrente di pompa in continua, ampiezza picco-picco della corrente di modulazione e frequenza di modulazione. Infine verranno riportate delle prove sperimentali dell'intero sistema di misura con varie tipologie di superfici e in condizioni di dinamicità del liquido differenti.

6.1 Caratterizzazione dei laser

Prima di procedere con lo sviluppo complessivo del sistema, si è reputato opportuno verificare sperimentalmente i dati tecnici del laser. Innanzitutto si è effettuata una misura per la valutazione della corrente di soglia e della caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$, infatti questa informazione non è direttamente fornita sul datasheet del componente, in funzione della corrente di polarizzazione e della frequenza. Per effettuare questa misurazione è stato utilizzato il circuito consueto mostrato in Figura 4.3/4.12, con il relativo amplificatore a trans-impedenza di figura 4.6. Tali funzioni non hanno valore assoluto per qualunque di dispositivo laser dello stesso nominativo, tuttavia forniscono un'indicazione su come possa essere a caratteristica di trasferimento corrente-lunghezza d'onda.

Per ricavare $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ in funzione della corrente di polarizzazione, si è operato imponendo una distanza fissa (tale per cui il numero di frange visibili sia esiguo) pari a 66cm sia per HL7851-G che per il DL7140 mantenendo la frequenza di modulazione pari a $f_{mod} = 40 \text{ kHz}$ ed un'ampiezza di modulazione picco-picco pari a $\Delta I_{pk-pk} = 10 \text{ mA}$ per l'HL7851-G, 15 mA per il DL7140-201S, facendo dunque variare la $I_{laser,DC}$ rispettando sempre i limiti da datasheet ovvero $I_{laser,DC} > I_{th}$ e $I_{laser,DC} < I_{laser,DC Max}$.

Quindi si misura la frequenza delle frange f_{frange} e si ricava il valor medio di $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ attraverso la seguente relazione:

$$\frac{\Delta\lambda}{\Delta I} = \frac{\lambda^2}{2 \cdot s \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t}} f_{Frangia} \quad (6.1)$$

Assumendo dunque che $\lambda = 785 \text{ nm}$ almeno nell'intorno di 25°C , si osserva dai grafici ottenuti che la caratteristica tende a saturare a partire da 65 mA e 90 mA rispettivamente per i due laser stabilizzando il parametro $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ a $2,6 \frac{\text{pm}}{\text{mA}}$ e $0,576 \frac{\text{pm}}{\text{mA}}$ rispettivamente. Per questo motivo si è scelto di tenere una corrente di polarizzazione di 70 mA per HL7851-G e 80 mA per DL7140.

Quindi si deduce più la corrente del laser tende ad aumentare in DC, più la temperatura della cavità aumenta portandola a dilatarsi quindi causando un aumento della λ emessa per rispettare la stazionarietà del modo oscillante, ma all'aumentare di tal corrente tale fenomeno tende a diminuire stabilizzandosi.

Per quanto riguarda invece la variazione di $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ rispetto alla frequenza di modulazione, si è operato imponendo una distanza fissa (tale per cui il numero di frange visibili sia esiguo) pari a 66cm sia per HL7851-G che per il DL7140 mantenendo la corrente in DC pari a 80mA per DL7140 e , un ampiezza di modulazione picco-picco pari a ΔI_{pk-pk} 10 mA per l'HL7851-G, 15 mA per il DL7140-201S, facendo invece variare la frequenza della modulazione da 100 Hz a 100 kHz con passi di decadi. Quindi si misura la frequenza delle frange f_{frange} e si ricava il valor medio di $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$.

Questa prova è stata fatta solamente per il laser DL7140 in quanto in letteratura è già stata rappresentata la dipendenza per il laser HL7851-G.

6.1.1 Laser HL7851-G

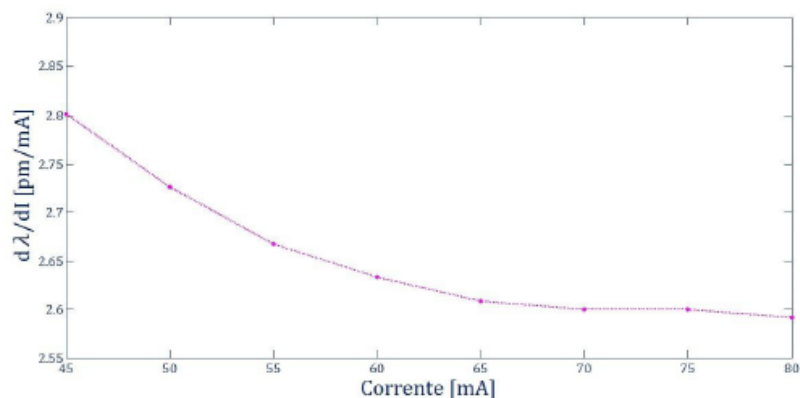


Figura 6.1 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di $I_{laser,DC}$ per HL7851-G

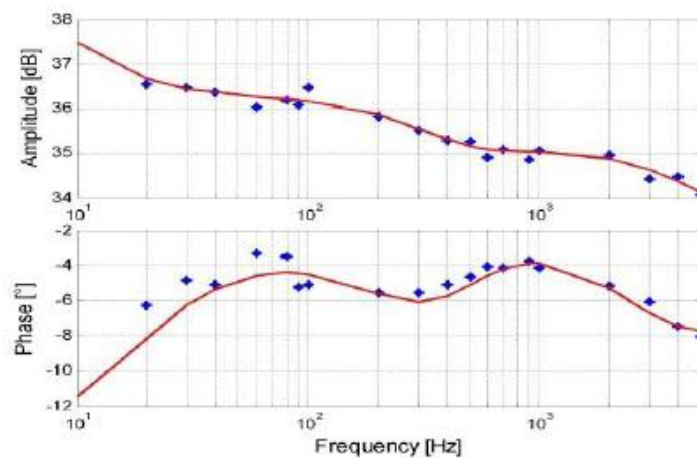


Figura 6.2 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di f_{mod} per HL7851-G

Dalla letteratura è noto che la $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ al variare di f_{mod} è rappresentata dalla seguente funzione di trasferimento:

$$G(s) = \rho \frac{(s-z_1)(s-z_2)(s+2\zeta\omega_{n,z}s+\omega_{n,z}^2)}{(s-p_1)(s-p_2)(s-p_3)(s+2\xi\omega_{n,p}s+\omega_{n,p}^2)} \quad (6.2)$$

Dove $\rho = 1,9 \cdot 10^{10}$, $z_1 = -3,8 \cdot 10^4 \frac{rad}{sec}$, $z_2 = -55,8 \frac{rad}{sec}$, $\omega_{n,z} = 2,8 \cdot 10^3 \frac{rad}{sec}$, $\zeta = 0,86$, $p_1 = -4,5 \cdot 10^8 \frac{rad}{sec}$, $p_2 = -2,96 \cdot 10^4 \frac{rad}{sec}$, $p_3 = -36,9 \frac{rad}{sec}$, $\omega_{n,p} = 2,68 \cdot 10^3 \frac{rad}{sec}$, $\xi = 0,91$. Le singolarità sono tutte a parte reale negativa e, fatta eccezione per p_1 , con zeri e poli vicini tra loro. È possibile notare dalla Figura 6.2, che mostra il diagramma di Bode di Modulo e Fase, che in corrispondenza delle frequenze comprese tra 500Hz e 1kHz si ha un trasferimento piatto, ossia a 0dB/decade.

6.1.2 Laser DL7140-201S

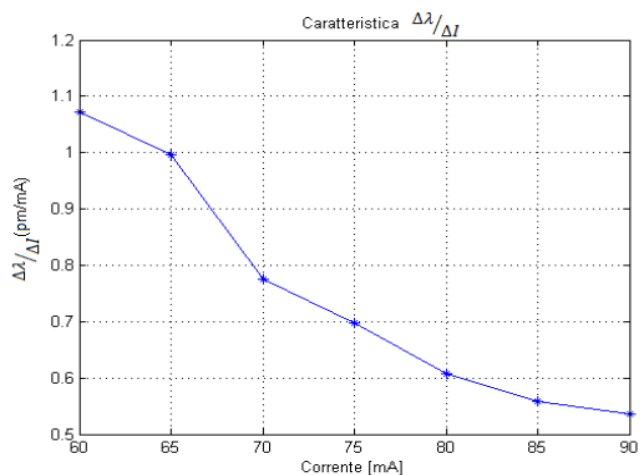


Figura 6.3 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di $I_{laser,DC}$ per DL7140-201S

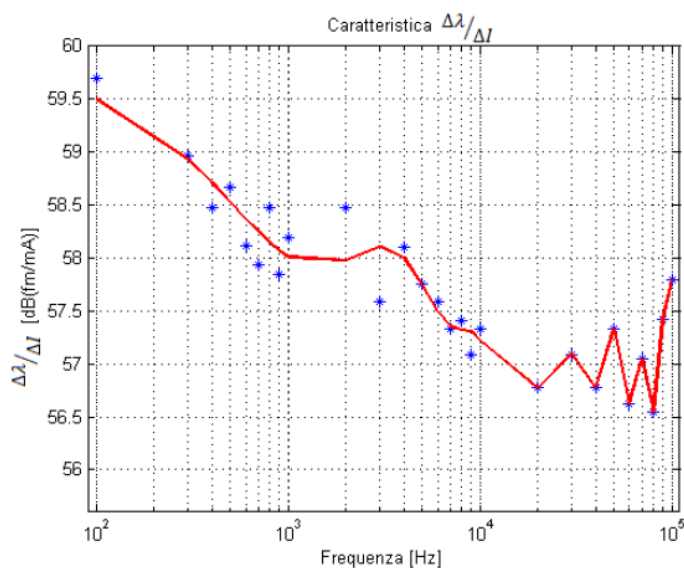


Figura 6.4 Caratteristica $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ funzione di f_{mod} per DL7140-201S

Qualora il numero di frange scenda troppo all'incrementare della frequenza, e risulta impossibile il conteggio, è possibile avvicinare il bersaglio fintanto che non torni a crescere il numero di frange in maniera esigua, quindi il calcolo della frequenza delle frange deve essere fatto normalizzando tutto alla medesima distanza attraverso una semplice proporzione.

6.2 Scelta dei parametri progettuali

Analizzata la teoria sul self-mixing, realizzato l'hardware analogico per il condizionamento e trovata una maniera efficace per estrarre dalla FFT il tono fondamentale, non resta che impostare i parametri di progetto. Tra questi si includono la corrente di polarizzazione, l'ampiezza della corrente di modulazione e la sua durata temporale, la sua frequenza di campionamento e il numero di campioni acquisiti N . La scelta di ognuno di questi parametri è stata dettata da motivazioni ben precise.

La corrente di polarizzazione è stata fissata a $70mA$ per HL7851-G e $80mA$ per DL7140 per quanto precedentemente detto a riguardo della saturazione del parametro $\frac{\Delta\lambda}{\Delta I}$ a $2,6 \frac{pm}{mA}$ per HL7851-G e $0,576 \frac{pm}{mA}$ per DL7140.

L'ampiezza picco-picco della corrente di polarizzazione è stata scelta di $10 mA$ per HL7851-G e $15 mA$ per DL7140, in maniera tale da produrre un elevato numero di frange per permettere di ridurre il limite minimo di distanza misurabile.

L'analisi della scelta della durata del segnale triangolare merita particolare attenzione. Nel paragrafo 2.2 si è descritto come una modulazione della corrente di polarizzazione del laser, produca in prima approssimazione una modulazione della lunghezza d'onda di emissione λ , con un trasferimento lineare. In realtà la risposta termica della sorgente ha un trasferimento prodotto dalla composizione di una rete formata da resistenze e capacità termiche, che introducono poli e zeri. Risulta pertanto opportuno considerare che il trasferimento sia funzione della frequenza come visto nel paragrafo precedente 6.1.

Si è scelto di produrre una modulazione triangolare di periodo $25 \mu sec$ ovvero $40 kHz$. Questa scelta è stata dettata dal fatto che una modulazione maggiore della corrente, a cui corrisponde una proporzionale variazione della lunghezza d'onda λ , produce un maggior numero di frange interferometriche. Infatti il numero di frange N_F è direttamente proporzionale alla $\Delta\lambda$ prodotta, come evidenziato dall'equazione seguente:

$$N_F = 2 s \frac{\Delta\lambda}{\lambda^2} \quad (6.3)$$

La stima del numero di frange risulta di interesse in quanto l'algoritmo di estrazione di tono con pochi periodi a disposizione mostra un'incertezza della misura maggiore.

Dato che l'HL7851 ha rispetto al DL7140 $\left. \frac{\Delta\lambda}{\Delta I} \right|_{HL7851-G} > \left. \frac{\Delta\lambda}{\Delta I} \right|_{DL7140}$, alla medesima distanza si avranno un numero di frange maggiori per HL7851-G che per il DL7140 fermo restando che ambedue garantiscono un

buon segnale interferometrico. Una volta definiti tutti i parametri risulta utile definire un coefficiente di sensibilità S

$$S = \frac{\lambda^2}{2 \cdot \frac{\Delta\lambda}{\Delta l} \cdot \frac{\Delta l}{\Delta t}} \quad (6.4)$$

In modo che $s = S \cdot f_{frange}$, ottenendo $S = 14,8 \text{ cm/MHz}$ per HL7851-G e $S = 44,57 \text{ cm/MHz}$ per il laser DL7140.

Dunque si otterrebbero delle frequenze di frangia di:

$$f_{frange} = 337,5 \text{ kHz @ } s = 5 \text{ cm e } f_{frange} = 3,7 \text{ MHz @ } s = 55 \text{ cm} \text{ per il laser HL7851-G}$$

$$f_{frange} = 112,2 \text{ kHz @ } s = 5 \text{ cm e } f_{frange} = 1,23 \text{ MHz @ } s = 55 \text{ cm} \text{ per il laser DL7140-201S}$$

Da qui dunque una corretta gestione e dimensionamento delle bande dell'elettronica descritta nel capitolo 4 per ambedue le circuiterie.

6.3 Misurazioni e osservazioni

Vengono ora descritte diverse misurazioni con lo scopo di mostrare le performance dello strumento variando bersaglio e condizioni di ottica. Tutte queste devono venir eseguite imponendo una condizione di massima verticalità del fascio ottico incidente la superficie, questo può essere fatto attraverso un target composto da un foglio bianco andando ad aggiustare la verticalità fino ad ottenere un segnale interferometrico con ampiezza di franga massimo. L'allineamento è empirico, effettuato manipolando le viti micrometriche sul supporto laser e monitorando l'ampiezza delle frange e numero di acquisizioni, giunti dunque all'ottimo si definisce, per tale tranche di misura, la verticalità massima.

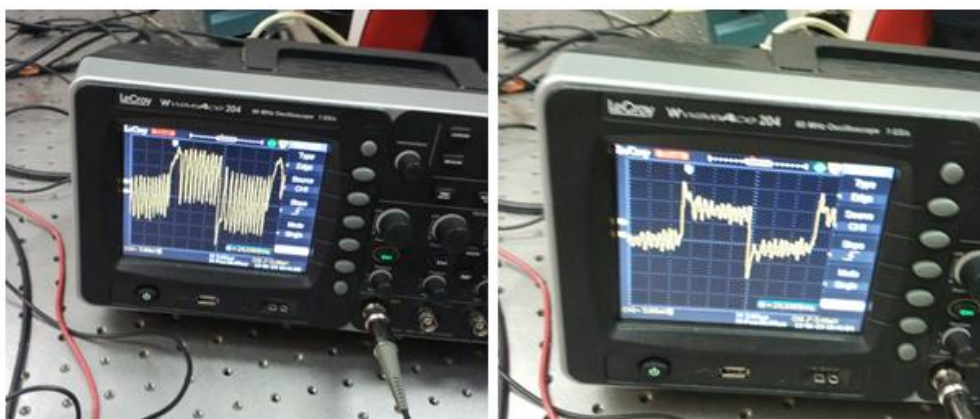


Figura 6.5 Segnali ottenuti a pari distanza, con piccole variazioni di verticalità

In ogni caso si è imposto un range di distanza massimo/minimo, analizzato nel capitolo 5, tra i 5 cm e i 60 cm , il numero di campioni su cui mediare è pari a 100 e con i controlli di varianza STD pari a 1, ovvero 1 mm .

6.3.1 Misure su solido con fuoco prima e dopo bersaglio

In tali grafici viene mostrata la distanza misurata in 5 sec in merito ad un target composto da un bersaglio massimamente riflettente (foglio bianco) impostando una distanza a priori di 18 cm e verificando la veridicità e la bontà del risultato. Si sono eseguite due prove che comparano la posizione del fuoco, la prima prevede il fuoco poco dopo il target mentre la seconda il fuoco poco prima.

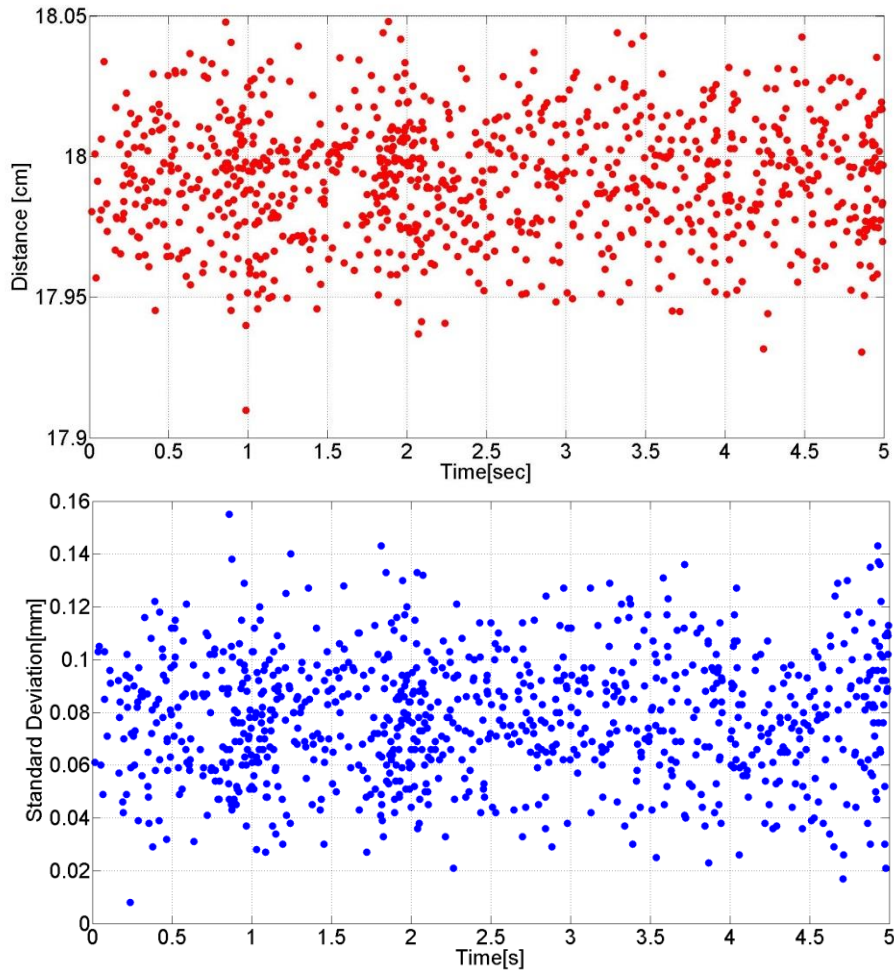
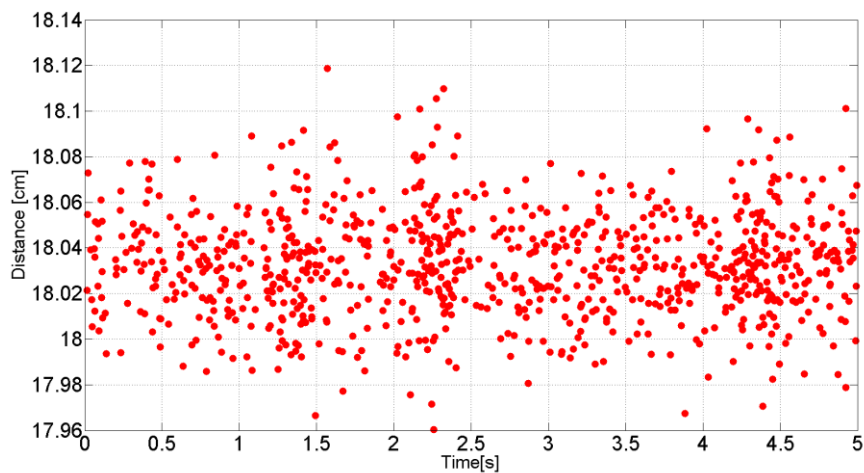


Figura 6.6 Distanza e deviazione standard con fuoco dopo il target solido



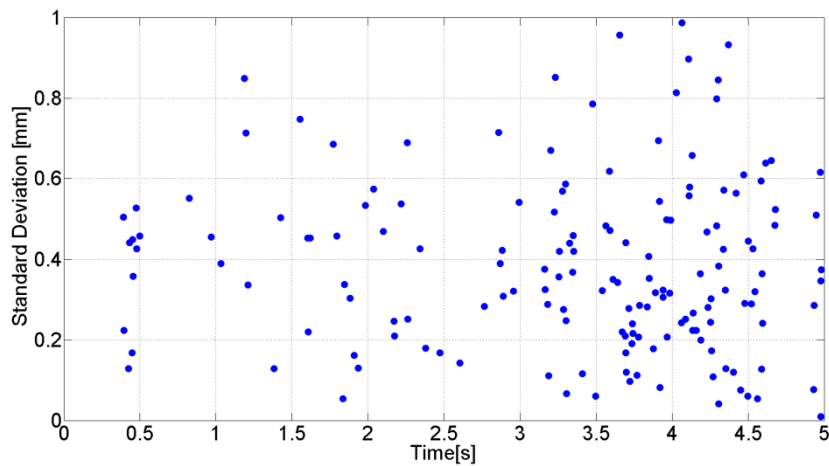
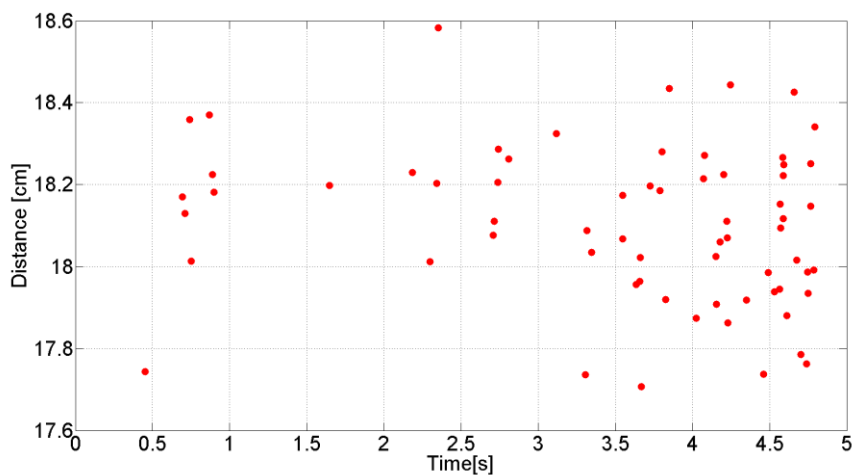


Figura 6.7 Distanza e deviazione standard con fuoco prima del target solido

Si osserva che non c'è un evidente differenza tra i due casi, né tantomeno al cambio della sorgente laser. Si assicura una deviazione standard STD al di sotto di 0,16 mm con più di 200 misurazioni valide.

6.3.2 Misure su liquido fermo con fuoco prima e dopo superficie H_2O

In tali grafici viene mostrata la distanza misurata in 5 sec in merito ad un target composto da un superficie di acqua in regime stazionario (non agitata) impostando una distanza a priori di 18 cm e verificando la veridicità e la bontà del risultato. Anche in tal caso si sono eseguite due prove che comparano la posizione del fuoco, la prima prevede il fuoco poco dopo il target mentre la seconda il fuoco poco prima.



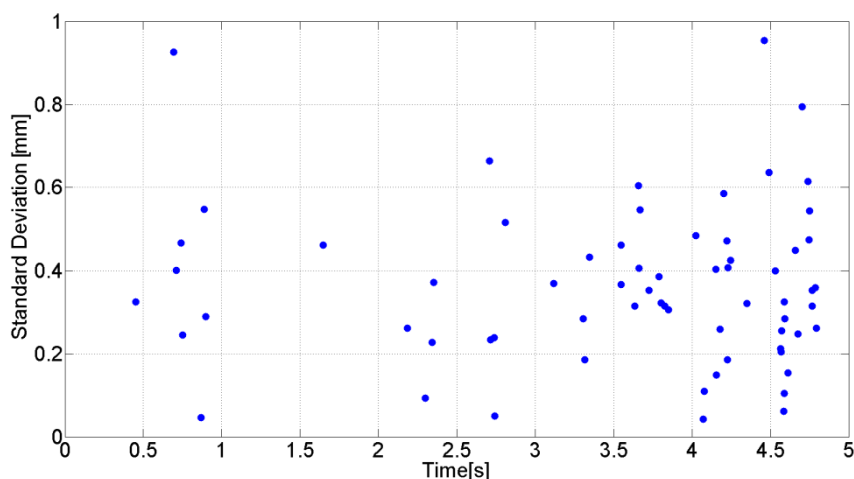


Figura 6.8 Distanza e deviazione standard con fuoco dopo il target liquido fermo

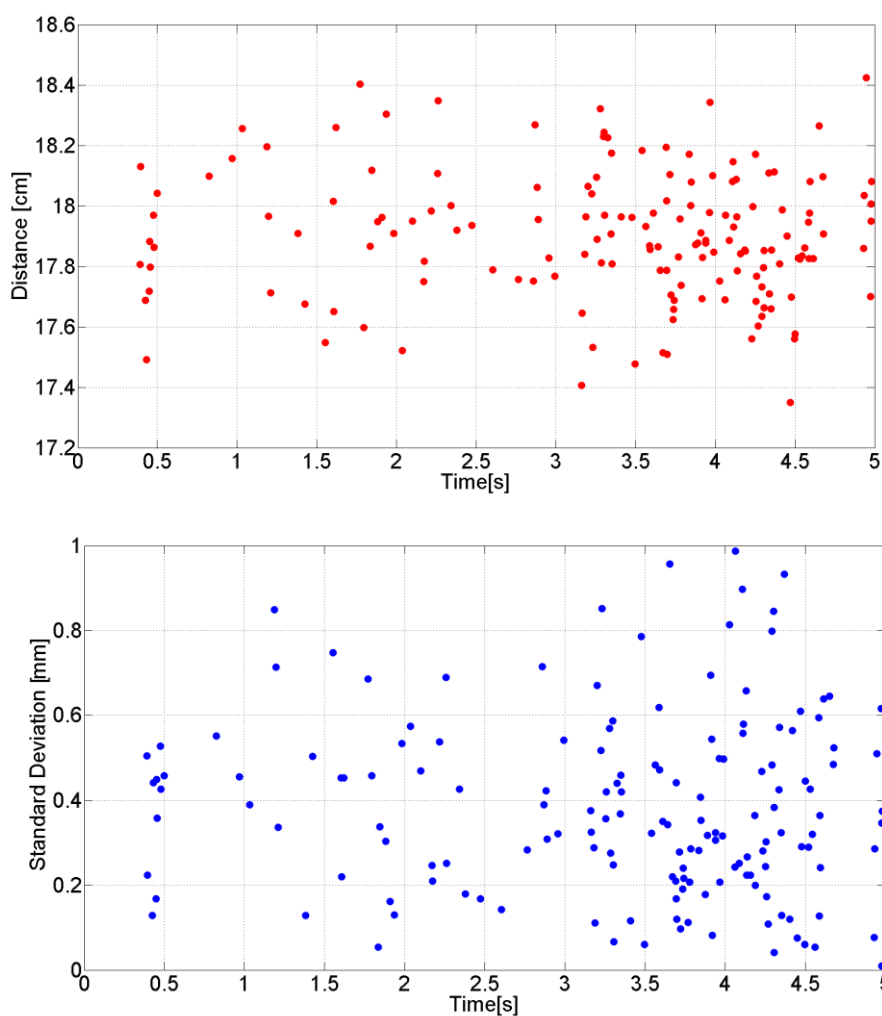


Figura 6.9 Distanza e deviazione standard con fuoco prima del target liquido fermo

Si osserva che, in tal caso, è presente una condizione di massimizzazione della bontà della misura definendo dunque un set-up ottico che verrà mantenuto in ogni misura di superficie liquida piatta, che prevede il

fuoco del fascio prima. Si assicura una deviazione standard STD al di sotto del 1 mm ed il numero di misurazioni valide decresce rispetto al bersaglio solido a causa della natura della superficie.

6.3.3 Misure su liquido in agitazione con fuoco prima e dopo superficie H_2O

In tali grafici viene mostrata la distanza misurata in 5 sec in merito ad un target composto da un superficie di acqua in regime dinamico (agitata), ottenuta tramite un agitatore elettronico ad ultrasuoni, che assicura un movimento del livello del liquido ad alta frequenza, sovrapponendo un agitazione manuale, che assicura un movimento del livello del liquido a bassa frequenza.

Si è preferito aggiungere un rimescolamento manuale per evitare che l'increspatura del liquido avesse un pattern stazionario con una lunghezza d'onda multipla della lunghezza d'onda del laser. Inoltre in questo modo l'agitazione del livello del liquido risulta comparabile con quella che si ha durante il riempimento. Impostando una distanza a priori di 18 cm e verificando la veridicità e la bontà del risultato.

Anche in tal caso si sono eseguite due prove che comparano la posizione del fuoco, la prima prevede il fuoco poco dopo il target mentre la seconda il fuoco poco prima.

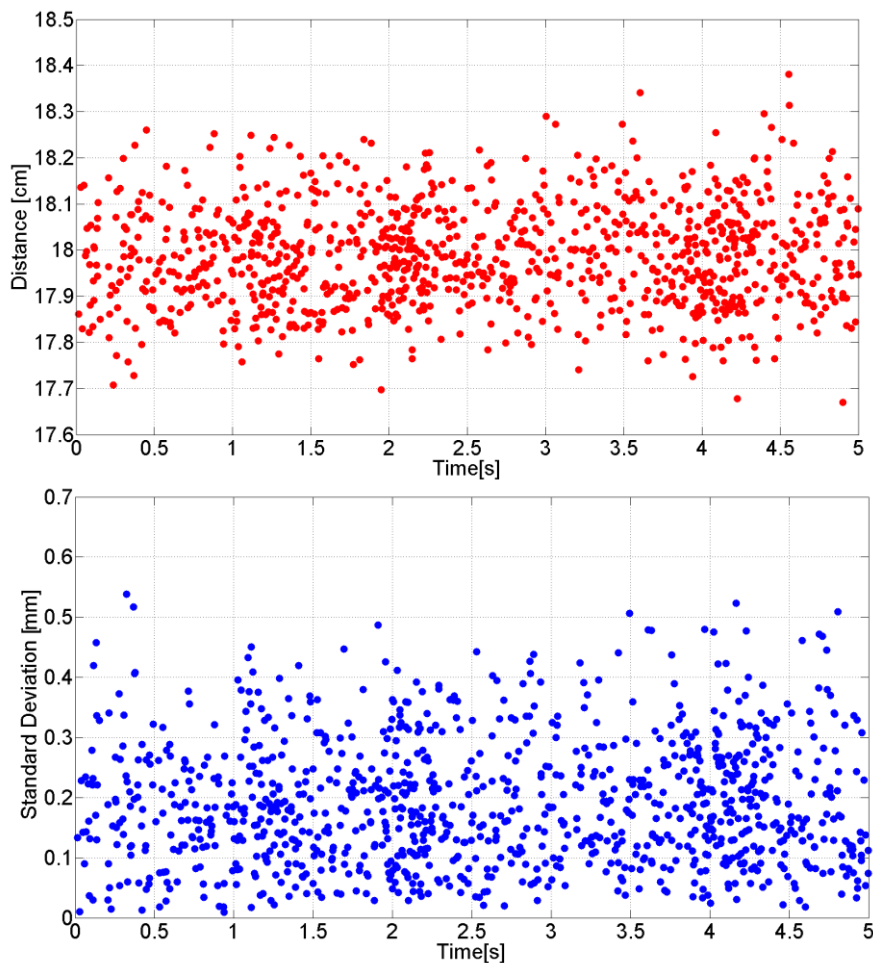


Figura 6.10 Distanza e deviazione standard con fuoco dopo il target liquido agitato

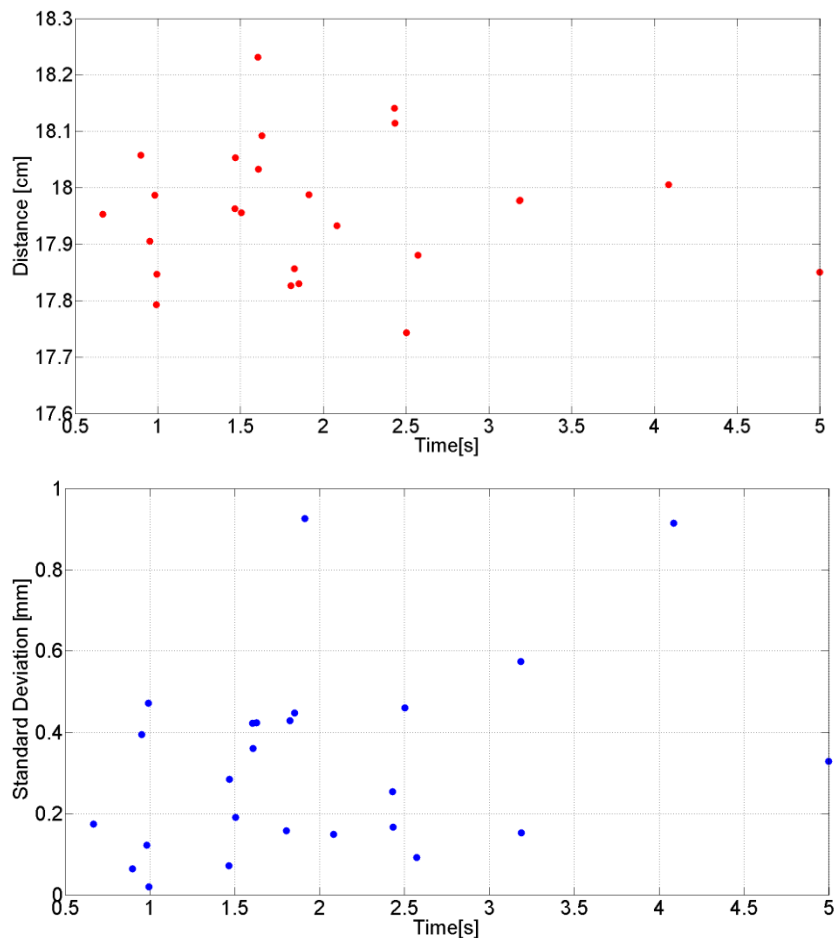


Figura 6.11 Distanza e deviazione standard con fuoco prima del target liquido agitato

Si osserva che, in tal caso, è presente in maniera molto evidente la presenza una condizione di massimizzazione predisponendo un set-up ottico che verrà mantenuto in ogni misura di superficie liquida in movimento, che prevede il fuoco del fascio dopo la superficie. Si assicura una deviazione standard STD al di sotto del 1 mm ed il numero di misurazioni valide decresce rispetto al bersaglio solido a causa della natura della superficie.

6.3.4 Misure a quota e angolo variabili

In tali grafici viene mostrata la distanza misurata in 7 sec in merito ad un target composto da un superficie di acqua in regime dinamico (agitata) sia con una componente in alta frequenza che una in bassa, come nel paragrafo 6.3.3. Si è preferito aggiungere un rimescolamento manuale per evitare che l'increspatura del liquido avesse un pattern stazionario con una lunghezza d'onda multipla della lunghezza d'onda del laser, rendendo l'agitazione del livello del liquido risulta comparabile con quella che si ha durante il riempimento.

In questo caso si sono eseguite le prove consci che la miglior condizione di misura per un target liquido in movimento è una soluzione che prevede la posizione del fuoco dopo il bersaglio.

E' stato ritenuto necessario foderare il fondo dell'agitatore (riflettente perché a specchio) con nastro isolante nero nel tentativo di eliminare misurazioni del fondo. Inoltre ad ogni misurazione il fascio ottico deve colpire il bersaglio (agitatore stesso); nel caso in cui il fascio esca dal bersaglio si sposta lo stesso in modo che il fascio rientri, avendo la cura di iniziare la misura dopo che il transitorio del movimento dell'acqua dovuto allo spostamento sia terminato.

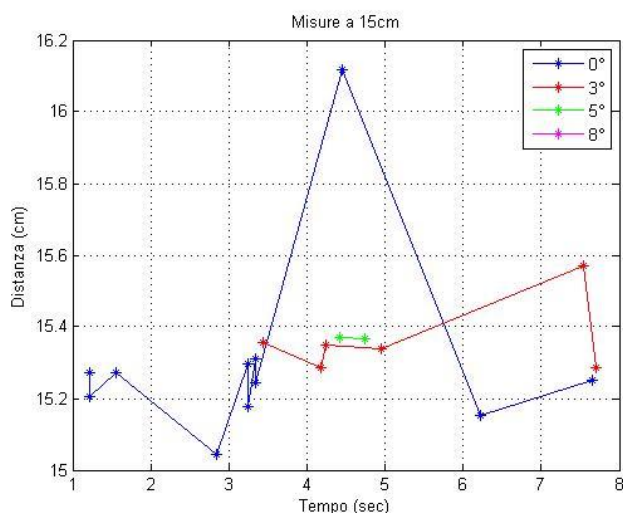
Si è ritenuto opportuno fare due set di misurazioni :

1. FOCALIZZAZIONE DEL FASCIO SOTTO IL PELO DELL'ACQUA, SETTATO ALLA DISTANZA DI 15cm E MANTENUTO TALE PER LE SUCCESSIVE DA 15cm FINO A 7,5cm INCLUSI
2. FOCALIZZAZIONE DEL FASCIO SOTTO IL PELO DELL'ACQUA, SETTATO ALLA DISTANZA MASSIMA E MANTENUTO TALE PER LE SUCCESSIVE DA 30cm FINO A 18cm INCLUSI

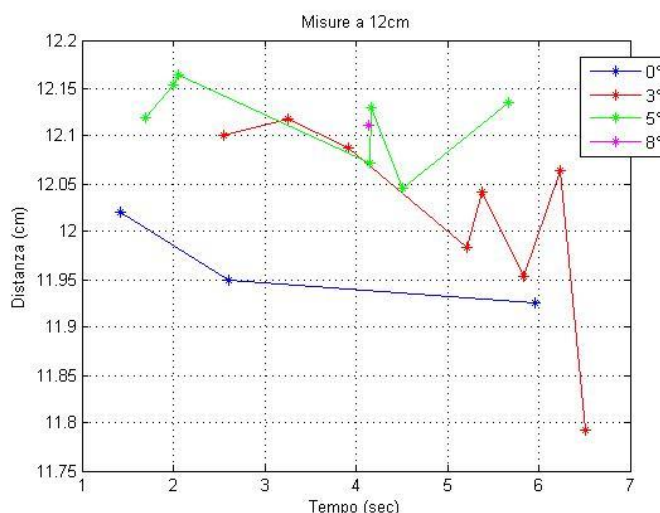
6.3.4.1 Misure con sorgente HL7851-G

1. FOCALIZZAZIONE DEL FASCIO SOTTO IL PELO DELL'ACQUA, SETTATO ALLA DISTANZA DI 15cm E MANTENUTO TALE PER LE SUCCESSIVE DA 15cm FINO A 7,5cm INCLUSI

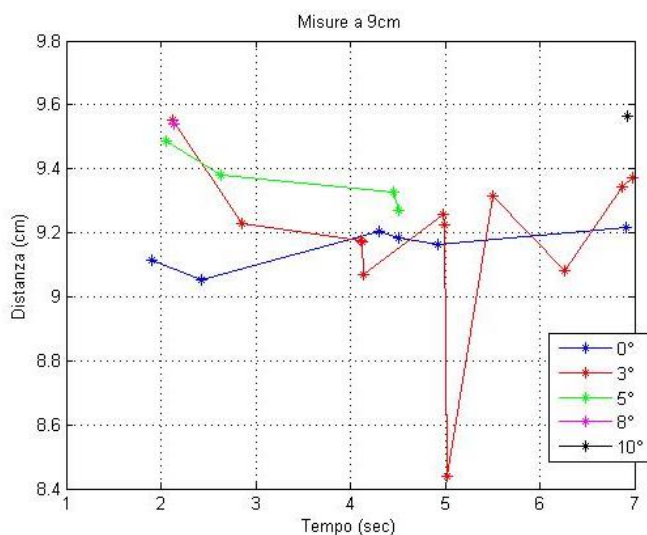
A) Misura a 15 cm



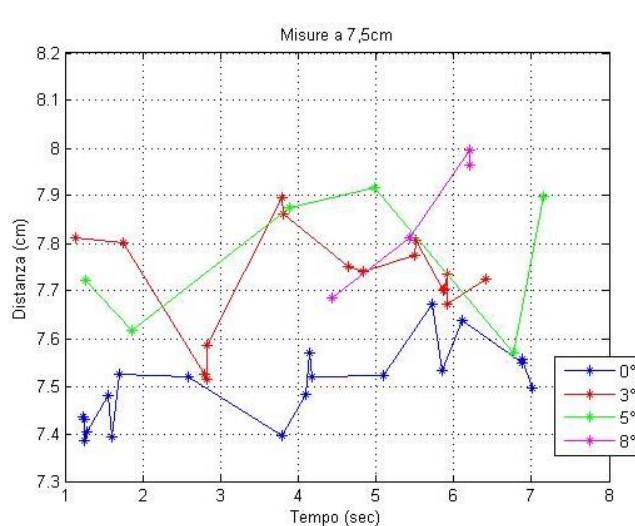
B) Misura a 12 cm



C) Misura a 9 cm

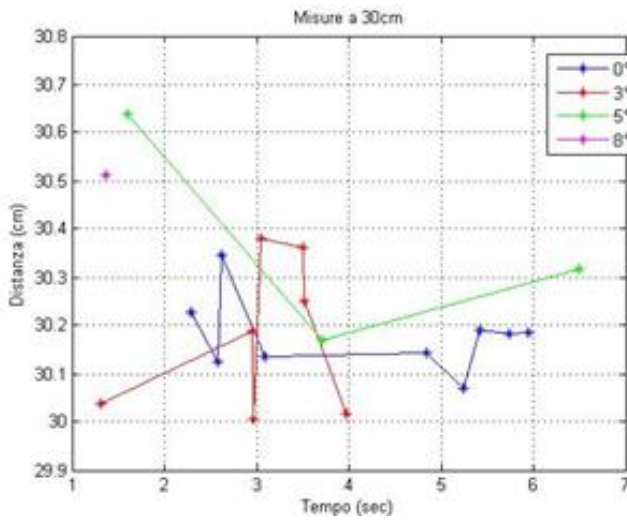


D) Misura a 7,5 cm

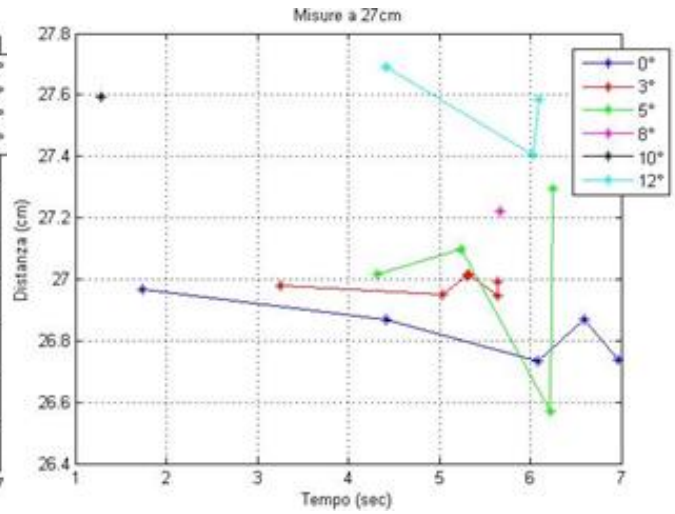


2. FOCALIZZAZIONE DEL FASCIO SOTTO IL PELO DELL'ACQUA, SETTATO ALLA DISTANZA MASSIMA E MANTENUTO TALE PER LE SUCCESSIVE DA 30cm FINO A 18cm INCLUSI

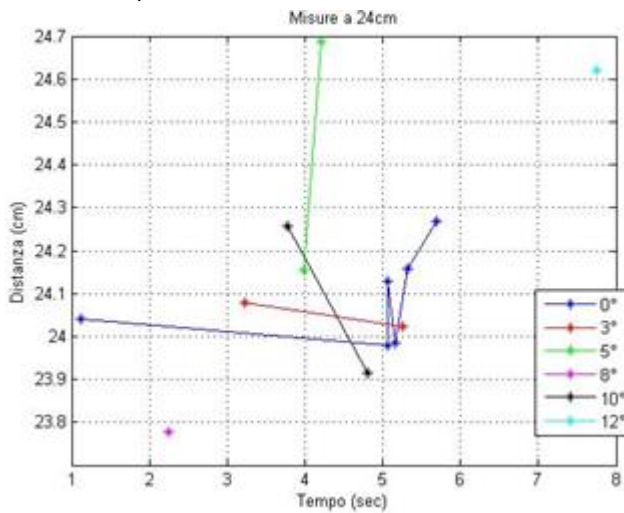
A) Misura a 30 cm



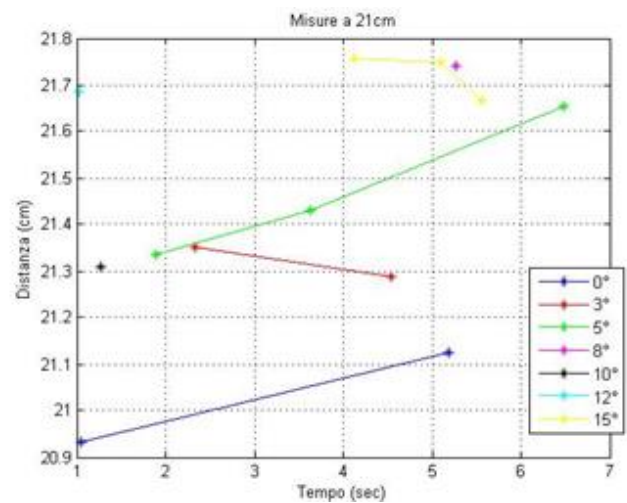
B) Misura a 27 cm



C) Misura a 24 cm



D) Misura a 21 cm



E) Misura a 18 cm

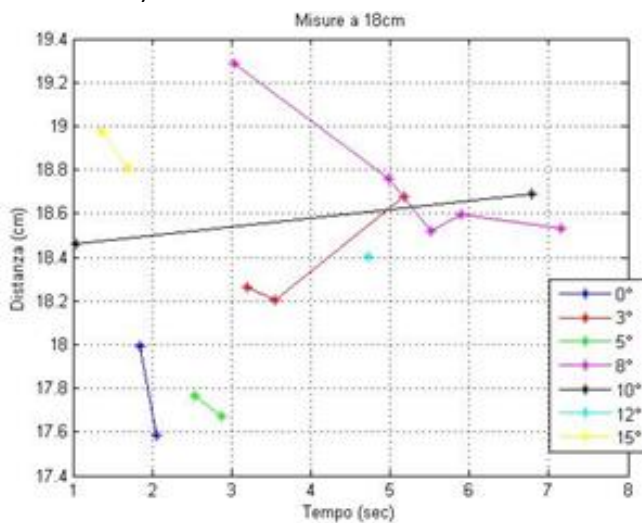


Figura 6.12 Misure a quote differenti parametrizzate in angolo HL7851-G

In generale, all'aumentare dell'angolazione del fascio ad un quota fissa si osservano, per entrambi i set di misura, una riduzione del numero di acquisizioni.

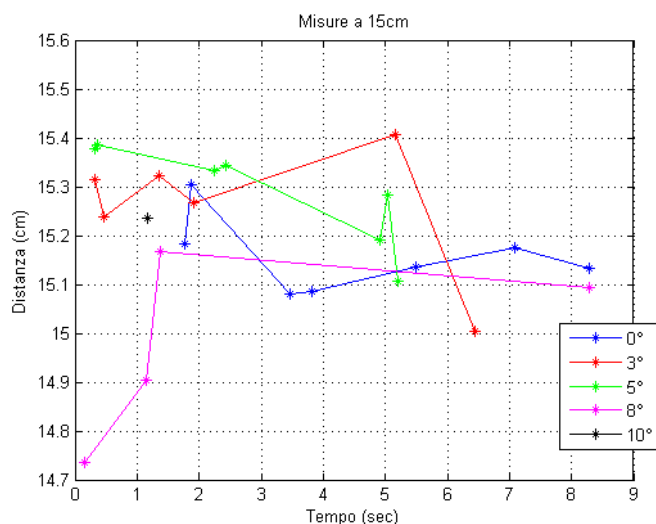
Come previsto in teoria, tuttavia, si riscontra che con l'avvicinamento della sorgente laser alla superficie del liquido si ottengono un aumento del numero di misure acquisite. Questo si osserva dalle angolazioni da 0° a 5°. Dopo i 5° il set 2) risulta migliore in termini di numero di misure: si osservano misurazioni anche a 10°, 12° e 15°.

6.3.4.2 Misure con sorgente DL7140-2015

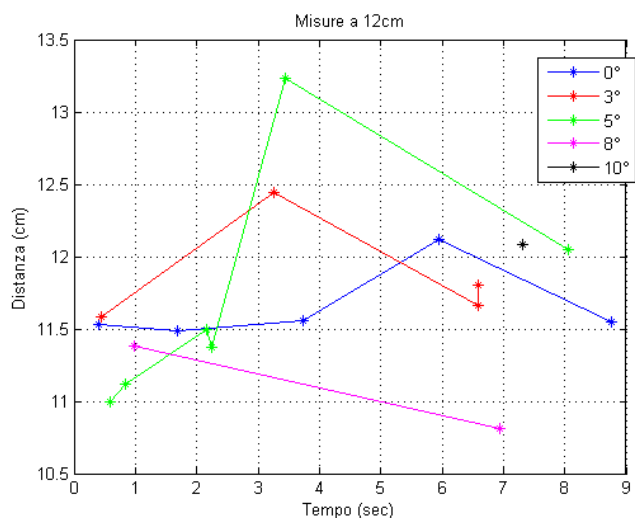
1. FOCALIZZAZIONE DEL FASCIO SOTTO IL PELO DELL'ACQUA, SETTATO ALLA DISTANZA DI

15cm E MANTENUTO TALE PER LE SUCCESSIVE DA 15cm FINO A 7,5cm INCLUSI

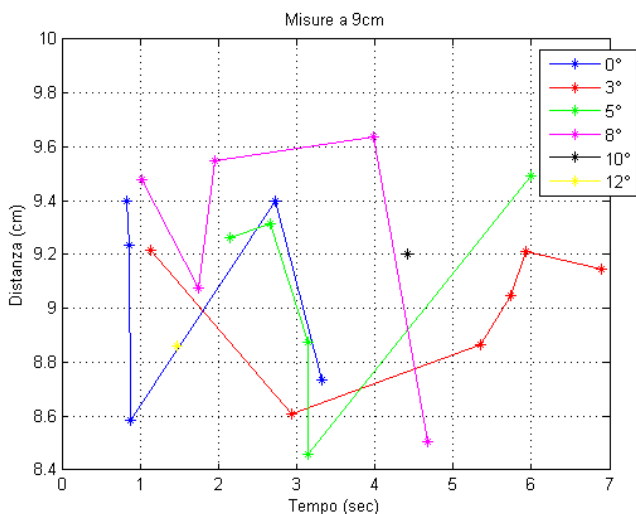
A) Misura a 15 cm



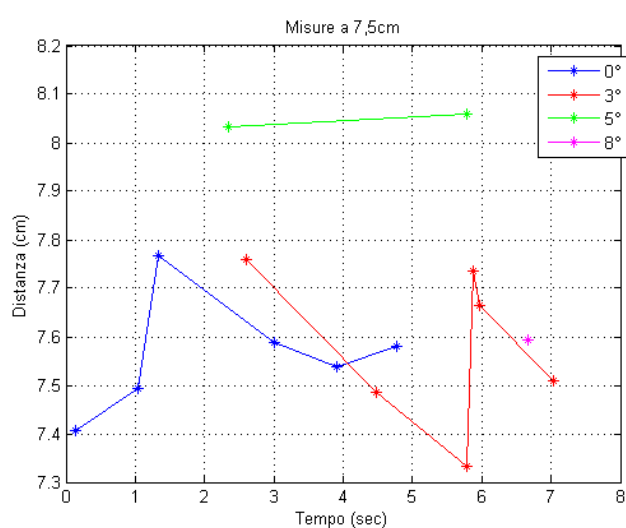
B) Misura a 12 cm



D) Misura a 9 cm



D) Misura a 7,5 cm



2. FOCALIZZAZIONE DEL FASCIO SOTTO IL PELO DELL'ACQUA, SETTATO ALLA DISTANZA MASSIMA E MANTENUTO TALE PER LE SUCCESSIVE DA 30cm FINO A 18cm INCLUSI

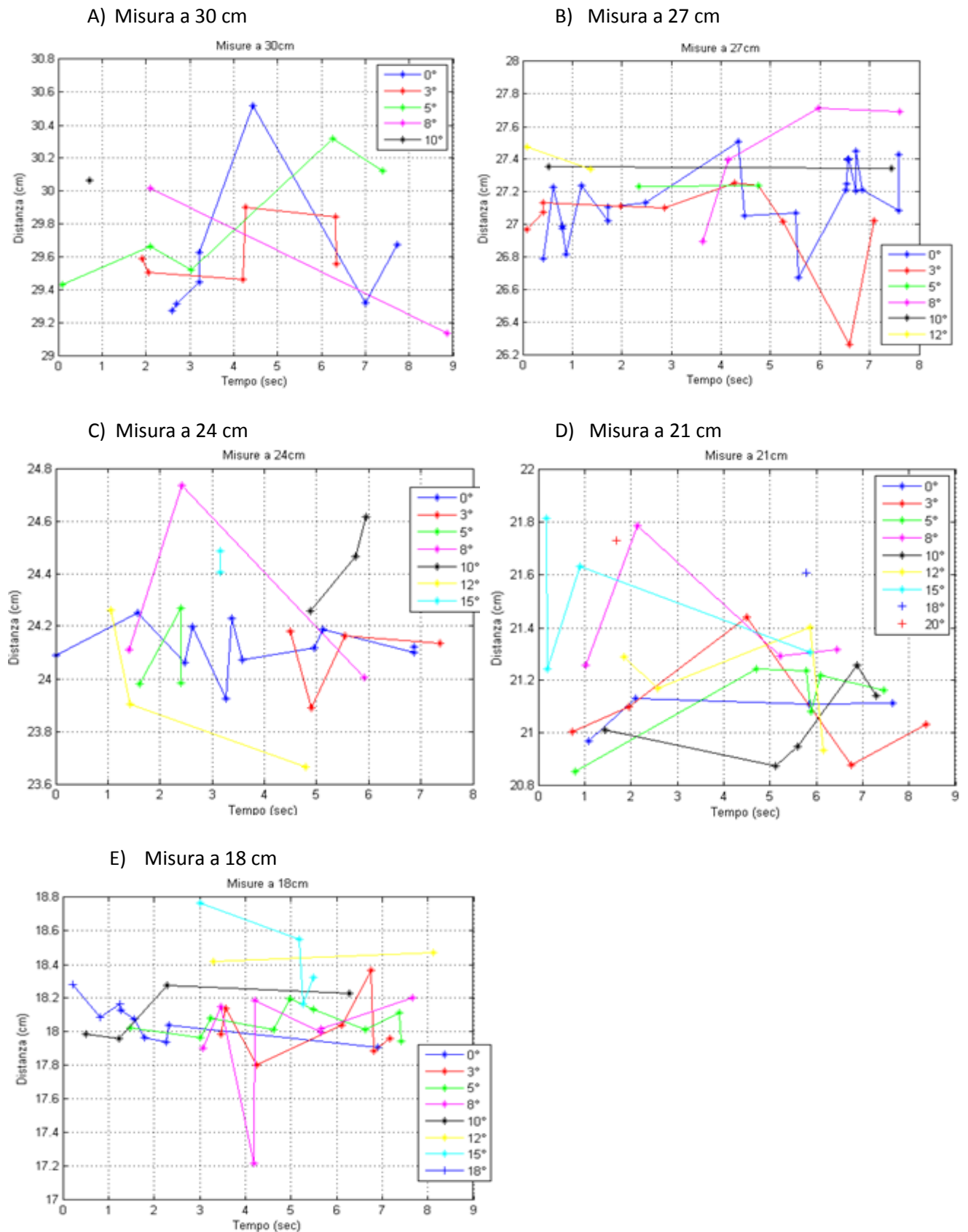


Figura 6.13 Misure a quote differenti parametrizzate in angolo DL7140-201S

In generale, all'aumentare dell'angolazione del fascio ad un quota fissa si osservano, per entrambi i set di misura, una riduzione del numero di acquisizioni. Dopo gli 8° il set 2) risulta migliore in termini di numero di misure: si osservano misurazioni anche a 10°, 12°, 15°, 18° e 20°.

6.3.4.3 Confronto dei risultati

Si osservano vantaggi con il DL7140 a riguardo delle misurazioni con fascio inclinato soprattutto nel set 2, codesta sorgente si definisce un poco più sensibile rispetto l'HL7851.

Si riscontrano difficoltà, utilizzando la sorgente DL7140, nell'eseguire misurazioni nel set 1 sia con fascio normale alla superficie sia con inclinazione. Tale difficoltà si associa alla diversità delle caratteristica $\Delta\lambda/\Delta I$ delle due sorgenti, infatti $\Delta\lambda/\Delta I_{DL7140} < \Delta\lambda/\Delta I_{HL7851}$ che causa un numero molto ridotto di frange d'interferenza con una frequenza fuori dalla banda utile dell'elettronica che quindi le attenua; per ovviare a tal fatto si dovrebbe modulare il DL7140 con una frequenza di modulazione maggiore.

Infatti quantitativamente dalle equazioni 6.3 e 3.2 si ottiene:

per DL7140:	$f_{frang} = 714,3 \text{ kHz}$	$N_F = 17,8575$	@ $s = 30 \text{ cm}$
	$f_{frang} = 177 \text{ kHz}$	$N_F = 4,425$	@ $s = 7,5 \text{ cm}$
per HL7851-G:	$f_{frang} = 2,02 \text{ MHz}$	$N_F = 50,5$	@ $s = 30 \text{ cm}$
	$f_{frang} = 506 \text{ kHz}$	$N_F = 12,65$	@ $s = 7,5 \text{ cm}$

E' da verificarsi, in condizioni di riempimento in vista della completa applicazione dello strumento di misura a prototipo ultimato, anche la condizione che rapporta la velocità di salita del livello del liquido con la velocità spaziale equivalente, ovvero:

$$\frac{v_{sp\ eq}}{v_{fluido}} = \frac{\frac{\lambda/2}{t_{frang}}}{4 \text{ cm/sec}} \geq 10$$

per le misurazioni fatte si ottiene:

per DL7140:	$\frac{v_{sp\ eq}}{v_{fluido}} \cong 7$	@ $s = 30 \text{ cm}$	e	$\frac{v_{sp\ eq}}{v_{fluido}} \cong 1,74$	@ $s = 7,5 \text{ cm}$
per HL7851-G	$\frac{v_{sp\ eq}}{v_{fluido}} \cong 19,82$	@ $s = 30 \text{ cm}$	e	$\frac{v_{sp\ eq}}{v_{fluido}} \cong 3,73$	@ $s = 7,5 \text{ cm}$

Da ultimo, si nota una concettuale diversità tra una misura reale in loco industriale e quella eseguita in laboratorio con queste modalità; infatti durante il ciclo di riempimento ad inclinarsi è il pelo libero dell'acqua mentre in questo caso l'angolo di incidenza è stato variato inclinando lo strumento di misura.

6.3.5 Misure al riempimento

Nei seguenti grafici viene mostrato il test in caso di riempimento della bottiglia nel processo industriale, dunque il livello del liquido sale con una velocità di $2,3 \text{ cm/sec}$, i dimensionamenti vengono fatti considerando una velocità di ascesa pari a 4 cm/sec . La distanza da misurare massima è di 56 cm , all'inizio del riempimento, e minima di 39 cm alla fine del processo.

I sottostanti grafici sono volti ancora a mostrare la diversità della misura al variare della condizione di fuoco, con fuoco prima della superficie la misura è ottimale solamente nelle condizioni stazionarie (pre e post-riempimento), ma si perda completamente il tracking nella fase dinamica.

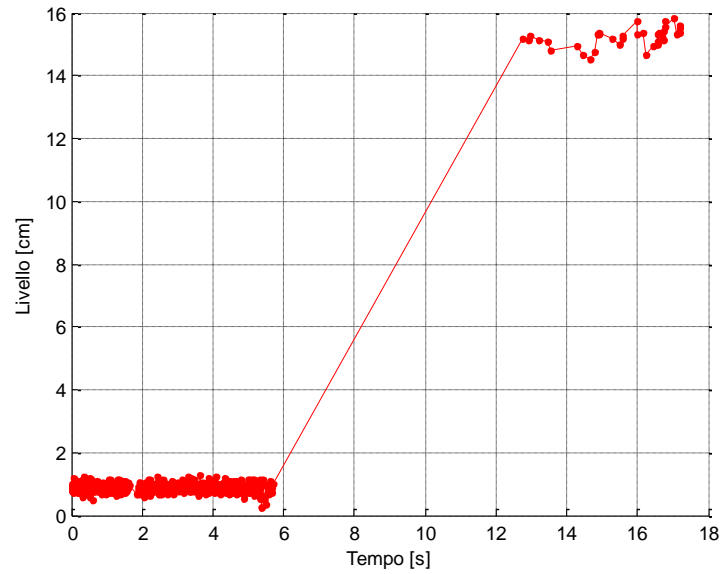


Figura 6.14 Riempimento con fuoco prima della superficie

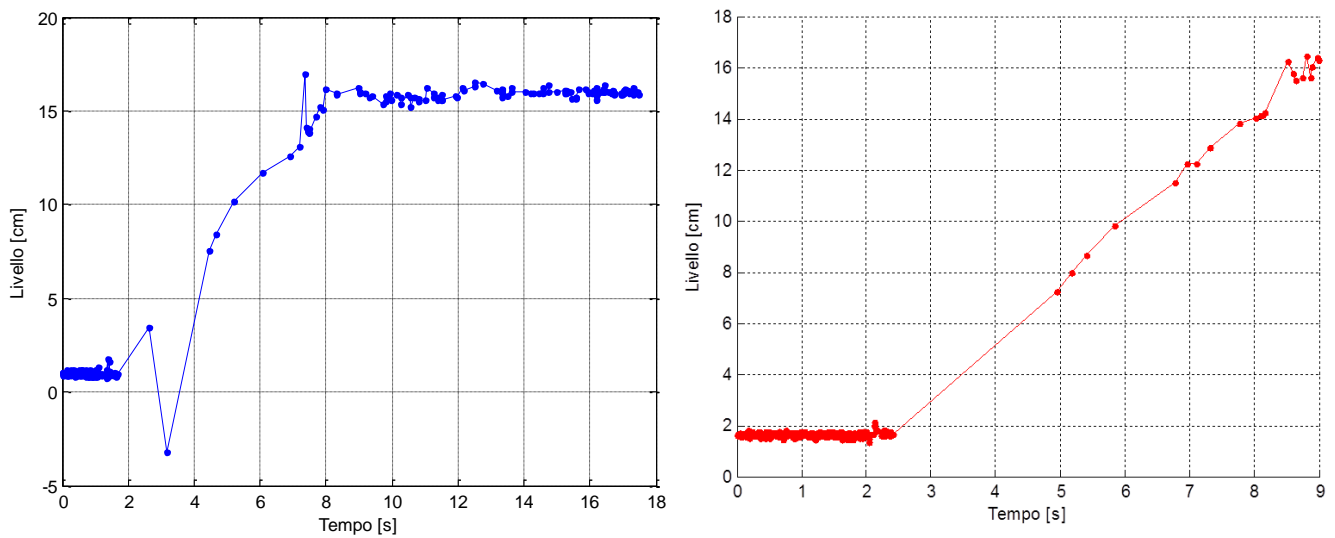


Figura 6.15 Riempimento con fuoco sulla superficie

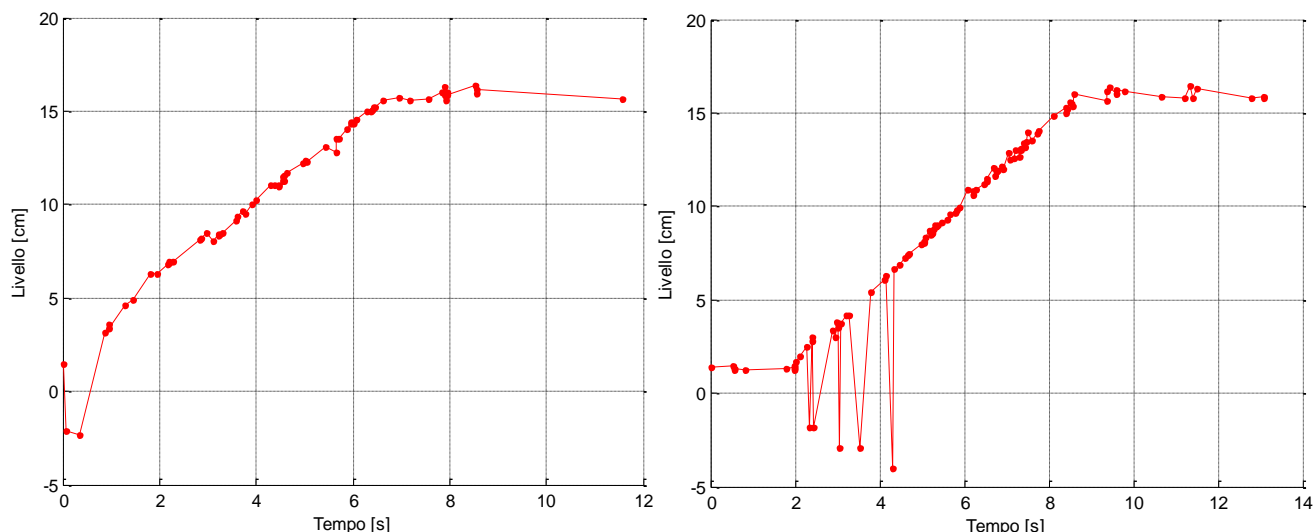


Figura 6.16 Riempimento con fuoco dopo la superficie

Con laser collimato (ovvero fuoco sulla superficie) la misurazione rimane buona in condizioni stazionarie, con delle leggere miglie durante la fase riempitiva ma ancora con un numero scarso di acquisizioni valide. Imponendo la condizione di fuoco ottimale, la situazione si ribalta, ottenendo risultati scari con liquido fermo e buoni, tali da garantire un buon tracking dell'ascesa del liquido riempitivo della bottiglia.

Per evitare riflessioni spurie, dovute a riflessioni meccaniche del fondo puro della bottiglia e dell'ugello di riempimento, si può limitare la finestra di distanza da monitorare, ottenendo un filtraggio di "out-of-range" con un seguito di misura più affidabile e veritiero. La misurazione viene eseguita per tre volte ed i risultati vengono sovrapposti nel medesimo grafico.

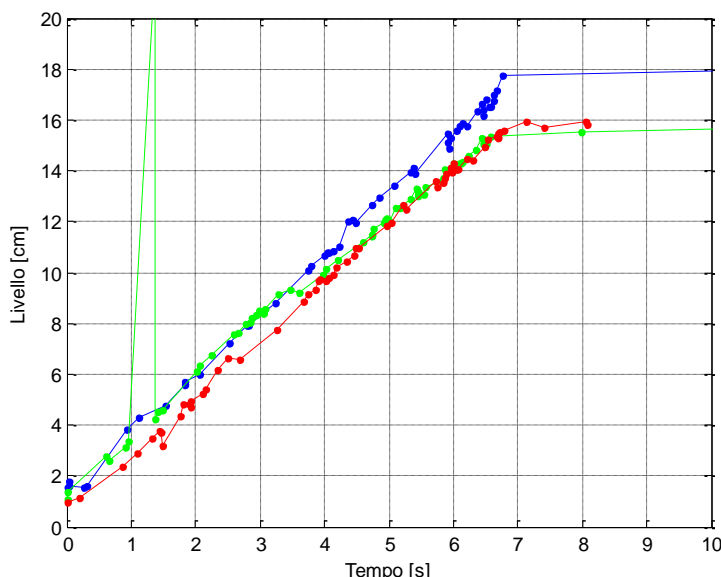


Figura 6.17 Confronto del Riempimento di tre bottiglie con sul fondo bottiglia

Si osserva dunque come si esegua correttamente il tracking del riempimento della bottiglia impostando il fuoco sul fondo della bottiglia, dunque rispettando il set-up ottimo prima trovato di fuoco dopo la superficie del liquido.

Conclusioni

Il progetto ha riguardato lo studio e lo sviluppo di un misuratore del livello di riempimento su di una macchina imbottigliatrice. La prima parte del lavoro svolto riguarda la realizzazione del prototipo con un'elettronica di condizionamento riadattata da una versione pre-esistente e progettata per poter montare le diverse tipologie di pinout del laser. La seconda parte del lavoro è volta al progetto di una board digitale, che ospita ADC, DAC e modulo FTDI, rendendola general-purpose anche per eventuali progetti futuri, enfatizzando in maniera particolare il raccordo tra le diverse masse, ground-plane e la schermatura dei collegamenti, in modo da ridurre i disturbi cui risulterebbe essere affetta la misura.

Contemporaneamente a tal sezione si è generata una nuova sezione analogica con stadi innovativi in modo da poter incrementare l'ampiezza del segnale informativo e quindi, assieme al progetto digitale, massimizzare le prestazioni in termini di SNR.

Si è quindi filtrato, amplificato e campionato tramite ADC il segnale interferometrico, eseguendone in sequenza la FFT interpolata su ciascun fronte della triangolare, rilevando il bin e la relativa ampiezza dell'armonica fondamentale del segnale interferometrico. Attraverso una Virtual Interface appositamente progettata tramite software LabView, si sono acquisiti 1000 campioni, calcolandone media e varianza del tono rilevato e definendo, attraverso una opportuna conversione, la misura di distanza. Il passaggio di estrazione del tono fondamentale è stato eseguito sia con software LabView sia, successivamente, mediante la programmazione di un dispositivo FPGA contenuto nella board di sviluppo De0-Nano.

Quindi la realizzazione della testata di misura nel suo set-up complessivo, garantendo numerosi gradi di libertà sia nella movimentazione in ognuna delle tre direzioni spaziali in modo composto, sia dell'allineamento del fascio ottico, ha portato alla creazione di uno strumento dalle prestazioni elevate con un volume contenuto, facilmente trasportabile ed installabile.

Si sono dunque eseguite le varie prove in diverse condizioni di fuoco e con ambienti di misura vari, rispettivamente su solido, su liquido fermo e in moto ad altezze e angolazioni variabili; quindi si è testato il riempimento fisico della bottiglia.

Il dispositivo si è mostrato capace di seguire con precisione da specifiche il riempimento della bottiglia, altresì molto sensibile all'allineamento della verticalità del fascio; le misurazioni tratte vedono spostamenti anche di $10\ \mu\text{m}$ nel range di misura $0 \div 50\ \text{cm}$ con bersaglio solido, mentre con bersaglio liquido in moto accuratezze dell'ordine del mm sul range di misura $25 \div 60\ \text{cm}$. Tutti questi valori sono stati rilevati con una condizione del parametro C prossimi a $0,5$. La banda di misura, quindi del segnale interferometrico, è dunque entro i $5\ \text{MHz}$ con un campionamento di $12,5\ \text{MHz}$ e la massima velocità di salita del bersaglio è quantificata a $4\ \text{cm/sec}$ con una frequenza di modulazione di $40\ \text{kHz}$ che assicura un numero esiguo di frange.

In ulteriori sviluppi futuri, sarà possibile oltrepassare il limite del campionamento di Shannon a cui si è arrivati, incrementando la frequenza di campionamento del sample & hold dell'ADC a $25 \div 30$ MHz, assicurando un incremento della quantità di informazione disponibile di un fattore circa 10; quindi ancora sarà possibile aumentare il numero di campioni su cui mediare migliorando la deviazione standard del valore \sqrt{n} e non da ultimo aumentare la frequenza di modulazione del segnale di corrente triangolare che incrementerebbe il numero di frange disponibili, quindi un algoritmo di estrazione di tono più accurato in quanto analizza più frange d'informazione. Tali sviluppi comporteranno un' elettronica analogica più veloce, che necessariamente vedrà una riprogettazione ad hoc delle bande degli stadi. Non da ultimo rimane la possibilità di termostatare la sorgente laser in modo da rendere più stabile possibile la sua lunghezza di emissione, nonché la prova con sorgenti ottiche, munite di fotodiode di monitor nel package, più sensibili rispetto a quelle utilizzate come ad esempio il laser Wave Spectrum WSLD 1310 nm di tipo DFB.

Ringraziamenti

*“ ... ritrovarsi a sentire, l'odore dell'estate,
la fatica delle salite, per apprezzarle meglio,
quando saranno discese ...
eppure Gioia ...”*

Grazie a Dio ce l'abbiamo fatta, ora si sente il gusto di aver faticato per aver affrontato questa salita che ora mostra i suoi frutti!

Per primi vorrei ringraziare il Prof. Norgia per avermi dato l'opportunità di crescere con questo lavoro di Tesi e il grande dottorando Dario per il suo insostituibile supporto. Un simpatico pensiero va al gruppo affiatato dei mitici compagni di Lab: alle grandi esperienze di Alde, ai passati remoti del saldatore Monte, Mauro, Strep, Lorenzo DF e il suo transimpedenza, Marco, Lorenzo, Davidino, Alessandro, Gianni e le sue motoseghe, Luca e i 400Vdc, Aliçia e agli ultimi arrivati Davide e Marcello con i suoi salami e, da ultimo ma non per importanza, al validissimo Assegnista Fede per i suoi importanti consigli tecnici!

Ringrazio i compagni di corso Qi, Dario, Ivan, Dario e Marco che gomito a gomito abbiamo affrontato le fatiche di questa laurea Magistrale.

Un caloroso Grazie a tutti i numerosissimi amici e compagni d'avventura dell'Oratorio di Carnago, non vi elenco perché non ci starei, ma mentre leggete immaginate che qui ci sia il vostro nome “io”... e tutti i ragazzi cui ho dato ripetizioni nel corso di questi anni, mi avete dato molto anche voi...

Ringrazio la mia mitica dolce metà Alessandra “Fiamma” che con la sua comprensione, pazienza e frizzantezza mi ha incoraggiato rimpicciolendo le difficoltà incontrate.

Ringrazio infine, la mia stupenda famiglia e tutti i miei parenti, capaci di sostenermi in ogni momento di questo importante percorso di studi. Un Grazie cominciando da una donna insuperabile che ha sempre creduto in me insegnandomi a superare mille ostacoli, la mia Mamma, alla quale ho dedicato questo lavoro ... la mia nonna, gli zii Moreno e Betty, i miei cugini Manu e Massi e ringrazio il mio nonno che da lassù mi ha sempre accompagnato.

E infine, come dimenticare il simpatico sguardo di un poster di uno scapigliato Einstein che osservavo speranzoso ogni mattina prima di entrare nel Lab in cerca di nuove ispirazioni...

*“ ... c'è una forza motrice più forte del vapore,
dell'elettricità e dell'energia atomica:
la Volontà ... “
A. Einstein*

Bibliografia

- [1] O. Svelto, *Principles of Lasers – Fourth Edition*, Plenum Press – New York and London, (1998)
- [2] S. O. Kasap, *Optoelectronics and Photonics*, Prentice Hall, (2001)
- [3] F. Zappa, R. Zappa, *Sistemi Elettronici*, Progetto Leonardo, (2003)
- [4] E. A. Bezerra, D. V. Lettnin, *Synthesizable VHDL Design for FPGAs*, Springer, (2013)
- [5] P. J. Ashenden, J. Lewis, *The Designer’s Guide to VHDL*, Morgan Kaufmann , (1996)
- [6] R. Lang, K. Kobayashi, *External Optical Feedback Effects on Semiconductor Injection Laser Properties*, IEEE journal of quantum electronics, (1980)
- [7] S. Donati, G. Giuliani, S. Merlo, *Laser Diode Feedback Interferometer for Measurement of Displacements without Ambiguity*, IEEE journal of quantum electronics, (1995)
- [8] G. Giuliani, M. Norgia, S. Donati, T. Bosch, *Laser Diode Self-Mixing Technique for Sensing Application*, Institute of physics publishing, (2002)
- [9] M. Norgia, A. Magnani, A. Pesatori, *Absolute Distance Measurement System Using a Coherent Optical Sensor*, IEEE International instrumentation and measurements technical conference, (2012)
- [10] S. Donati, M. Norgia, *A displacement-Measuring Instrument Utilizing Self-Mixing Interferometry*, IEEE Transaction on instrumentation and measurement, (2003)
- [11] D. C. Rife, R. R. Boorstyn, *Single-Tone Parameter estimation from Discrete-Time Observations*, IEEE Transaction on information theory, (1974)
- [12] E. Aboutanios, B. Mulgrew, *Iterative Frequency Estimation by Interpolation on Fourier Coefficients*, IEEE Transaction on signal processing, (2005)
- [13] D. Belega, D. Dallet, D. Petri, *Uncertainty Analysis of the Normalized Frequency Estimation by Multipoint Interpolated DFT Approach*, International workshop on advanced methods for uncertainty estimation measurement, (2009)
- [14] T. Grandke, *Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals*, IEEE Transaction on instrumentation and measurement, (1983)

- [15] D. Agrez, *Frequency Estimation of the Non-Stationary Using Interpolated DFT*, IEEE Instrumentation and measurement technology conference, pp.925-930, (2002)
- [16] J. Schoukens, R. Pintelon, H. Van Hamme, *The Interpolated Fast Fourier Transform: A comparative study*, IEEE Transaction on instrumentation and measurement, (1992)
- [17] D. Agrez, *Dynamics of Frequency Estimation in the Frequency Domain*, IEEE Transaction on instrumentation and measurement, (2007)
- [18] S. He, M. Torkeleson, *A New Approach to Pipeline FFT Processor*, Parallel processing symposium, (1996)
- [19] E. Nastasi, *Telemetro Ottico a Retroiniezione*, (2011)
- [20] E. Randone, *Fenomeni di retro-iniezione ottica in laser a semiconduttore e applicazioni*, (2007)
- [21] Tutorial Analog Devices, *Grounding Data Converters and Solving the Mystery of "AGND" and "DGND"*, (2009)

Appendice A

Datasheet

Di seguito sono riportati i datasheets dei componenti fondamentali utilizzati nella seguente tesi.

The screenshot shows the Altera website's product page for the DE0-Nano Development Board. The page is titled "DE0-Nano Development Board" and is part of the "Development Kits/Cables" category. It features a navigation menu with options like "Devices", "Design Tools & Services", "End Markets", "Technology", "Training", "Support", "About", and "Buy". The main content area includes a "Product Selector" section, a "Development Boards" section, and a "Boards By Device" section. The "DE0-Nano Development Board" section is highlighted, showing a description of the board as a compact-sized FPGA development platform. It lists key features such as the ability to extend designs beyond the board, handle larger data storage, and provide enhanced user peripherals. A "Development Kit Contents" section lists the components included in the kit, such as the Cyclone IV EP4CE22F17C6N FPGA, 32-MB SDRAM, 2-Kb I2C EEPROM, and various sensors and connectors.

ALTERA
MEASURABLE ADVANTAGE™

30 YEARS
LEADERSHIP IN INNOVATION COMMUNITY

Search [] [Q]

Download Center Documentation myAltera Account

Devices Design Tools & Services End Markets Technology Training Support About Buy

Product Selector
Compare Development Boards

Development Boards
All Development Kits
All Daughter Cards

Boards By Device
Stratix
Arria
Cyclone
MAX

Boards By Technology
ASIC Prototyping
DSP
Embedded Processors
Transceivers
General Purpose
OpenCL

Board Partners
List of Board Partners

Programming Hardware
Download Cables
Programming Adapters

DE0-Nano Development Board

Home > Design Tools & Services > Development Kits/Cables > DE0-Nano Development Board

from **Terasic**

The DE0-Nano Development Board is a compact-sized FPGA development platform suited for prototyping circuit designs such as robots and "portable" projects. The board is designed to be used in the simplest possible implementation targeting the Cyclone® IV device up to 22,320 logic elements (LEs).

- [Ordering information](#)
- [Development kit contents](#)
- [Documentation](#)
- [Related links](#)

This platform:

- Allows you to extend designs beyond the DE0-Nano board with two external general-purpose I/O (GPIO) headers
- Allows you to handle larger data storage and frame buffering with onboard memory devices including SDRAM and EEPROM
- Provides enhanced user peripheral with LEDs and push buttons
- Is small and lightweight
- Is reconfigurable without requiring superfluous hardware
- Is suitable for mobile designs where portable power is crucial, as it provides three power scheme options including a USB Mini-AB port, 2-pin external power header, and two DC 5-V pins

Development Kit Contents

The DE0-Nano Development Board includes the following:

- Cyclone IV EP4CE22F17C6N FPGA
 - 22,320 LEs
 - 594-Kb embedded memory
 - 66 embedded 18x18 multipliers
 - 4 general-purpose phase-locked loops (PLLs)
 - 153 maximum FPGA I/O pins
- Configuration status and set-up elements
 - Onboard USB-Blastemx circuit for programming
 - Altera® serial configuration device - EPCS16
- Expansion header
 - Two 40-pin headers (GPIOs) provides 72 I/O pins
 - Two 5-V power pins, two 3.3-V power pins, and four ground pins
 - One 26-pin header provides 16 digital I/O pins and 8 analog input pins to connect to analog sensors
- Memory devices
 - 32-MB SDRAM
 - 2-Kb I2C EEPROM
- General user input/output
 - 8 green LEDs
 - 2 debounced push buttons
 - 4 dual in-line package (DIP) switches
- G-sensor
 - ADI ADXL345, 3-axis accelerometer with high resolution (13 bits)
- Analog-to-digital converter
 - NS ADC128S022, 8-channel, 12-bit analog-to-digital converter
 - 50 kbps to 200 kbps
- Clock system
 - Onboard 50-MHz clock oscillator
- Power supply
 - USB Type Mini-AB port (5 V)
 - Two DC 5-V pins of the GPIO headers (5 V)
 - 2-pin external power header (3.6 V - 5.7 V)
- Connectivity
 - Connect DSM
 - Connect with 5-megapixel CMOS sensor (DSM)
 - Connect LTM
 - Connect with LCD touch screen module (LTM)
 - Connect THDB-ADA
 - Connect with analog-to-digital / digital-to-analog conversion daughtercard (THDB-ADA)
- USB Mini-B cable
- DE0-Nano system CD
- Altera Complete Design Suite
- DE0-Nano quick start guide

HL7851G

GaAlAs Laser Diode

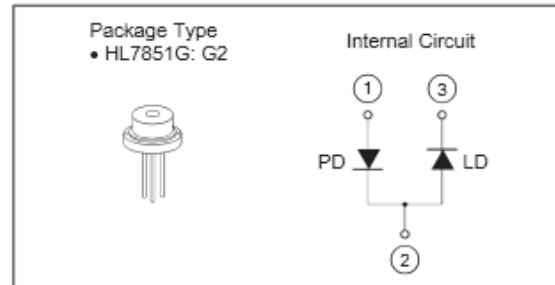
 ODE-208-062A (Z)
 Rev.1
 Dec. 04, 2006

Description

The HL7851G is a high-power 0.78 μm band GaAlAs laser diode with a multi-quantum well (MQW) structure. It is suitable as a light source for optical disk memories, levelers and various other types of optical equipment. Hermetic sealing of the package assures high reliability.

Features

- Visible light output: $\lambda_p = 785 \text{ nm Typ}$
- Small beam ellipticity: 9.5:23
- High output power: 50 mW (CW)
- Built-in monitor photodiode



Absolute Maximum Ratings

(T_c = 25°C)

Item	Symbol	Ratings	Unit
Optical output power	P _O	50	mW
Pulse optical output power	P _{O(pulse)}	60 *	mW
LD reverse voltage	V _{R(LD)}	2	V
PD reverse voltage	V _{R(PD)}	30	V
Operating temperature	T _{opr}	-10 to +60	°C
Storage temperature	T _{stg}	-40 to +85	°C

Note: Maximum 50% duty cycle, maximum 1 μs pulse width.

Optical and Electrical Characteristics

(T_c = 25°C)

Item	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test Conditions
Threshold current	I _{th}	—	45	70	mA	
Slope efficiency	η_s	0.35	0.55	0.7	mW/mA	40 (mW) / (I _(45mW) - I _(5mW))
LD Operating current	I _{OP}	—	135	165	mA	P _O = 50 mW
LD Operating voltage	V _{OP}	—	2.3	2.7	V	P _O = 50 mW
Lasing wavelength	λ_p	775	785	795	nm	P _O = 50 mW
Beam divergence (parallel)	$\theta_{//}$	8	9.5	12	°	P _O = 50 mW, FWHM
Beam divergence (perpendicular)	θ_{\perp}	18	23	28	°	P _O = 50 mW, FWHM
Monitor current	I _s	30	45	150	μA	P _O = 5 mW, V _{R(PD)} = 5 V
Astigmatism	A _s	—	5	—	μm	P _O = 5 mW, NA = 0.4

Ordering number : EN5873A

Infrared Laser Diode



DL-7140-201

High Power Laser Diode

Overview

DL-7140-201 is high power (70mW) 785nm laser diode.
DL-7140-201 is suitable for CD-R.

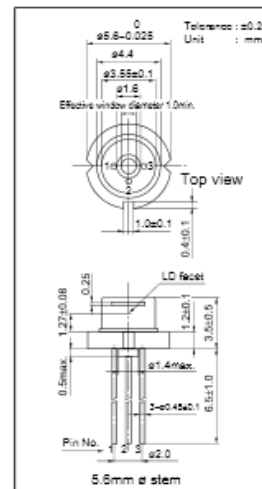
Features

- High power : 70 mW at 60°C
- Index guided type
- Small package : 5.6 mmØ
- PIN connection : Cathode common type

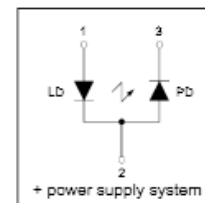
Absolute Maximum Ratings at Tc=25°C

Parameter	Symbol	Ratings	Unit
Light Output	Po	80	mW
Reverse Voltage	Laser	2	V
	PIN	30	
Operating Temperature	Topr	-10 to +60	°C
Storage Temperature	Tstg	-40 to +85	°C

Package Dimensions



Electrical Connection



Electrical and Optical Characteristics at Tc=25°C

Parameter	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Threshold Current	Ith	CW	-	30	50	mA
Operating Current	Iop	Po=70mW	-	100	140	mA
Operating Voltage	Vop	Po=70mW	-	2.0	2.5	V
Lasing Wavelength	λp	Po=70mW	780	785	800	nm
Beam Divergence	Perpendicular	θ⊥	15	17	20	deg.
	Parallel	θ//	5.5	7.0	8.0	deg.
Off Axis Angle	Perpendicular	Δθ⊥	-	-	±3	deg.
	Parallel	Δθ//	-	-	±3	deg.
Differential Efficiency	dPo/dIop	-	0.6	1.0	1.4	mW/mA
Monitoring Output Current	Im	Po=70mW	0.10	0.25	0.60	mA
Astigmatism	As	Po=70mW	-	10	-	μm

*) Full angle at half maximum note : The above product specifications are subject to change without notice.

SANYO Electric Co.,Ltd. Semiconductor Business Headquarters

TOKYO OFFICE Tokyo Bldg., 1-10, 1 Chome, Ueno, Taicho-ku, TOKYO, 110-8534 JAPAN

N2798 GI / N2897 GI, (IM) No.5873 1/3

ML1210 series

1310 nm DFB laser in a 5.6 mm TO-can

Overview

Modulight's 1310 nm DFB TO-can series are high-performance Distributed Feedback (DFB) laser diodes in 5.6 mm TO-cans. The lasers emit at 1310 nm wavelength. Laser diode emission wavelength is controlled by an internal grating. The can package includes high-quality InGaAs monitor photodiode for feedback loop.

1310 nm DFB TO-can series have been designed for digital optical communication networks with up to 4 Gb/s modulation speeds. Product is available with flat window cap or a specially designed low-profile aspheric lens cap for higher fiber coupling efficiency with only 4.05 mm height.



Applications

Communications

Digital optical communications

Electro-optical Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typical	Max.	Unit	Conditions
Rated optical power ²	P_R	7	-	-	mW	0-85°C
Threshold current ²	I_{TH}	-	15	25	mA	25°C
	I_{TH}	-	25	45	mA	85°C
Operating current	I_{OP}	-	32	45	mA	25°C, $P_{OP} = 5$ mW
	I_{OP}	-	42	70	mA	85°C, $P_{OP} = 5$ mW
Operating voltage	V_{OP}	-	1.15	1.4	V	0-85°C, $P_{OP} = 5$ mW
Serial resistance ³	R_S	-	6	-	Ω	25°C, $P_{OP} = 5$ mW
Slope efficiency ⁴	η	0.20	0.33	-	W/A	25°C, $P_{OP} = 5$ mW
	η_l	-	0.28	-	W/A	85°C, $P_{OP} = 5$ mW
Central wavelength	λ_C	1287	1310	1327	nm	25°C, $P_{OP} = 5$ mW
	λ_C	1280	-	1335	nm	0-85°C, $P_{OP} = 5$ mW
Spectral width ⁵	$\Delta\lambda$	-	0.07	0.2	nm	25°C, $P_{OP} = 5$ mW
Side Mode Suppression Ratio ⁶	SMSR	30	43	-	dB	0-85°C, $P_{OP} = 5$ mW
Temperature shift of wavelength	$\partial\lambda/\partial T$	-	0.09	-	nm/K	0-85°C, $P_{OP} = 5$ mW
Perpendicular beam divergence angle (FWHM) ⁷	θ_\perp	-	35	-	deg	25°C, $P_{OP} = 5$ mW
Parallel beam divergence angle (FWHM) ⁷	θ_\parallel	-	27	-	deg	25°C, $P_{OP} = 5$ mW

3.3-V, 12-BIT, 30 MSPS, LOW-POWER ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER WITH POWER DOWN

FEATURES

- 12-Bit Resolution, 30 MSPS Analog-to-Digital Converter
- Input Configurations:
 - Differential (0.5x)
 - Differential (1x)
- 3.3-V Supply Operation
- Internal Voltage Reference
- Out-of-Range Indicator
- Power-Down Mode
- IF Undersampling

APPLICATIONS

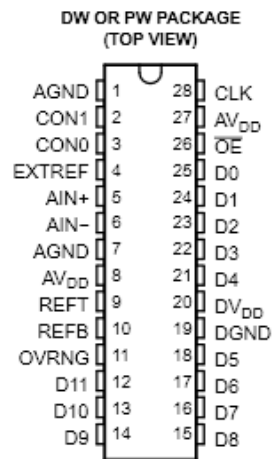
- Set Top Box (STB)
- Camcorders
- Digital Cameras
- Copiers
- Communications
- Test Instruments
- IF and Baseband Digitization

DESCRIPTION

The THS1230 is a CMOS, low-power, 12-bit, 30 MSPS analog-to-digital converter (ADC) that operates with a 3.3-V supply. The THS1230 gives circuit developers complete flexibility. The analog input to the THS1230 is differential with a gain of 0.5 for Mode 2 and 1.0 for Mode 1. The THS1230 provides a wide selection of voltage references to match the user's design requirements. For more design flexibility, the internal reference can be bypassed to use an external reference to suit the dc accuracy and temperature drift requirements of the application. The out-of-range output is used to monitor any out-of-range condition in the THS1230's input range.

The speed, resolution, and single-supply operation of the THS1230 are suited for applications in set top box (STB), video, multimedia, high-speed acquisition, and communications. The speed and resolution ideally suit charge-couple device (CCD) input systems such as digital copiers, digital cameras, and camcorders. The wide input voltage range between V_{REFB} and V_{REFT} allows the THS1230 to be designed into multiple systems.

The THS1230C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The THS1230I is characterized for operation from -40°C to 85°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA: Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2000–2004, Texas Instruments Incorporated



MCP6021/1R/2/3/4

Rail-to-Rail Input/Output, 10 MHz Op Amps

Features

- Rail-to-Rail Input/Output
- Wide Bandwidth: 10 MHz (typical)
- Low Noise: 8.7 nV/√Hz, at 10 kHz (typical)
- Low Offset Voltage:
 - Industrial Temperature: $\pm 500 \mu\text{V}$ (maximum)
 - Extended Temperature: $\pm 250 \mu\text{V}$ (maximum)
- Mid-Supply V_{REF} : MCP6021 and MCP6023
- Low Supply Current: 1 mA (typical)
- Total Harmonic Distortion:
 - 0.00053% (typical, $G = 1 \text{ V/V}$)
- Unity Gain Stable
- Power Supply Range: 2.5V to 5.5V
- Temperature Range:
 - Industrial: -40°C to $+85^\circ\text{C}$
 - Extended: -40°C to $+125^\circ\text{C}$

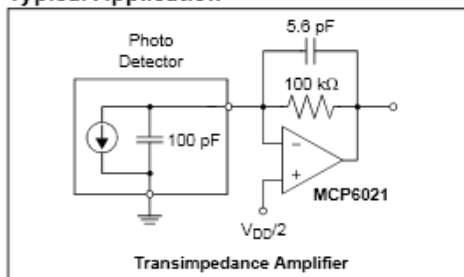
Applications

- Automotive
- Multi-Pole Active Filters
- Audio Processing
- DAC Buffer
- Test Equipment
- Medical Instrumentation

Design Aids

- SPICE Macro Models
- FilterLab[®] Software
- Mindi™ Circuit Designer & Simulator
- Microchip Advanced Part Selector (MAPS)
- Analog Demonstration and Evaluation Boards
- Application Notes

Typical Application



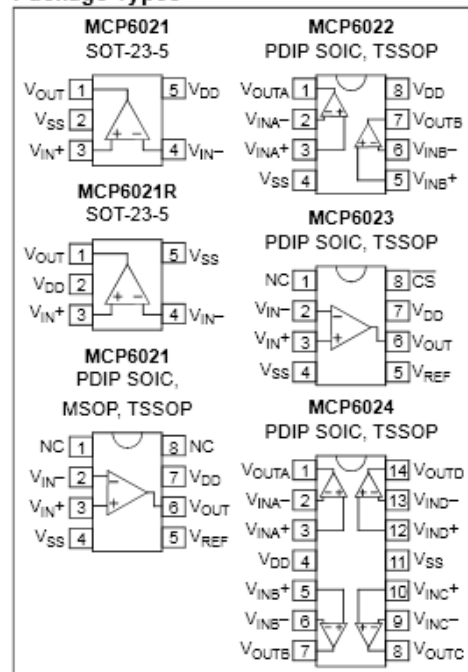
Description

The MCP6021, MCP6021R, MCP6022, MCP6023 and MCP6024 from Microchip Technology Inc. are rail-to-rail input and output op amps with high performance. Key specifications include: wide bandwidth (10 MHz), low noise (8.7 nV/√Hz), low input offset voltage and low distortion (0.00053% THD+N). The MCP6023 also offers a Chip Select pin (CS) that gives power savings when the part is not in use.

The single MCP6021 and MCP6021R are available in SOT-23-5. The single MCP6021, single MCP6023 and dual MCP6022 are available in 8-lead PDIP, SOIC and TSSOP. The Extended Temperature single MCP6021 is available in 8-lead MSOP. The quad MCP6024 is offered in 14-lead PDIP, SOIC and TSSOP packages.

The MCP6021/1R/2/3/4 family is available in Industrial and Extended temperature ranges. It has a power supply range of 2.5V to 5.5V.

Package Types





OPA355 OPA2355 OPA3355



SBOS195D – MARCH 2001 – REVISED JANUARY 2004

200MHz, CMOS OPERATIONAL AMPLIFIER WITH SHUTDOWN

FEATURES

- UNITY-GAIN BANDWIDTH: 450MHz
- WIDE BANDWIDTH: 200MHz GBW
- HIGH SLEW RATE: 360V/ μ s
- LOW NOISE: 5.8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- EXCELLENT VIDEO PERFORMANCE:
DIFF GAIN: 0.02%, DIFF PHASE: 0.05°
0.1dB GAIN FLATNESS: 75MHz
- INPUT RANGE INCLUDES GROUND
- RAIL-TO-RAIL OUTPUT (within 100mV)
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 3pA
- LOW SHUTDOWN CURRENT: 3.4 μ A
- ENABLE/DISABLE TIME: 100ns/30ns
- THERMAL SHUTDOWN
- SINGLE-SUPPLY OPERATING RANGE: 2.5V to 5.5V
- *Micro*SIZE PACKAGES

APPLICATIONS

- VIDEO PROCESSING
- ULTRASOUND
- OPTICAL NETWORKING, TUNABLE LASERS
- PHOTODIODE TRANSIMPEDANCE AMPS
- ACTIVE FILTERS
- HIGH-SPEED INTEGRATORS
- ANALOG-TO-DIGITAL (A/D) CONVERTER
INPUT BUFFERS
- DIGITAL-TO-ANALOG (D/A) CONVERTER
OUTPUT AMPLIFIERS
- BARCODE SCANNERS
- COMMUNICATIONS

DESCRIPTION

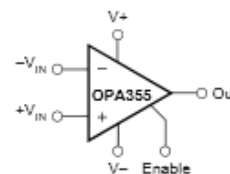
The OPA355 series high-speed, voltage-feedback CMOS operational amplifiers are designed for video and other applications requiring wide bandwidth. The OPA355 is unity-gain stable and can drive large output currents. In addition, the OPA355 has a digital shutdown (Enable) function. This feature provides power savings during idle periods and places the output in a high-impedance state to support output multiplexing. Differential gain is 0.02% and differential phase is 0.05°. Quiescent current is only 8.3mA per channel.

The OPA355 is optimized for operation on single or dual supplies as low as 2.5V (± 1.25 V) and up to 5.5V (± 2.75 V). Common-mode input range for the OPA355 extends 100mV below ground and up to 1.5V from V+. The output swing is within 100mV of the rails, supporting wide dynamic range.

The OPA355 series is available in single (SOT23-6 and SO-8), dual (MSOP-10), and triple (TSSOP-14 and SO-14) versions. Multichannel versions feature completely independent circuitry for lowest crosstalk and freedom from interaction. All are specified over the extended -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$ range.

OPA355 RELATED PRODUCTS

FEATURES	PRODUCT
200MHz, Rail-to-Rail Output, CMOS, No Shutdown	OPA355
38MHz, Rail-to-Rail Input/Output, CMOS	OPAx350
75MHz, Rail-to-Rail Output	OPAx631
150MHz, Rail-to-Rail Output	OPAx634
Differential Input/Output, 3.3V Supply	THS412x



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2001-2004, Texas Instruments Incorporated



TPS732xx

www.ti.com

SBVS0370 – AUGUST 2003 – REVISED AUGUST 2010

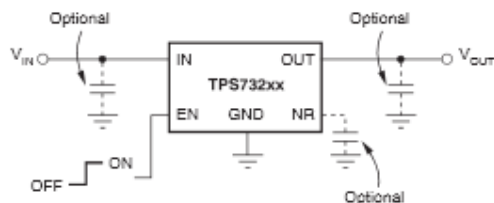
Cap-Free, NMOS, 250mA Low Dropout Regulator with Reverse Current Protection

FEATURES

- Stable with No Output Capacitor or Any Value or Type of Capacitor
- Input Voltage Range: 1.7V to 5.5V
- Ultralow Dropout Voltage: 40mV Typ at 250mA
- Excellent Load Transient Response—with or without Optional Output Capacitor
- New NMOS Topology Provides Low Reverse Leakage Current
- Low Noise: $30\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ Typ (10kHz to 100kHz)
- 0.5% Initial Accuracy
- 1% Overall Accuracy (Line, Load, and Temperature)
- Less Than $1\mu\text{A}$ Max I_{Q} in Shutdown Mode
- Thermal Shutdown and Specified Min/Max Current Limit Protection
- Available in Multiple Output Voltage Versions
 - Fixed Outputs of 1.20V to 5.0V
 - Adjustable Outputs from 1.20V to 5.5V
 - Custom Outputs Available

APPLICATIONS

- Portable/Battery-Powered Equipment
- Post-Regulation for Switching Supplies
- Noise-Sensitive Circuitry such as VCOs
- Point of Load Regulation for DSPs, FPGAs, ASICs, and Microprocessors

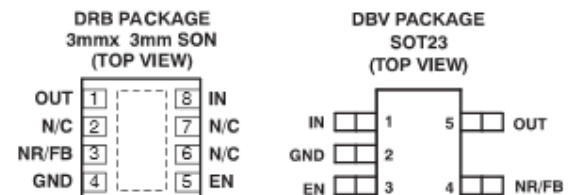


Typical Application Circuit for Fixed-Voltage Versions

DESCRIPTION

The TPS732xx family of low-dropout (LDO) voltage regulators uses a new topology: an NMOS pass element in a voltage-follower configuration. This topology is stable using output capacitors with low ESR, and even allows operation without a capacitor. It also provides high reverse blockage (low reverse current) and ground pin current that is nearly constant over all values of output current.

The TPS732xx uses an advanced BiCMOS process to yield high precision while delivering very low dropout voltages and low ground pin current. Current consumption, when not enabled, is under $1\mu\text{A}$ and ideal for portable applications. The extremely low output noise ($30\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ with $0.1\mu\text{F}$ C_{NR}) is ideal for powering VCOs. These devices are protected by thermal shutdown and foldback current limit.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2003–2010, Texas Instruments Incorporated



UCC27423, UCC27424, UCC27425

www.ti.com

SLUS545D – NOVEMBER 2002 – REVISED MAY 2013

Dual 4-A High Speed Low-Side MOSFET Drivers With Enable

Check for Samples: [UCC27423](#), [UCC27424](#), [UCC27425](#)

FEATURES

- Industry-Standard Pin-Out
- Enable Functions for Each Driver
- High Current Drive Capability of $\pm 4A$
- Unique BiPolar and CMOS True Drive Output Stage Provides High Current at MOSFET Miller Thresholds
- TTL/CMOS Compatible Inputs Independent of Supply Voltage
- 20ns Typical Rise and 15ns Typical Fall Times with 1.8nF Load
- Typical Propagation Delay Times of 25ns with Input Falling and 35ns with Input Rising
- 4V to 15V Supply Voltage
- Dual Outputs Can Be Paralleled for Higher Drive Current
- Available in Thermally Enhanced MSOP PowerPAD™ Package with $4.7^{\circ}C/W \theta_{JC}$
- Rated From $-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$

APPLICATIONS

- Switch Mode Power Supplies
- DC/DC Converters
- Motor Controllers
- Line Drivers
- Class D Switching Amplifiers

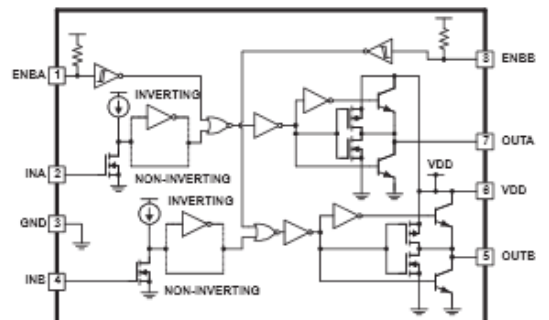
DESCRIPTION

The UCC27423/4/5 family of high-speed dual MOSFET drivers can deliver large peak currents into capacitive loads. Three standard logic options are offered – dual-inverting, dual-noninverting and one-inverting and one-noninverting driver. The thermally enhanced 8-pin PowerPAD™ MSOP package (DGN) drastically lowers the thermal resistance to improve long-term reliability. It is also offered in the standard SOIC-8 (D) or PDIP-8 (P) packages.

Using a design that inherently minimizes shoot-through current, these drivers deliver 4A of current where it is needed most at the Miller plateau region during the MOSFET switching transition. A unique BiPolar and MOSFET hybrid output stage in parallel also allows efficient current sourcing and sinking at low supply voltages.

The UCC27423/4/5 provides enable (ENBL) functions to have better control of the operation of the driver applications. ENBA and ENBB are implemented on pins 1 and 8 which were previously left unused in the industry standard pin-out. They are internally pulled up to Vdd for active high logic and can be left open for standard operation.

BLOCK DIAGRAM



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. PowerPAD is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2002–2013, Texas Instruments Incorporated

Appendice B

Codice e Segnali

Di seguito è riportata la nomenclatura descrittiva delle porte dei segnali del modulo FFT e i listati VHDL.

Signals

Signal Name	Direction	Avalon-ST Type	Size	Description
clk	Input	clk	1	Clock signal that clocks all internal FFT engine components.
reset_n	Input	reset_n	1	Active-low asynchronous reset signal. This signal can be asserted asynchronously, but must remain asserted at least one clk clock cycle and must be deasserted synchronously with clk. Refer to the <i>Recommended Design Practices</i> chapter in volume 1 of the <i>Quartus II Handbook</i> for a sample circuit that ensures synchronous deassertion of an active-low reset signal.
sink_eop	Input	endofpacket	1	Indicates the end of the incoming FFT frame.
sink_error	Input	error	2	Indicates an error has occurred in an upstream module, because of an illegal usage of the Avalon-ST protocol. The following errors are defined (refer to Table 3-6): <ul style="list-style-type: none"> ■ 00 = no error ■ 01 = missing start of packet (SOP) ■ 10 = missing end of packet (EOP) ■ 11 = unexpected EOP If this signal is not used in upstream modules, set to zero.
sink_imag	Input	data	<i>data precision width</i>	Imaginary input data, which represents a signed number of data precision bits.
sink_ready	Output	ready	1	Asserted by the FFT engine when it can accept data. It is not mandatory to provide data to the FFT during ready cycles.
sink_real	Input	data	<i>data precision width</i>	Real input data, which represents a signed number of data precision bits.
sink_sop	Input	startofpacket	1	Indicates the start of the incoming FFT frame.
sink_valid	Input	valid	1	Asserted when data on the data bus is valid. When sink_valid and sink_ready are asserted, a data transfer takes place. Refer to "Enabling the Variable Streaming FFT" on page 3-9.
source_eop	Output	endofpacket	1	Marks the end of the outgoing FFT frame. Only valid when source_valid is asserted.
source_error	Output	error	2	Indicates an error has occurred either in an upstream module or within the FFT module (logical OR of sink_error with errors generated in the FFT). Refer to Table 3-6 for error codes.
source_exp	Output	data	6	Streaming, burst, and buffered burst architectures only. Signed block exponent: Accounts for scaling of internal signal values during FFT computation.

Signal Name	Direction	Avalon-ST Type	Size	Description
source_imag	Output	data	<i>(data precision width + growth)</i> <i>(*)</i>	Imaginary output data. For burst, buffered burst, streaming, and variable streaming floating point FFTs, the output data width is equal to the input data width. For variable streaming fixed point FFTs, the size of the output data is dependent on the number of stages defined for the FFT and is 2 bits per radix 2^2 stage.
source_ready	Input	ready	1	Asserted by the downstream module if it is able to accept data.
source_real	Output	data	<i>(data precision width + growth)</i> <i>(*)</i>	Real output data. For burst, buffered burst, streaming, and variable streaming floating point FFTs, the output data width is equal to the input data width. For variable streaming fixed point FFTs, the size of the output data is dependent on the number of stages defined for the FFT and is 2 bits per radix 2^2 stage.
source_sop	Output	startofpacket	1	Marks the start of the outgoing FFT frame. Only valid when source_valid is asserted.
source_valid	Output	valid	1	Asserted by the FFT when there is valid data to output.

Codice VHDL di acquisizione da ADC vs FPGA De0-Nano e invio da FPGA vs FTDI quindi invio al PC.

Date: April 01, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

1  LIBRARY ieee;
2  use ieee.std_logic_1164.all;
3  use ieee.numeric_std.all;
4  LIBRARY pll; -- nome del file che include il pll nella cartella di lavoro
5
6  -----
7
8  ENTITY Real_ADC is
9  port( InBuf: IN std_logic_vector (11 downto 0);
10      OutLED: OUT std_logic_vector (7 downto 0);
11      clk50: IN STD_LOGIC; -- in bit
12      clk_adc: INOUT STD_LOGIC ; -- inout bit
13      clk_quadra: INOUT STD_LOGIC ; -- inout bit
14      --OutEn: INOUT STD_LOGIC;
15      ovr: INOUT STD_LOGIC;
16      out_gpio: INOUT std_logic_vector (1 downto 0);
17      out_gpio0: INOUT STD_LOGIC ;
18      -- USB;
19      bus_data: INOUT STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
20      rd: INOUT STD_LOGIC;
21      rxf: IN STD_LOGIC;
22      txe: IN STD_LOGIC;
23      wr: INOUT STD_LOGIC);
24  end Real_ADC;
25
26  -----
27
28  architecture behaviour of Real_ADC is
29
30  shared variable N_acq:natural:=2000;--2000: occupa il 92% delle risorse.
31  subtype small_int is natural range 0 to 255;
32  type arr is array (0 to N_acq) of small_int;
33  signal vector_in : arr; -- Buffer input
34  shared variable j:integer:=0;
35  shared variable j2:integer:=0;
36  shared variable selection:integer:=0;
37  signal clk25: STD_LOGIC ;
38  -- signal clk125: STD_LOGIC ;           -- Clock a 12,5MHz per Generazione onde
39  -- signal clk40k: STD_LOGIC ;         -- Clock a 40kHz per Generazione onde con
40  -- PLL
41  signal mom:integer;
42  signal txe_old : STD_LOGIC ;
43  signal busy : STD_LOGIC ;
44  signal busy_adc : STD_LOGIC ;
45  signal busy_tx : STD_LOGIC ;
46  signal clk_quadra_prec: STD_LOGIC;
47  shared variable div_adc:integer:=1;    -- Divisore della frequenza dell'adc.
48  shared variable div_quadra:integer:=640; -- Divisore della frequenza della quadra.
49  shared variable valid:integer:=0;
50  shared variable acq_enable:natural:=0;
51
52  ---- ALTERNATIVA Generazione onde con PLL, dichiarazione del component
53  -- component pll is
54  -- port
55  -- ( inclk0: IN STD_LOGIC := '0';
56  --   c0 : OUT STD_LOGIC ;
57  --   c1 : OUT STD_LOGIC );
58  -- end component;
59
60  begin
61  --OutEn <= '0'; -- Abilita l'ADC
62  --OutLED <= InBuf(11 downto 4); -- Copia il risultato nei LED
63  out_gpio(0) <= '0' when (valid=0) else

```


Date: April 01, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

63         out_gpio(1) <= '1';
64     out_gpio(1) <= '0' when (acq_enable=0) else
65         '1';
66     -- Generazione clock 25MHz:
67     link_pll: entity work.pll port map
68         (c0=>clk25, inclk0=>clk50);
69
70     ---- ALTERNATIVA Generazione onde con PLL, Generazione clock 25MHz, 12,5MHz e 40kHz:
71     -- link_pll: pll port map (c0=>clk125, c1=>clk40k, inclk0=>clk50);
72     --     clk_adc <= clk125;
73     --     clk_quadra <= clk40k;
74     -----
75     -- COMANDI PARALLELI:
76     -- Disabilito la ricezione:
77     --rd<='1';
78     --Comando 'wr':
79     wr <= '1' when (selection = 0) else --Disabilita writing.
80         txe when (selection = 1);
81     --Comando 'busy':
82     busy <= busy_adc or busy_tx;
83
84     -----
85     Managment: process
86     begin
87         wait until falling_edge (busy);
88         case selection is
89             -- Buffering
90             when 0 =>
91                 if (valid=1) then
92                     selection:=1;
93                 else
94                     selection:=0;
95                 end if;
96             --WRITE 1-byte:
97             when 1 => -- TX
98                 selection:=0;
99             --OTHERS:
100            when others =>
101            end case;
102        end process Managment;
103
104        -----
105        Acquire: process
106        begin
107            wait until rising_edge (clk_adc);
108            if( selection=0 and ((clk_quadra='1' and clk_quadra_prec='0') or acq_enable=1) )
109            then
110                acq_enable:=1;
111                busy_adc<='1';
112                if(j<N_acq) then
113                    vector_in(j) <= to_integer (UNSIGNED (InBuf(11 downto 8))); -- MSB: 0000xxxx
114                    if(InBuf(7 downto 0)="11111110") then
115                        vector_in(j+1) <= to_integer (UNSIGNED (InBuf(7 downto 0) or "00000001"));
116                    -- LSB xxxxxxxx
117                    else
118                        vector_in(j+1) <= to_integer (UNSIGNED (InBuf(7 downto 0))); -- LSB
119                    xxxxxxxx
120                    end if;
121                    valid:=1;
122                    j:=j+2;
123                else
124                    j:=0;
125                    busy_adc<='0';
126                    acq_enable:=0;

```

Date: April 01, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

124     end if;
125     else
126         j:=0;
127     end if;
128     clk_quadra_prec<=clk_quadra;
129 end process Acquire;
130 --
131 -----
132 Transmitt: process
133 begin
134     wait until falling_edge (txe); -- Non va bene inserire qua la condizione
135     'selection=1', non funziona il read! Si impone bus_data e fa conflitto.
136     if(selection=1)then
137         busy_tx<='1';
138         if(j2<N_acq)then
139             mom<=vector_in(j2);
140             bus_data<=std_logic_vector (to_UNSIGNED (mom,8)); -- Invia singolo byte.
141             j2:=j2+1;
142         elsif(j2=N_acq)then
143             bus_data<=std_logic_vector (to_UNSIGNED (254,8)); -- End of character 254
144             j2:=j2+1;
145         else -- Si deve resettare un'iterazione dopo l'ultima trasmissione
146             (NB:bus_data un signal!).
147             busy_tx<='0';
148             j2:=0;
149             bus_data<="ZZZZZZZ"; -- Necessario se no il pc impone dati su bus_data
150             contemporaneamente al FTDI!
151         end if;
152     else
153         j2:=0;
154     end if;
155 end process Transmitt;
156
157 -----
158 ---- Process clk_adc e clk_quadra:
159 CLK: process
160 variable i_loop2: natural:=0;
161 variable i_loop3: natural:=0;
162 begin
163     wait until rising_edge (clk50);
164     -- ADC:
165     if( i_loop2<div_adc )then
166         i_loop2:=i_loop2+1;
167     else
168         i_loop2:=0;
169         clk_adc <= not clk_adc;
170     end if;
171     -- Quadra:
172     if( i_loop3<div_quadra )then -- Fquadra= 194kHz downto 765Hz.
173         i_loop3:=i_loop3+1;
174     else
175         i_loop3:=0;
176         clk_quadra <= not clk_quadra;
177     end if;
178 end process CLK;
179 -----
180 end behaviour;

```

Codice VHDL di acquisizione da ADC vs FPGA De0-Nano, Interpolazione FFT e invio dati da FPGA vs FTDI.

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

1  LIBRARY ieee;
2  use ieee.std_logic_1164.all;
3  use ieee.numeric_std.all;
4  -----
5  ENTITY Real_ADC is
6  port (
7      OutLED: OUT std_logic_vector (7 downto 0);
8      Out_LED_alarm: INOUT std_logic;
9      Out_LED_spia: INOUT std_logic;
10     --- Segnali di controllo
11     out_gpio : INOUT STD_LOGIC;
12     out_gpio1 : INOUT STD_LOGIC;
13     out_gpio2 : INOUT STD_LOGIC;
14     out_gpio3 : INOUT STD_LOGIC;
15     out_gpio4 : INOUT STD_LOGIC;
16     out_gpio5 : INOUT STD_LOGIC;
17     out_gpio6 : INOUT STD_LOGIC;
18     out_gpio7 : INOUT STD_LOGIC;
19     out_gpio8 : INOUT STD_LOGIC;
20     out_gpio9 : INOUT STD_LOGIC;
21     out_gpio10 : INOUT STD_LOGIC;
22     out_gpio11 : INOUT STD_LOGIC;
23     out_gpio12 : INOUT STD_LOGIC;
24     out_gpio13 : INOUT STD_LOGIC;
25     --- Segnale clock principale
26     clk50:      IN STD_LOGIC; -- in bit
27     --- Segnale quadra di modulazione
28     clk_quadra: INOUT std_logic;
29     --- Segnali ADC
30     ovr:        IN bit;
31     InBuf:      IN std_logic_vector (11 downto 0);
32     clk_adc:    INOUT std_logic;
33     --- Segnali FTDI USB
34     bus_data:   INOUT STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
35     rd:         INOUT STD_LOGIC;
36     rxf:        INOUT STD_LOGIC;
37     txe:        INOUT STD_LOGIC;
38     wr:         INOUT STD_LOGIC);
39 end Real_ADC;
40 architecture behaviour of Real_ADC is
41 -- Segnali di clock
42     signal clk40k:std_logic;
43     signal clk125:std_logic;
44 -- Segnali FFT:
45     signal clk_fft : STD_LOGIC;
46     signal reset   : STD_LOGIC;
47     signal clk_en  : STD_LOGIC;
48     signal fftpts_input : STD_LOGIC_VECTOR (10 DOWNTO 0);
49     signal inverse_ifft : STD_LOGIC;
50     signal IN_valid   : STD_LOGIC;
51     signal IN_sop    : STD_LOGIC;
52     signal IN_eop    : STD_LOGIC;
53     signal IN_real   : STD_LOGIC_VECTOR (11 DOWNTO 0);
54     signal IN_imag   : STD_LOGIC_VECTOR (11 DOWNTO 0);
55     signal IN_error  : STD_LOGIC_VECTOR (1 DOWNTO 0);
56     signal fftpts_output : STD_LOGIC_VECTOR (10 DOWNTO 0);
57     signal IN_ready  : STD_LOGIC;
58     signal OUT_ready : STD_LOGIC;
59     signal OUT_error : STD_LOGIC_VECTOR (1 DOWNTO 0);
60     signal OUT_sop   : STD_LOGIC;
61     signal OUT_eop   : STD_LOGIC;
62     signal OUT_valid : STD_LOGIC;
63     signal OUT_real  : STD_LOGIC_VECTOR (24 DOWNTO 0);
64     signal OUT_imag  : STD_LOGIC_VECTOR (24 DOWNTO 0);

```

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

65  -- Segnali di Process di Reset
66  shared variable count1:integer:=0;  -- stessa funzione di i_in, conta i campioni
della FFT
67  -- Segnali di Finestratura, Process IN_FFT:
68  type arr is array (0 to 127) of integer;
69  shared variable Hann : arr :=(6, 24, 53, 95, 148, 212, 288, 375, 473, 581, 701,
830, 969, 1118, 1276, 1443, 1618, 1802, 1993, 2191, 2395, 2606, 2823, 3044, 3271,
3501, 3735, 3972, 4212, 4453, 4696, 4939, 5183, 5426, 5668, 5908, 6146, 6382, 6614,
6843, 7067, 7286, 7500, 7708, 7909, 8104, 8291, 8470, 8642, 8804, 8957, 9102, 9236,
9360, 9474, 9578, 9670, 9752, 9822, 9880, 9928, 9963, 9987, 9999, 9999, 9987, 9963,
9928, 9880, 9822, 9752, 9670, 9578, 9474, 9360, 9236, 9102, 8957, 8804, 8642, 8470,
8291, 8104, 7909, 7708, 7500, 7286, 7067, 6843, 6614, 6382, 6146, 5908, 5668, 5426,
5183, 4939, 4696, 4453, 4212, 3972, 3735, 3501, 3271, 3044, 2823, 2606, 2395, 2191,
1993, 1802, 1618, 1443, 1276, 1118, 969, 830, 701, 581, 473, 375, 288, 212, 148, 95,
53, 24, 6);
70  shared variable mom:integer:=0;
71  shared variable i_in:integer:=0;  -- contatore dei campioni in ingresso al
modulo FFT
72  shared variable i_camp:integer:=0;  -- contatore dei campioni simil-VI LabView
73  -- Segnali di Rilevamento bin massimo:
74  shared variable bin_pow:integer:=0;
75  shared variable bin_pow_prec:integer:=0;
76  shared variable spect_sum:integer:=0;
77  shared variable ABS_max1:integer:=0;
78  shared variable ABS_max1_lat:integer:=0;
79  shared variable ABS_max1_index:integer:=0;
80  shared variable ABS_max1_index_prec:integer:=0;
81  shared variable Re:integer:=0;
82  shared variable Im:integer:=0;
83  shared variable Re_max1:integer:=0;
84  shared variable Im_max1:integer:=0;
85  shared variable Re_max2:integer:=0;
86  shared variable Im_max2:integer:=0;
87  shared variable i_out:integer:=0;  -- contatore dei campioni in uscita al
modulo FFT
88  shared variable error:integer:=0;
89  signal eps_lat : std_logic;  -- definisce chi è massimo bin_sx vale 1,
bin_dx vale 0
90  shared variable cont2:integer:=0;  -- contatore inserimento ampiezze nel
vettore Amplitude
91  shared variable mom4:integer:=0;
92  type arr1 is array (0 to 5) of integer;
93  signal Amplitude : arr1;
94  -- Segnali di Calcolo Interpolazione:
95  signal int_float_dataa : std_logic_vector (31 downto 0);
96  signal int_float_resulta : std_logic_vector (31 downto 0);
97  signal int_float_clocka : std_logic;
98  signal int_float_datab : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
99  signal int_float_resultb : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
100  signal int_float_clockb : std_logic;
101  signal sqrt_clocka : std_logic;
102  signal sqrt_dataa : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
103  signal sqrt_resulta : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
104  signal sqrt_clockb : std_logic;
105  signal sqrt_datab : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
106  signal sqrt_resultb : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
107  signal float_int_clocka : std_logic;
108  signal float_int_dataa : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
109  signal float_int_resulta : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
110  signal float_int_clockb : std_logic;
111  signal float_int_datab : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
112  signal float_int_resultb : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
113  signal div_clock : std_logic;
114  signal div_dataa : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);

```

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

115     signal div_datab          : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
116     signal div_result        : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
117     signal add_sub_sel       : std_logic;
118     signal add_sub_clock     : std_logic;
119     signal add_sub_dataaa    : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
120     signal add_sub_datab     : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
121     signal add_sub_result    : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
122     signal k_fine            : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
123     signal mul_clock         : std_logic;
124     signal mul_dataaa       : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
125     signal mul_datab        : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
126     signal mul_result       : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
127     signal div_clockb       : std_logic;
128     signal div_dataab       : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
129     signal div_databb       : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
130     signal div_resultb      : std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
131     signal clock_fft:integer:=0;
132     shared variable num:integer:=0;
133     shared variable den:integer:=0;
134     shared variable mom1:integer:=0;
135     shared variable mom2:integer:=0;
136     shared variable mom5:integer:=0;
137     shared variable cont3:integer:=0;    -- contatore inserimento frequenze nel
vettore Frequency
138     type arr2 is array (0 to 5) of std_logic_vector (31 DOWNTO 0);
139     signal Frequency : arr2;
140     -- Segnali TX/RX FTDI USB
141     shared variable mom3:integer:=0;
142     shared variable section:integer:=0;
143     shared variable cont4:integer:=0;
144
145     component pll is
146     port ( inclk0: IN STD_LOGIC := '0';
147           c0 : OUT STD_LOGIC ;
148           c1 : OUT STD_LOGIC );
149     end component;
150     -----
151     begin
152     -- Abilita l'ADC
153     --OutEn <= '0';
154     -- Generazione clock 12,5MHz e 40kHz:
155     link_pll: entity work.pll port map (c0=>clk125, c1=>clk40k, inclk0=>clk50); --
attribuisce l'ingresso del pll e la sua uscita
156     clk_quadra <= clk40k;
157
158     link_fft: entity work.FFT1024VarStreamFix port map
159     (clk=>clk_fft, reset_n=>reset, clk_ena=>clk_en, fftpts_in=>
fftpts_input, inverse=>inverse_iff, sink_valid=>IN_valid, sink_sop=>IN_sop,
sink_eop=>IN_eop, sink_real=>IN_real, sink_imag=>IN_imag, sink_error=>IN_error,
source_ready=>OUT_ready, fftpts_out=>fftpts_output, sink_ready=>IN_ready,
source_error=>OUT_error, source_sop=>OUT_sop, source_eop=>OUT_eop, source_valid=>
OUT_valid, source_real=>OUT_real, source_imag=>OUT_imag);
160
161     link_INT_FLOAT: entity work.INT_FLOAT port map
162     (clock=>int_float_clocka, dataaa=>int_float_dataaa, result=>
int_float_resulta);
163
164     link_sqrt: entity work.sqrt port map
165     (clock=>sqrt_clocka, dataa=>sqrt_dataaa, result=>sqrt_resulta);
166
167     link_FLOAT_INT: entity work.FLOAT_INT port map
168     (clock=>float_int_clocka, dataaa=>float_int_dataaa, result=>
float_int_resulta);
169

```

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

170     link_INT_FLOATB: entity work.INT_FLOATB port map
171         (clock=>int_float_clockb, dataa=>int_float_datab, result=>
int_float_resultb);
172
173     link_sqrtB: entity work.sqrtB port map
174         (clock=>sqrt_clockb, dataa=>sqrt_datab, result=>sqrt_resultb);
175
176     link_FLOAT_INTB: entity work.FLOAT_INTB port map
177         (clock=>float_int_clockb, dataa=>float_int_datab, result=>
float_int_resultb);
178
179     link_DIV: entity work.DIV port map
180         (clock=>div_clock, dataa=>div_dataa, datab=>div_datab, result=>
div_result);
181
182     link_ADD_SUB: entity work.ADD_SUB port map
183         (add_sub=>add_sub_sel, clock=>add_sub_clock, dataa=>add_sub_dataa,
datab=>add_sub_datab, result=>add_sub_result);
184
185     link_MUL: entity work.mul port map
186         ( clock=>mul_clock, dataa=>mul_dataa, datab=>mul_datab, result=>
mul_result);
187
188     link_DIVB: entity work.DIVB port map
189         (clock=>div_clockb, dataa=>div_dataab, datab=>div_databb, result=>
div_resultb);
190     -- Inizializzazione
191     IN_error<="00";
192     clk_en<='1';      --- abilitazione FFT
193     OUT_ready<='0';
194     IN_valid<='1';
195     inverse_ifft<='0';
196     fftpts_input<="00010000000";    --- lunghezza FFT max 1024 punti, settato per
128 punti
197     IN_imag<="000000000000";
198
199     -- segnali di TEST per FFT:
200     out_gpio1<=OUT_error(0);
201     out_gpio2<=OUT_error(1);
202     out_gpio3<=OUT_sop;
203     out_gpio4<=OUT_eop;
204     out_gpio5<=IN_sop;
205     out_gpio7<=IN_eop;
206     out_gpio8<=reset;
207     out_gpio9<=clk_fft;
208     out_gpio10<=IN_ready;
209     out_gpio11<=OUT_valid;
210     --out_gpio12<=IN_valid -- non settato perchè IN_valid=1 sempre;
211     --out_gpio13<=IN_real(11);
212
213     -- Decisione frequenza di lavoro FFT, ADC e blocchi di calcolo
214     clk_fft <= clk125 ;
215     clk_adc<=clk_fft;
216     float_int_clocka<=clk50;
217     int_float_clocka<=clk50;
218     sqrt_clocka<=clk50;
219     float_int_clockb<=clk50;
220     int_float_clockb<=clk50;
221     sqrt_clockb<=clk50;
222     div_clock<=clk50;
223     add_sub_clock<=clk50;
224     mul_clock<=clk50;
225     div_clockb<=clk50;
226     -----

```

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

227  Rst: process
228      begin
229      wait until rising_edge (clk_fft);
230      -- Reset iniziale all'accensione:
231      if(count1<128)then
232          reset<='0';
233          count1:=count1+1;
234      else
235      -- Reset se errori in uscita/ingresso al modulo fft:
236      if((OUT_error(1) and OUT_error(0))='1')then
237          reset<='0';
238      else
239          reset<='1'; -- Condizione standard di reset
240      end if;
241      end if;
242  end process Rst;
243  -----
244  IN_FFT: process
245      begin
246      wait until falling_edge (clk_fft);
247      -- Individuo Finestra del semi-periodo della modulazione dove fare FFT
248      if(i_camp>24 and i_camp<176) then
249      -- Driving FFT input module:
250      if(IN_ready='1' and IN_valid='1' and i_camp>36) then
251          case i_in is
252              when 0 =>
253                  IN_sop<='1'; IN_eop<='0'; i_in:=i_in+1;
254              when 128 =>
255                  IN_sop<='0'; IN_eop<='1'; i_in:=0;
256              when others =>
257                  IN_sop<='0'; IN_eop<='0'; i_in:=i_in+1;
258          end case;
259      -- Finestratura e pesaggio segnale ingresso:
260      -- converto il dato in uscita ADC in intero e lo moltiplico per il
rispettivo
261      -- campione intero della finestra di Hanning
262      mom:=((Hann(i_in)*to_integer(UNSIGNED(InBuf)))/9999)-2048; -- da ADC
12bit
263      -- il dato ottenuto lo converto in un vettore a 12bit e lo invio
all'ingresso
264      -- del modulo FFT che è un vettore a 12bit
265      IN_real<=std_logic_vector(to_SIGNED(mom,12)); -- vettore di 12bit
ingresso FFT
266      else
267      IN_sop<='0'; IN_eop<='0'; i_in:=0; -- rimango in attesa perchè modulo
FFT non
268      -- attivato dato che (IN_ready='1'and IN_valid='1') non è verificato
269      end if;
270      end if;
271      if(i_camp<176) then
272          i_camp:=i_camp+1;
273      else
274          i_camp:=0;
275      end if;
276  end process IN_FFT;
277  -----
278  OUT_FFT: process
279      begin
280      wait until rising_edge (clk_fft);
281      -- Pilotaggio out modulo FFT:
282      if(OUT_valid='1') then
283          i_out:=i_out+1;
284          if(OUT_sop='1')then

```

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

285         i_out:=0; ABS_max1:=0; Re_max1:=0; Re_max2:=0; Im_max1:=0; Im_max2:=0;
ABS_max1_index:=0; error:=0; spect_sum:=0;
286         end if;
287         -- Converta il formato e calcola la potenza del bin i_out-esimo:
288         Re:=to_integer(UNSIGNED(OUT_real(22 downto 10)));
289         Im:=to_integer(UNSIGNED(OUT_imag(22 downto 10)));
290         bin_pow_prec:=bin_pow;
291         bin_pow:= Re * Re + Im * Im;
292         if(i_out<128 and i_out>=0)then
293             spect_sum:=spect_sum + bin_pow/128; -- Integrale di potenza tra bin 0 e
bin 128
294             -- Individua il bin massimo tra i 128 bin della FFT (Range di
Frequenza:0 to 12,5MHz)
295             -- bin_sx | bin_max | bin_dx
296             if(bin_pow>ABS_max1) then -- Analizza bin_max e il suo
bin_sx
297                 ABS_max1_lat:=bin_pow_prec;
298                 ABS_max1:=bin_pow;
299                 ABS_max1_index:=i_out;
300                 Re_max1:=Re; Im_max1:=Im;
301                 elsif (i_out=(ABS_max1_index+1)) then -- Analisi bin_dx e determina il
laterale maggiore tra bin_dx e bin_sx
302                     if(ABS_max1_lat<bin_pow)then
303                         ABS_max1_lat:=bin_pow;
304                         eps_lat<='1'; -- il laterale maggiore è bin_sx
305                     else
306                         eps_lat<='0'; -- il laterale maggiore è bin_dx
307                     end if;
308                 elsif(i_out=2*ABS_max1_index) then
309                     Re_max2:=Re; Im_max2:=Im;
310                     error:=0;
311                     ABS_max1_index_prec:=ABS_max1_index; --Necessario per l'adattamento
del clk.
312                     if(ABS_max1>32 or (bin_pow*i_out/128)<spect_sum)then
313                         --se il massimo è superiore a Fsamp/4, o la media dello spettro
fino alla seconda armonica maggiore
314                         --a lei stessa, genera errore
315                         error:=1; -- Non funziona
316                     end if;
317                 end if;
318             end if;
319         end if;--OUT_valid
320         if(cont2=6) then
321             cont2:=0;
322         else
323             Amplitude(cont2)<=ABS_max1;
324             cont2:=cont2+1;
325         end if;
326     end process OUT_FFT;
327     -----
----
328     INTERPOLAZIONE: process
329     begin
330         wait until rising_edge(clk_fft);
331         -- Calcolo dei moduli dei due bin, SISTEMARE TUTTE LE TEMPORIZZAZIONI
332         int_float_dataa<=std_logic_vector( to_SIGNED( ABS_max1_lat,32 ));
333         sqrt_dataa<=int_float_resulta; -- si devono aspettare 16 clk perchè
sia completata sqrt
334         float_int_dataa<=sqrt_resulta after 320ns;
335         mom1:=to_integer(SIGNED(float_int_resulta));
336         int_float_datab<=std_logic_vector( to_SIGNED( ABS_max1,32 ));
337         sqrt_datab<=int_float_resultb; -- si devono aspettare 16 clk perchè
sia completata sqrtb
338         float_int_datab<=sqrt_resultb after 320ns;

```


Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

339     mom2:=to_integer(SIGNED(float_int_resultb));
340
341     -- Calcolo ora i temini di interpolazione
342     -- alpha=mom1/mom2;
343     -- delta= (( 2*alpha)-1)/(alpha+1)=(2mom1-mom2)/(mom1+mom2);
344     num:=2*mom1-mom2;
345     den:=mom1+mom2;
346     int_float_dataa<=std_logic_vector( to_SIGNED(num,32));
347     div_dataa<=int_float_resulta;
348     int_float_datab<=std_logic_vector( to_SIGNED(den,32));
349     div_datab<=int_float_resultb;
350     -- Calcolo ora la frequenza interpolata
351     -- f=(k_peak+delta)*f_fft/N
352     int_float_dataa<=std_logic_vector( to_SIGNED( ABS_max1_index ,32));
353     add_sub_sel<=eps_lat;-- a seconda se il bin massimo, oltre bin_max,sia bin_dx
o bin_sx si esegue la somma o la sottrazione
354     add_sub_dataa<=int_float_resulta;
355     add_sub_datab<=div_result after 320ns; -- si devono aspettare 16 clk perchè
sia completata div
356     k_fine <= add_sub_result after 140ns; -- si devono aspettare 7 clk perchè
sia completata add_sub
357
358     if(cont3=6) then
359         cont3:=0;
360     else
361         mul_dataa<=k_fine;
362         mul_datab<=std_logic_vector(to_unsigned(clock_fft,32));
363         div_dataab<=mul_result after 100ns; -- si devono aspettare 5 clk perchè
sia completata mul
364         mom5:=to_integer(unsigned(fftpts_input));
365         div_dataab<=std_logic_vector(to_unsigned(mom5,32));
366         Frequency(cont3)<=div_resultb after 320ns; -- si devono aspettare 16 clk
perchè sia completata divb
367         cont3:=cont3+1;
368     end if;
369 end process INTERPOLAZIONE;
370 -----
371
372 -- TX/RX FTDI USB:
373 --WRITE 32-BIT / 1-byte:
374 rd<='1'; --Disabilita reading.
375 wr<=txe; --Invia il byte appena pc si rende disponibile. No attese. La trasmissione
avviene nel fronte di discesa di 'wr', ovvero appena il pc si rende disponibile.
Subito dopo, 'txe' si alza e si disattiva 'wr'.
376 FTDI: process
377 begin
378     wait until falling_edge(txe); --Si invia un byte alla volta sul fronte di
discesa di 'wr', ovvero di 'txe'.
379     --Struttura Case: se 'section' è inizializzato con '-1' si invia un singolo byte.
--
-- se 'section' è inizializzato con '0', si invia una parola
floating point a 32 bit.
380     --Invio prima tutti i dati di frequenza elaborati e poi tutte le ampiezze
381     case section is
382     when 0 =>
383         cont4:=0;
384         mom3:= to_integer(unsigned(Frequency(cont4)));
385         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom3,8));
386         section:=1;
387     when 1 =>
388         cont4:=1;
389         mom3:= to_integer(unsigned(Frequency(cont4)));
390         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom3,8));
391         section:=2;
392     when 2 =>

```

Date: April 05, 2014

Real_ADC.vhd

Project: Real_ADC

```

393         cont4:=2;
394         mom3:= to_integer(unsigned(Frequency(cont4)));
395         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom3,8));
396         section:=3;
397     when 3 =>
398         cont4:=3;
399         mom3:= to_integer(unsigned(Frequency(cont4)));
400         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom3,8));
401         section:=4;
402     when 4 =>
403         cont4:=4;
404         mom3:= to_integer(unsigned(Frequency(cont4)));
405         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom3,8));
406         section:=5;
407     when 5 =>
408         cont4:=5;
409         mom3:= to_integer(unsigned(Frequency(cont4)));
410         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(mom3,8));
411         section:=6;
412     when 6 =>
413         cont4:=0;
414         mom3:= Amplitude(cont4);
415         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(Amplitude(cont4),8));
416         section:=7;
417     when 7 =>
418         cont4:=1;
419         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(Amplitude(cont4),8));
420         section:=8;
421     when 8 =>
422         cont4:=2;
423         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(Amplitude(cont4),8));
424         section:=9;
425     when 9 =>
426         cont4:=3;
427         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(Amplitude(cont4),8));
428         section:=10;
429     when 10 =>
430         cont4:=4;
431         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(Amplitude(cont4),8));
432         section:=11;
433     when 11 =>
434         cont4:=5;
435         bus_data<=std_logic_vector(to_UNSIGNED(Amplitude(cont4),8));
436         section:=12;
437     when 12 =>
438         bus_data<="10101010"; --Byte di controllo, 'Codice di spaziatura'
439         section:=0;
440     when others =>
441         --bus_data<=; --Invia singolo byte.
442     end case;
443 end process FTDI;
444 -----
445 end behaviour;

```