

ALMA MATER STUDIORUM · UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN
INGEGNERIA ELETTRONICA

**ALGORITMI DI MISURA DELLA DISTANZA
TRAMITE T.O.F. SU FPGA PER LASER
SCANNER DI SICUREZZA**

TESI DI LAUREA IN
LABORATORIO DI STRUMENTAZIONE VIRTUALE

RELATORE:
**PROF. ING.
MASSIMO LANZONI**

PRESENTATA DA:
MATTEO PESARESI

CORRELATORE:
**CHIAR.MO ING.
LORENZO GIROTTI**

II APPELLO - III SESSIONE
ANNO ACCADEMICO 2016/2017

Indice

1	Introduzione	3
1.1	Scopo della Tesi	4
1.2	Introduzione a Datalogic Group	4
2	Time of flight: stato dell'arte	6
2.1	Classificazione delle tecniche LiDAR	6
2.2	Applicazioni	8
2.3	Schema a blocchi e sorgenti di errore	8
2.3.1	Trasmettitore	9
2.3.2	Ricevitore	11
2.3.3	Timing discriminator	11
2.3.4	Time Measuring Unit	13
2.3.5	L'influenza del target e del mezzo nella misura	17
3	Il Laser Scanner di Sicurezza	19
3.1	Descrizione del Prodotto	19
3.2	Brevetti	22
3.2.1	Correzione della distanza tramite larghezza dell'impulso [US 5,949,530]	22
3.2.2	Analisi statistica mediante creazione di Istogrammi [US 8,384,883]	23
3.2.3	Miglioramento della risoluzione in ricezione attraverso una ripetizione di impulsi [US 8,488,110 B2]	25
3.2.4	Eliminazione del rumore tramite l'uso di due soglie [US 2015/0323654 A1]	26
3.2.5	Prima applicazione dell'algoritmo basato su istogrammi in un Laser Scanner [US 9,383,200B2]	28
3.2.6	Seconda applicazione dell'applicazione di algoritmo basato su istogrammi [US 9,383,201 B2]	32

3.2.7	Algoritmo per l'identificazione di un soft object [US 8,902,409 B2]	34
3.2.8	Pulse Averaging method [EP 1972961 B1]	37
3.3	Laser Scanner presenti nel mercato	38
4	Multi-Pulse Algorithm per creazione di un istogramma di misura	42
4.1	Considerazioni preliminari	42
4.2	Ambiente di sviluppo Lattice Diamond	45
4.3	Multi-Pulse ToF Engine	48
4.3.1	Introduzione	48
4.3.2	CLOCK DIVIDER e CONTATORE	50
4.3.3	PWM UNIT	51
4.3.4	SPI Unit	53
4.4	Ricevitore e Flusso di misura	55
4.5	Carry chain	58
4.6	Calib Computation	61
4.7	Search	64
4.8	Histogram	65
4.9	Compute	70
4.10	Problematiche riscontrate	73
4.11	Report	75
5	Risultati	76
5.1	Scheda ToF con generatore di funzione	76
5.2	Laser Scanner con finestra	84
5.3	Laser Scanner con trave per identificazione della distanza e pannello con riflettività al 90%	85
6	Conclusione	91
	Bibliografia	95
	Elenco delle figure	98

Capitolo 1

Introduzione

La misura della distanza ricopre uno dei ruoli principali nel campo dell'automazione industriale ed è ampiamente utilizzata nelle applicazioni di sicurezza e logistica. Numerose aziende del settore, negli ultimi decenni, hanno continuamente lanciato sul mercato nuovi prodotti per il calcolo della distanza con il nome di Telecamere a tempo di volo. Quest'ultima tecnica, appartenente alla categoria LiDAR (Light Imaging, Detection and Ranging), si basa sul principio di misura del tempo che occorre all'impulso luminoso per percorrere il tragitto telecamera-oggetto-telecamera, il cosiddetto Tempo di Volo (TOF) e rappresenta oggi il metodo più diffuso per stimare in tempo reale la distanza tra la telecamera e gli oggetti o la scena inquadrati. Tale tecnica è impiegata in numerose applicazioni come l'interazione uomo-macchina, la misurazioni di volumi e posizioni nell'ambito dell'automazione industriale, nell'ausilio di parcheggi, nell'ambito automotive, nella navigazione automatica e nella robotica. In parallelo allo sviluppo delle Telecamere a tempo di volo, sono nati negli anni nuovi prodotti che rientrano nell'ambito Sicurezza e che hanno fatto uso delle medesime tecniche, il Laser Scanner di Sicurezza. Esso realizza una scansione bidimensionale dell'area circostante grazie ad uno specchio rotante integrato, coniugato con un raggio laser ad infrarossi ed è in grado di segnalare uno stato di pericolo, all'utente o alla macchina, grazie ad un'uscita di sicurezza o un relé. In aggiunta, negli ultimi dieci anni sono stati pubblicati numerosi brevetti e articoli, appartenenti alle più grandi aziende di automazione e logistica del mondo, che hanno migliorato ulteriormente tempi di risposta e precisione di misura di tali prodotti, grazie anche all'utilizzo di nuove tecniche basate sull'analisi statistica degli impulsi e grazie all'uso di diverse tecnologie, come ASIC o FPGA.

1.1 Scopo della Tesi

Il lavoro fatto in questi mesi presso l'azienda Datalogic SRL ha riguardato inizialmente una analisi dettagliata delle nuove tecnologie nel campo dei laser scanner di sicurezza e di misura della distanza grazie allo studio di articoli accademici e brevetti. Durante tale periodo iniziale si sono analizzate le varie architetture di acquisizione e campionamento degli impulsi laser focalizzandosi, in particolare, su analisi statistiche basate su multi-impulso. Una volta esaminate le figure di merito delle nuove architetture, si sono studiati alcuni ultimi prodotti appartenenti ai possessori di tali brevetti per poter verificarne le qualità. Durante la seconda parte del progetto si è passati a definire un nuovo algoritmo per il calcolo della distanza tramite TOF, che potesse essere implementato su una attuale architettura al fine di migliorarne le specifiche. Successivamente ad una fase preliminare di definizione dell'architettura, si è arrivati all'implementazione dell'algoritmo su un prodotto Laser Scanner di Sicurezza appartenente alla azienda Datalogic. Infine, si è realizzato un ambiente di test del prodotto, in modo tale da valutarne i progressi rispetto all'attuale prodotto.

1.2 Introduzione a Datalogic Group

Datalogic è uno dei maggiori produttori a livello mondiale di identificazione automatica, rilevamento e misura per l'automazione industriale. I loro prodotti riguardano:

- Identificazione (Laser, Fotocamere, RFID)
- Sensori (Sensori Fotoelettrici, Interruttori di prossimità, Strumenti di misura)
- Sicurezza
- Computer Vision
- Laser Marking

Datalogic garantisce prodotti focalizzati nel soddisfare le esigenze del cliente, offrendo una completa e vasta gamma di prodotti per l'automazione industriale. Opera in diversi settori, quali:

- Automotive
- Salute - Farmaceutica

- Elettronica
- Industria manifatturiera

Datalogic vuole essere uno dei principali leader a livello mondiale nell'Automazione Industriale e Logistica. Essa realizza prodotti e soluzioni basate su sensori fotoelettrici, laser e tecnologie di visione che assicurano tracciabilità, controllo e rilevamento nel campo industriale e logistico. Datalogic ha sede a Lippo (Bologna, Italia) e conta circa 2700 impiegati in tutto il mondo. Ad oggi possiede circa 1200 brevetti e investe l'8% delle vendite in R&D.



Figura 1.1: Datalogic SRL Logo

Una breve storia:

- 1972: Datalogic SpA è fondata da Romano Volta (BO, Italia)
- 1998: Fondazione di Datasensor SpA
- 2001: Listing on the Milan Stock Exchange
- 2007: Divisione in tre divisioni autonome: Scanning, Mobile and Automation.
- 2008: Acquisizione di Datasensor SpA
- 2009: Datalogic Automation S.r.l., Datasensor S.p.A. e Saserall S.p.A. si fondono in datalogic S.r.l.

Capitolo 2

Time of flight: stato dell'arte

Le tecniche basate sul T.O.F. e le sue applicazioni in prodotti di sicurezza e misura sono molteplici. Si è voluto quindi dedicare il seguente capitolo all'analisi delle differenze tra esse, i loro campi di utilizzo ed illustrarne le varie architetture, studiando anche quali sono state le recenti innovazioni in relazione alle nuove tecnologie.

2.1 Classificazione delle tecniche LiDAR

Un primo metodo di classificazione divide le tecniche di misura della distanza tramite un impulso laser (LiDAR) in passive e attive. Quelle passive non necessitano di una sorgente di luce propria ma usano la luce ambientale per calcolare la distanza dal target. I metodi attivi, invece, utilizzano una luce propria per illuminare l'obbiettivo. Un'altra distinzione li divide in metodi diretti o basati su immagini. I primi calcolano la distanza basandosi su un intorno di un singolo punto, mentre gli ultimi utilizzano algoritmi trigonometrici basati sull'analisi delle ombre e la posizione relativa di tutte le parti dell'oggetto. Infine la terza ed ultima classificazione divide i metodi a veduta singolo o multipla. In figura [2.1](#) sono mostrati vari metodi di misura, in accordo con le precedenti classificazioni.

Come si può osservare dalla tabella il metodo di misura TOF è classificato come:

- Monoculare
- Attivo
- Diretto

Tale tecnica di misura TOF si compone in tre tipi di modulazioni:

	Passive, direct	Passive, image based	Active, direct	Active, image based
Monocular		shape-from-shading shape-from-texture shape-from-motion shape-from-focus	interfero-metric methods TOF-methods	illuminated shape-from-x
Multiple view	passive triangulation		active triangulation	

Figura 2.1: Classificazione metodi Lidar

- a Impulso: si misura il tempo tra l'impulso inviato quello riflesso dal target.
- in Ampiezza: si calcola la differenza di fase tra il segnale sinusoidale inviato e quello riflesso
- in Frequenza.

E' stato dimostrato che, a parità di potenza di uscita, la modulazione ad impulso risulta avere una precisione superiore rispetto alla modulazione di ampiezza la quale ha come vincolo di misura non ambigua la metà della lunghezza d'onda. Una risoluzione superiore invece può essere ottenuta utilizzando la tecnica delle modulazioni in frequenza, il cui basso range di misura, inadatto per la maggior parte delle applicazioni, lo ha reso ormai in disuso.

Nelle tecnologie TOF possono essere usati sia metodi di ricezione coerenti che diretti. Questi ultimi usano la potenza di ricezione del segnale come parametro di misura del tempo di volo. Mentre i ricevitori coerenti sono in grado di misurare non solo la distanza, ma anche la velocità dell'impulso.

Name	Modulation	Meas. range	Accuracy	Meas. time
LaserTech.Impulse 100LR	Pulse (900nm)	0-575m	3 cm @50 m, white target	0.3-0.7 s.
Riegl FG21-HA	Pulse (904 nm)	2-600 m	+/- 5 cm	0.1 – 1s.
Riegl LD90-3100VHS-FLP	Pulse	2-200 m (reflectance 80 %)	+/- 2.5 cm	0.5 ms
LaserOptronix LDM500 MIL	Pulse	0-999 m	+/- 1 m	-
Leica DISTO pro	Sine wave	0.3 – 100 m	+/- 3 mm	0.5 – 4 s.
LaserOptronix PH30	Sine wave	0-30 m	+/- 5 mm	-

Figura 2.2: Esempi di strumenti di misura a Tempo di Volo presenti sul mercato

Come si può osservare dalla tabella in figura 2.2 le tecnologie a modulazione di fase risultano avere tempi di risposta più lunghi ma con una maggiore accuratezza.

Viceversa, quelli che utilizzano modulazioni ad impulso riescono ad avere range di misura più elevati ed un tempo di risposta inferiore.

2.2 Applicazioni

Le applicazioni che fanno uso della tecnologia TOF sono molteplici. Esse sono state classificate come di sorveglianza, di misurazione dell'altezza, di identificazione di un oggetto o persona, o come applicazioni industriali e di sicurezza. Fra questi, l'identificazione di un target in ambienti pericolosi risulta essere il più comune.

2.3 Schema a blocchi e sorgenti di errore

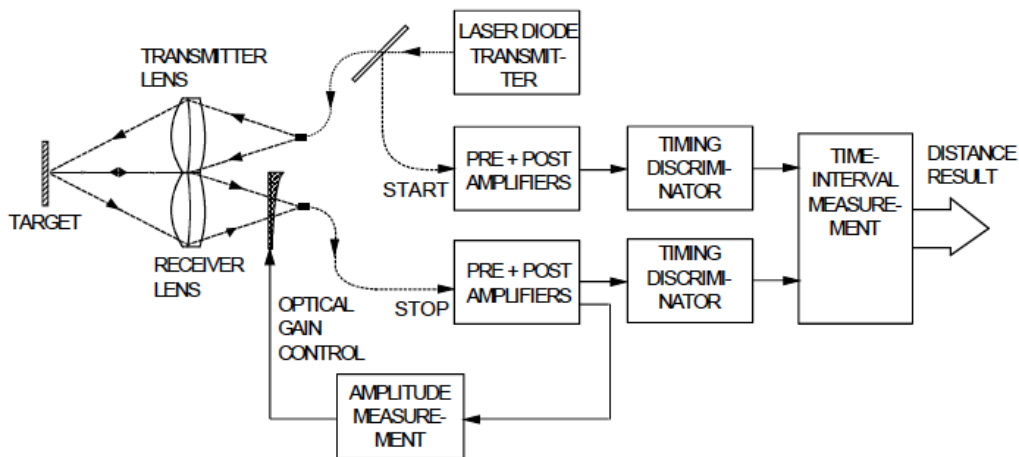


Figura 2.3: Schema a blocchi di uno strumento di misura della distanza a tempo di volo con due canali

Come mostrato in figura 2.3 uno strumento di misura della distanza a tempo di volo è costituito dai seguenti blocchi:

- Trasmettitore Laser
- Uno o due canali di ricezione
- Timing discriminator
- Time measuring unit
- Fibre ottiche

- Microcontrollore o un PC per l'acquisizione delle misure e per controllare l'attenuazione ottica, se presente nel dispositivo, oppure per controllare il guadagno dell'APD del canale di ricezione.

Ciascun canale di ricezione è costituito da un fotodiodo, un amplificatore a transimpedenza come preamplificatore e da un amplificatore di tensione come post amplificazione. Nel relativo canale di ricezione è propagato il segnale di START o STOP, il quale è acquisito da due diversi fotodiodi. Il timing discriminator trasforma poi l'impulso in formato digitale, per poter essere valutato dal timing measuring unit. Quest'ultimo blocco misura l'intervallo di tempo tra i due impulsi grazie ad un TDC (time-to-digital converter) oppure attraverso la scarica di una capacità a corrente costante mediante un TAD (time-to-amplitude converter). Le ottiche, invece, sono generalmente separate dalla parte elettronica di misura e in genere le connessioni tra ricevitore/trasmittitore e ottiche sono realizzate tramite fibre ottiche.

2.3.1 Trasmittitore

Il blocco trasmettitore è costituito da un laser e da una logica di controllo degli impulsi. Nella maggior parte dei casi vengono usati i laser impulsati a semiconduttore in quanto risultano essere di dimensioni ridotte, relativamente poco costosi, affidabili e con un'efficienza elevata. Le potenze vanno dai 5-100 watt, in base al range di distanza, alle perdite ottiche e al coefficiente di riflessione, mentre la corrente di picco può arrivare fino a 20-30 A. Generalmente il laser possiede una larghezza dell'impulso dell'ordine dei nanosecondi, attestando il duty-cycle al valore di 0,1%. Nel range di qualche metro fino a qualche decina di metri possono essere utilizzati sia i laser a singola che a doppia struttura eterogenea. I tipi di semiconduttore più usati sono il GaAs, GaAlAs o InGaAs, i quali permettono di lavorare ad una lunghezza d'onda tra gli 850 e i 910 nm.

Il circuito più semplice per la generazione di un impulso laser è costituito da una capacità, la quale si scarica sul laser a semiconduttore utilizzando un interruttore di potenza. Nella maggior parte dei casi, esso è rappresentato da transistor a valanga, il quale è in grado di erogare decine di ampere per pochi nanosecondi. In alternativa è possibile utilizzare anche un tiristore, un interruttore a mercurio o un MOSFET. Come è possibile osservare nello schematico in figura 2.4, sono presenti anche resistenze e induttanze delle linee. La capacità C2 è caricata attraverso R3, mentre è scaricata rapidamente (qualche nanosecondo) attraverso il laser. R4 è un componente aggiuntivo, il quale permette a C2 di essere carico, mentre C3, se scelto correttamente, permette un lieve incremento della corrente di picco. Il transistor invece è innescato per via di una corrente di base. Il principio di

funzionamento di quest'ultimo si basa su una forte polarizzazione in inversa della giunzione collettore-base. L'elevato campo elettrico crea poi un'elevata energia cinetica per le cariche minoritarie, le quali creano nuove coppie elettroni-lacune per ionizzazione ad impatto, creando una moltiplicazione del numero delle carica pari a un fattore M. Durante il transitorio di accensione la tensione tra collettore ed emettitore passa da BV_{CBA} a BV_{CEO} e la corrente massima può essere calcolata con la formula seguente:

$$I = \frac{BV_{CBA} - BV_{CEO}}{R_L}$$

BV_{CBA} è la tensione di polarizzazione tra il collettore mentre la base BV_{CEO} è la tensione di breakdown tra il collettore e l'emettitore. Più basso è il valore della resistenza R2 più elevato è il valore di BV_{CBA} , il suo valore limite è la tensione di breakdown tra il collettore e la base. Più piccolo è il valore di tensione BV_{CEO} e più elevata sarà la corrente nella stato di accensione.

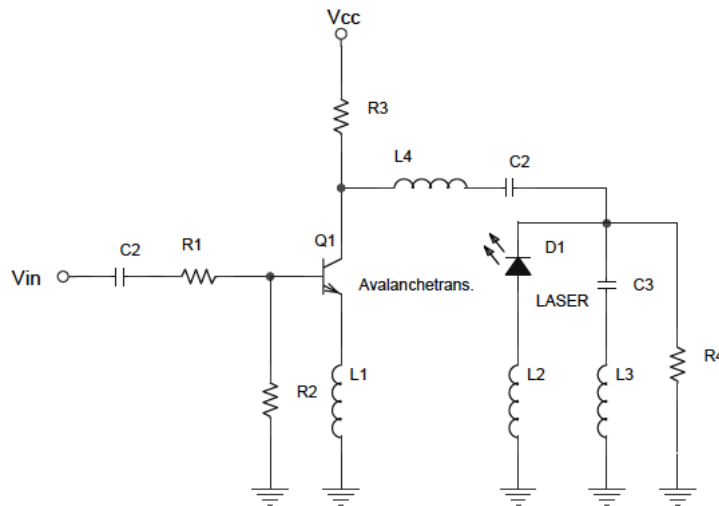


Figura 2.4: Schematico dell'impulsatore Laser

Il valore di BV_{CEO} può essere calcolato con la seguente formula:

$$BV_{CEO} = \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{\beta}}$$

dove β è il rapporto tra corrente di collettore e base mentre n va da 3 a 6 e dipende dal valore di BV_{CBO} e dalla resistività della base. La forma, invece, della corrente tende ad assomigliare ad un impulso gaussiano, a causa della presenza delle induttanze. Un ulteriore effetto generato da tali elementi parassiti è quello di una

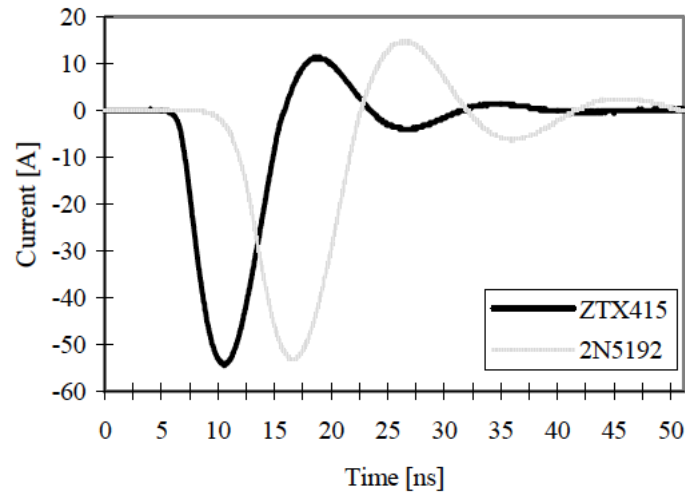


Figura 2.5: Esempio di corrente misurata per due transistor a valanga (ZTX415 e 2N5192)

risonanza in seguito all'impulso. In figura 2.5 ne possiamo osservare un esempio.

2.3.2 Ricevitore

Il ricevitore è costituito da un fotodiodo e da uno stadio di amplificazione, il quale include una preamplificazione realizzata da un amplificatore a transimpedenza (TIA) e da una post-amplificazione. Le possibili scelte per il fotodiodo sono un PIN, APD o un MSM (metal-semiconductor-metal) fotodiodo. Le sue figure di merito sono una buona risposta A/W (nella lunghezza d'onda 850-900 nm), buona linearità, elevata larghezza di banda e basso rumore. In generale la miglior risposta in frequenza è data dall'APD (avalanche photodiode), a discapito di un elevato rumore e un elevata tensione. E' consigliato che la struttura dell'amplificatore a transimpedenza sia la più semplice possibile al fine di avere un larghezza di banda elevata.

L'amplificatore a transimpedenza per telecomunicazioni in fibra ottica è largamente utilizzato nelle applicazioni LIDAR, in quanto gli standard ottici digitali per telecomunicazioni definiscono la banda e la baud rate degli amplificatori. In figura 2.6 possiamo notare le varie differenze fra i più comuni TIA per telecomunicazioni che oggi troviamo sul mercato.

2.3.3 Timing discriminator

Lo scopo del timing discriminator è quello di trasformare l'impulso analogico in uno digitale, mentre il secondo obiettivo di tale blocco è quello di separare il

	1	2	3	4
Bandwidth (-3 dB)	130 MHz	630 MHz	2 GHz	7.5 GHz
Speed class		Sonet OC-12	Sonet OC-48	Sonet OC-192
Material	Silicon	Silicon	GaAs	Silicon
Transresistance	98 k Ω	3.9 k Ω	1.8 k Ω	45 k Ω
Noise reduced to input	1.5 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	4 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$	5 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (<1 GHz) 10pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (>1 GHz)	10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ (<7.5 GHz)
Specified input capacitance	1 pF	0.5 pF	< 0.5 pF	0.1 pF
Power consumption	100 mW	50 mW	500 mW	1000 mW

Figura 2.6: Caratteristiche TIA ad oggi sul mercato

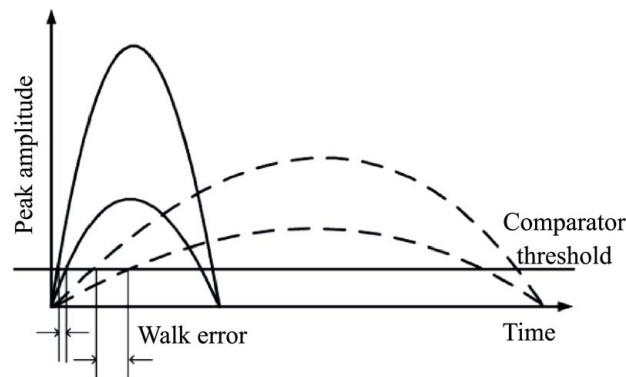


Figura 2.7: Walk Error

rumore dall'impulso.

La sua figura di merito più importante è il walk error, il quale è causato da una variazione della forma dell'impulso, in seguito ad un suo aumento dell'ampiezza (fig. 2.7). Altri parametri sono il drift error, dovuto a una variazione delle soglie dei comparatori in relazione al cambiamento di temperatura e tensione, oppure la single-shot precision definita dallo slew rate dell'impulso $(\frac{dV}{dt})^2$ e dal rumore totale δ_n^2 :

$$\delta_t^2 = \frac{\delta_n^2}{(\frac{dV}{dt})^2}$$

Esistono due principali gruppi di timing discriminator:

- *Leading Edge Discriminator* (figura 2.8 in alto). Esso è caratterizzato dal timing moment, cioè l'istante di tempo che definisce l'inizio o la fine del conteggio della misura. Esso è realizzato a partire dal confronto dell'impulso con una soglia fissa. Il walk error è elevato in quanto il momento di timing

dipende dal tempo di salita dell'impulso, pertanto all'aumentare dello slew rate, il walk error diminuisce.

- *Constant fraction Discriminator (CFD)*. Tale tecnica prevede lo sdoppiamento dell'impulso in un due parti, una della quali è attenuata, mentre l'altra viene ritardata (figura 2.8 seconda dall'alto). Ciò determina l'eliminazione del walk error poiché il timing moment risulta essere indipendente dall'ampiezza dell'impulso. Ulteriori varianti del metodo classico CFD sono riportate in figura 2.8.

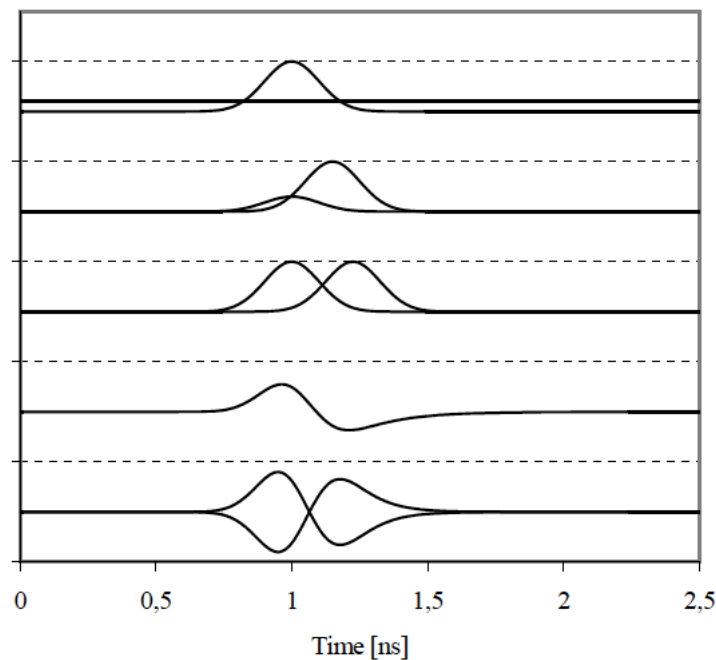


Figura 2.8: Forme d'onda in ingresso al comparatore in diversi tipi di timing discriminator

2.3.4 Time Measuring Unit

Tale blocco ha avuto un ruolo chiave all'interno di tale progetto di tesi, in quanto è proprio al suo interno che viene effettuato il calcolo della misura della distanza. Si è quindi voluto dedicare una maggiore attenzione nella sua spiegazione, facendo riferimento anche alle ultime tecnologie di implementazione.

Time-Stretching seguito da un contatore La tecnica principale di time-stretching è determinata dalla carica e scarica di una capacità. Come si può osservare dal circuito in figura 2.9 tale metodo si basa sulla carica di un condensatore a corrente costante per un periodo T , anch'esso fisso, seguito da una scarica attraverso una corrente più piccola.

$$\begin{cases} I_c = I_2 - I_1 & t = t_{START} \\ I = I_2 & t = t_{STOP} \end{cases}$$

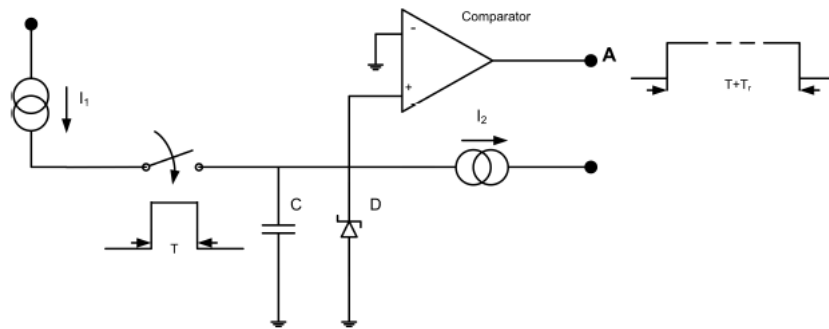


Figura 2.9: Circuito di Time Measuring Unit attraverso la scarica-carica di una capacità

Il fattore di espansione del tempo è dato da

$$K = \frac{I_1 - I_2}{I_2}$$

Il tempo totale $T_{tot} = (K + 1) \cdot T$ può essere misurato attraverso l'uscita del comparatore con un contatore. L'effettivo LSB del contatore sarà $LSB = \frac{T_0}{(K+1)}$. Questo metodo può arrivare ad una buona risoluzione (< 10 ps), ma ha lo svantaggio di avere un elevato tempo di conversione.

Time-to-Voltage Conversion (TDC) Questo metodo si compone in due parti. Nella prima si converte il tempo (T) in tensione mediante la carica di capacità a corrente costante e poi si utilizza un convertitore analogico digitale per convertire il valore di tensione (V_C) che viene mantenuto costante nel tempo.

$$V_c = \frac{I}{C} \cdot T$$

La differenza con il metodo precedente è quella di non utilizzare un contatore, ma leggere direttamente il valore di tensione con un ADC. Tale metodo permette di avere

una buona risoluzione, ma la velocità è limitata, per la maggior parte, dall'ADC.

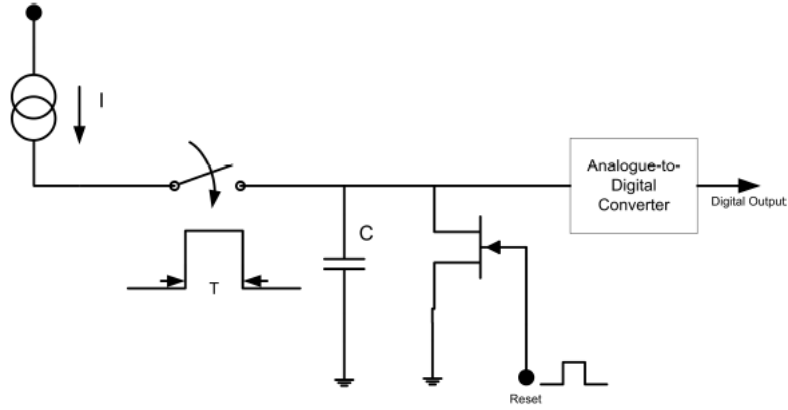


Figura 2.10: Circuito di Time Measuring Unit che utilizza un TVC

Metodo Vernier Il metodo di Vernier per la misurazione del tempo si differenzia dai precedenti in quanto è costituito interamente da elementi digitali (figura 2.11). Esso usa due oscillatori a frequenze diverse, ma dello stesso ordine di grandezza, $f_1 = \frac{1}{T_1}$ e $f_2 = \frac{1}{T_2}$. La risoluzione è pari a $r = T_1 - T_2$. Gli oscillatori sono innescati rispettivamente dai due segnali di START e STOP i quali, a loro volta, fanno partire due contatori di periodi.

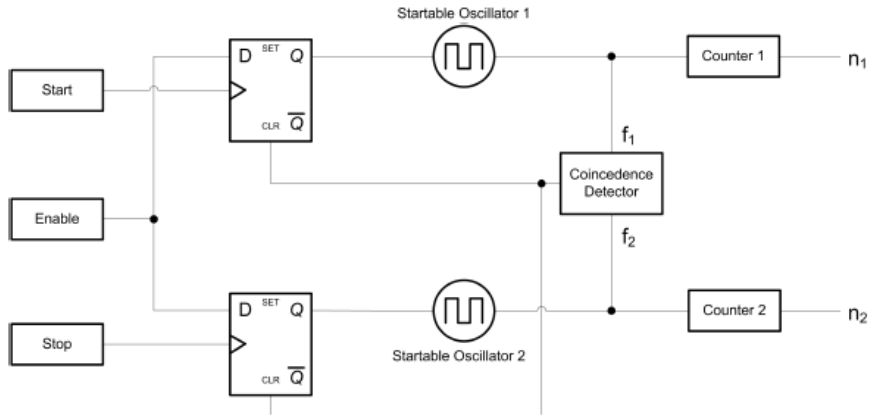


Figura 2.11: Circuito basato sul metodo Vernier

Se la frequenza dell'oscillatore nel canale di STOP è maggiore di quello del canale di START si avrà un istante temporale in cui le onde quadre, generate dagli oscillatori, sono in fase, ed è in questo momento che entrambi vengono disabilitati. Il numero rispettivamente memorizzato in ciascun contatore n_1 e n_2 , è poi usato per

calcolare la misura del tempo secondo l'equazione:

$$T = (n_1 - 1) \cdot T_1 - (n_2 - 1) \cdot T_2$$

La risoluzione e l'accuratezza possono essere elevate e dipendono dal jitter e dalla variazione di frequenza tra i due oscillatori.

Tapped Delay Line Esso utilizza una catena di ritardi formati da celle logiche elementari ciascun con ritardo pari a τ . Il tempo è misurato campionando gli stati delle celle mentre l'impulso viene fatto propagare all'interno di esse. Qui di seguito si è voluto mostrare una delle configurazioni possibili (figura 2.12) nella quale si fa uso di una serie di latch in cui viene fatto propagare il segnale di START. Il segnale di STOP, invece, essendo collegato al clock dei registri, determina l'istante di campionamento. In questo modo la misura viene calcolata sulla base del numero di celle (k) che sono state attraversate, $k \cdot \tau$.

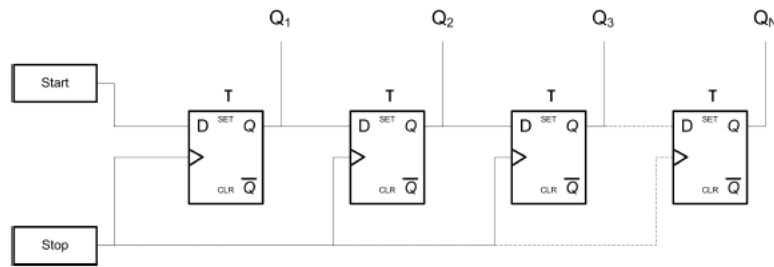


Figura 2.12: Esempio di circuito a latch basato sul Tapped Delay

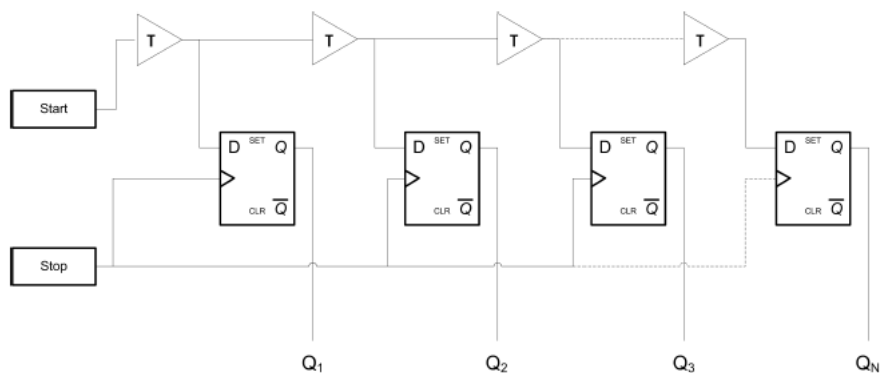


Figura 2.13: Esempio di circuito mediante l'utilizzo di buffer basato sul Tapped Delay

Una variante del Tapped Delay Line, come illustrato in figura 2.13, prevede l'utilizzo di una serie di buffer nei quali viene fatto propagare il segnale di START, le cui uscite sono campionate tramite dei registri, comandati da un segnale di STOP. Tale tecnica è basata su una linea di ritardi e permette di avere una conversione diretta di un formato temporale ad uno digitale, riducendo quindi il tempo morto al solo tempo di reset dei registri.

L'effetto della Media Ai fini di migliorare il single-shot resolution ($\pm LSB$) può essere utilizzata una media statistica a valle del campionamento. E' stato dimostrato che il miglioramento della risoluzione è relativo al numero di medie applicate pari a:

$$Resolution = \frac{\pm LSB}{\sqrt{N}}$$

La risoluzione è poi ulteriormente limitata dal rumore del sistema. Il problema principale è tuttavia il tempo impiegato per il calcolo statistico che rende inutilizzabile tale metodo dove nel quale è necessario un tempo di risposta molto breve.

2.3.5 L'influenza del target e del mezzo nella misura

L'attenuazione dell'aria è dovuta principalmente alle molecole di vapore acqueo e anidride carbonica, ma in condizioni normali tale diminuzione è molto bassa nel range di misura che va da qualche metro a qualche centinaio di metri. La principale causa di rifrazioni molecolari è la variazione di temperatura dell'aria e delle particelle. Le proprietà della superficie del target hanno un notevole impatto nel coefficiente di riflessione. In figura 2.14 possiamo osservare, infatti, i coefficienti di riflessione dei più comuni materiali, i quali vanno da circa il 2% (1,8%) per un corpo nero, a circa 1000% per un oggetto riflettente.

Material	Reflectivity [%]
White paper	~100
Dimension lumber(pine, clean, dry)	94
Snow	80-90
Newspaper with print	60
Beach sand	~50
Concrete	24
Asphalt	17
Black rubber	2
Opaque white plastic	110 (max.)
Reflecting foil 3M2000X	1250 (max.)

Figura 2.14: Coefficienti di riflessione di alcuni materiali alla lunghezza d'onda di 900 nm

Capitolo 3

Il Laser Scanner di Sicurezza



Figura 3.1: Laser Scanner di Sicurezza realizzato da Datalogic

3.1 Descrizione del Prodotto

Il laserscanner di sicurezza (fig. 3.1) è un dispositivo elettrosensibile di protezione (ESPE) che scansiona l'ambiente circostante in modo bidimensionale con raggi laser ad infrarossi. Con i raggi laser invisibili, esso crea un campo protetto che protegge l'area di pericolo e consente la protezione di zone e aree di pericolo e di accesso. Non appena un oggetto entra nel campo protetto, il laser scanner di sicurezza segnala il rilevamento mediante un cambiamento di segnale sull'uscita di sicurezza (OSSD). La macchina o la sua unità di controllo devono analizzare i segnali

in sicurezza (ad es. tramite un controllo di sicurezza o un relè di sicurezza) e uscire dallo stato pericoloso.

Il laser scanner di sicurezza funziona secondo il principio di misurazione del tempo di propagazione della luce. Esso emette impulsi luminosi a intervalli regolari e molto brevi. La luce che colpisce un oggetto viene riflessa e, una volta ricevuta, il laser scanner calcola la distanza dall'oggetto sulla base dell'intervallo tra il momento di trasmissione e quello di ricezione (δt).

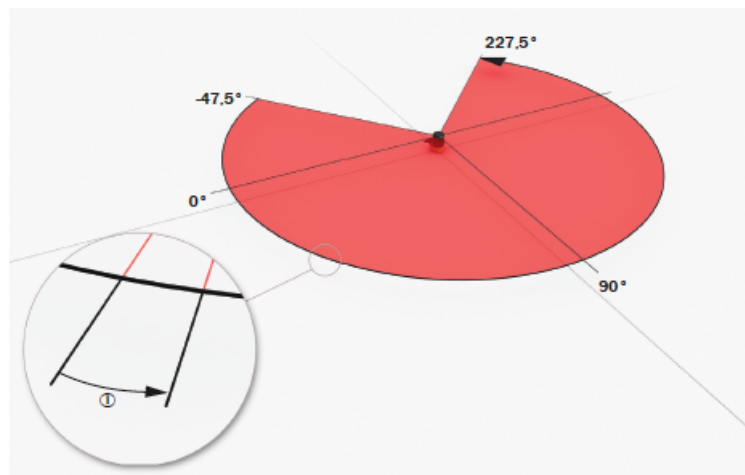
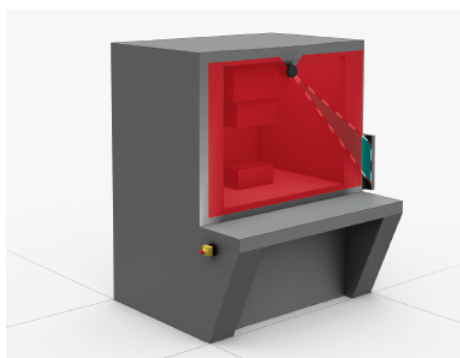


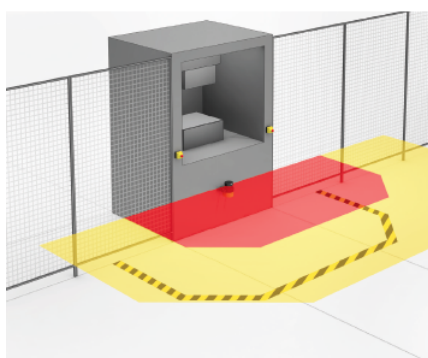
Figura 3.2: Zona scansata dal Laser scanner

All'interno del laserscanner di sicurezza è installato uno specchio rotante che devia gli impulsi luminosi in modo che scansionino una zona a ventaglio (Figura 3.2.) Il tempo che impiega lo specchio per compiere una rotazione è chiamato tempo di ciclo. Il numero di impulsi luminosi per ogni unità di tempo è costante ed in alcuni prodotti, oggi giorno sul mercato, è possibile modificare il tempo di ciclo, il quale varia il numero di impulsi luminosi per ogni rotazione dello specchio, producendo risoluzioni angolari differenti. Insieme alla risoluzione angolare si modifica anche la distanza operativa con una certa risoluzione dell'oggetto. La risoluzione dell'oggetto indica quali devono essere le dimensioni minime di un oggetto affinché venga rilevato in modo sicuro. Inoltre, con la modifica del tempo di ciclo scanner si producono tempi di risposta differenti. I raggi laser in uscita coprono una sezione angolare che varia da un prodotto all'altro tra un massimo di 275° ad un minimo di 180° in base alle esigenze del consumatore. Le frequenza di scansione è legata alla velocità di rotazione del motore ed alla risoluzione angolare. Il laser scanner di sicurezza è in oltre in grado di comunicare con una macchina tramite un ingresso e uscita locale OSSD (un'uscita di commutazione orientata alla sicurezza).

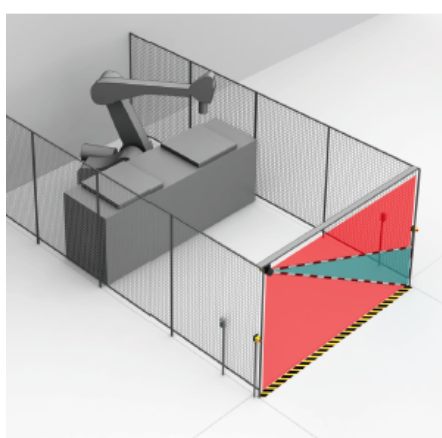
Durante il funzionamento, tale prodotto di sicurezza controlla con i raggi laser se



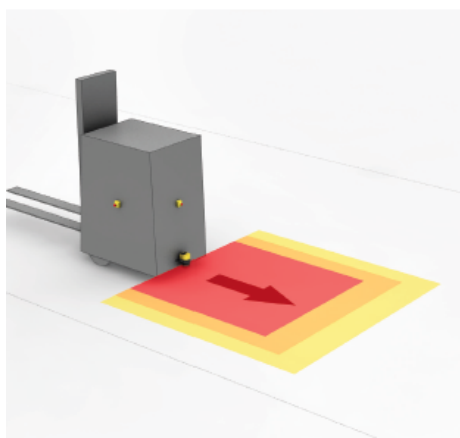
(a) Protezione dell'area di pericolo



(b) Protezione dei punti di pericolo



(c) Protezione di accesso



(d) Sorveglianza mobile delle zone di pericolo

Figura 3.3: Esempi di Applicazioni per Laser Scanner di Sicurezza

in una o più zone sono presenti persone o oggetti. Le zone da controllare vengono denominate campi. Nel caso più semplici si hanno due principali campi. Il campo protetto (quello più restrittivo) mette in sicurezza la zona di pericolo di una macchina o di un veicolo. Non appena il dispositivo elettrosensibile di protezione rileva un oggetto all'interno del campo protetto, esso commuta le rispettive uscite di sicurezza nello stato OFF. Questo segnale può essere utilizzato dagli elementi di comando collegati a valle per mettere fine allo stato pericoloso, ad esempio arrestando la macchina o il veicolo. Il campo di allarme, invece, sorveglia un'area più ampia del campo protetto. Con il campo di allarme possono essere innescate semplici funzioni di commutazione come l'attivazione di una spia di segnalazione o di un segnale acustico quando si avvicina una persona, ancora prima che la persona entri nel campo protetto. Alcuni esempi di applicazione di tali prodotti sono mostrati in figura 3.3.

3.2 Brevetti

All'interno di questa sezione si è voluto mostrare quali sono stati gli sviluppi tecnologici nella realizzazione di laser scanner di sicurezza nel corso degli ultimi 20 anni. Per farlo si sono analizzati brevetti appartenenti alle aziende che oggi dominano il mercato di tali strumenti di misura e sicurezza. In particolare, si è dedicato un maggiore interesse alla ricerca di nuovi algoritmi di misura del time of flight implementati su FPGA.

3.2.1 Correzione della distanza tramite larghezza dell'impulso [US 5,949,530]

Lo scopo di tale brevetto è quello di descrivere una logica di compensazione del tempo di salita dell'errore (che, come ricordiamo dal capitolo di teoria, è responsabile del walk error) mediante una funzione della dinamica del segnale, che tenga conto anche della variazione delle condizioni operative e della differente riflettività.

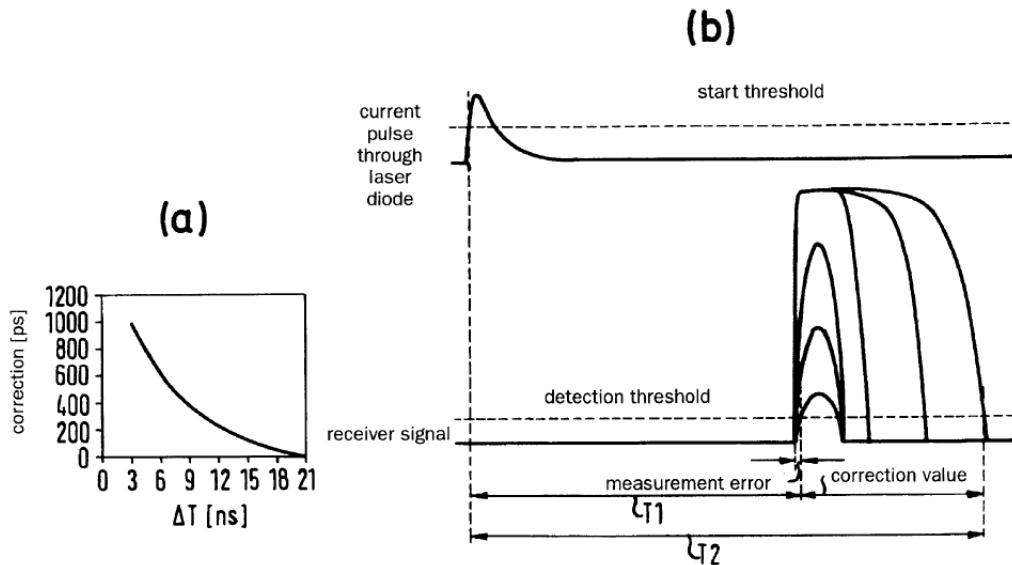


Figura 3.4: Correzione della misura mediante funzione errore

Inizialmente un oggetto avente differente riflettività viene sottoposto ad una prova di impulsi. In questo modo per una distanza fissa e nota si hanno, nel canale di ricezione, vari impulsi di dinamiche e forme diverse. Così è possibile memorizzare all'interno di un microprocessore la curva di errore rappresentata in figura 3.4 (a). A questo punto, tale curva può essere utilizzata per correggere la misura finale. Oltre

ad identificare il timing moment tra la salita dell'impulso e una determinata soglia T_1 , si misura anche il timing moment della discesa dell'impulso T_2 . In questo modo si può correggere la distanza finale R grazie ad una misura della dinamica dell'impulso:

$$R = [T_1 - \text{measurement error}] \cdot \frac{c}{2} = T_1 \cdot \frac{c}{2} - F(\delta t) \cdot \frac{c}{2}$$

dove F è l'errore di misura come funzione della larghezza dell'impulso, δt è la misura della larghezza dell'impulso, uguale alla differenza tra T_2 e T_1 , e c è la velocità della luce.

3.2.2 Analisi statistica mediante creazione di Istogrammi [US 8,384,883]

Anche se il suo utilizzo non è direttamente accostato ai laser scanner di sicurezza, tale brevetto rappresenta la prima vera spiegazione di un'analisi statistica degli impulsi ricevuti, mediante la costruzione di un istogramma di misura su FPGA.

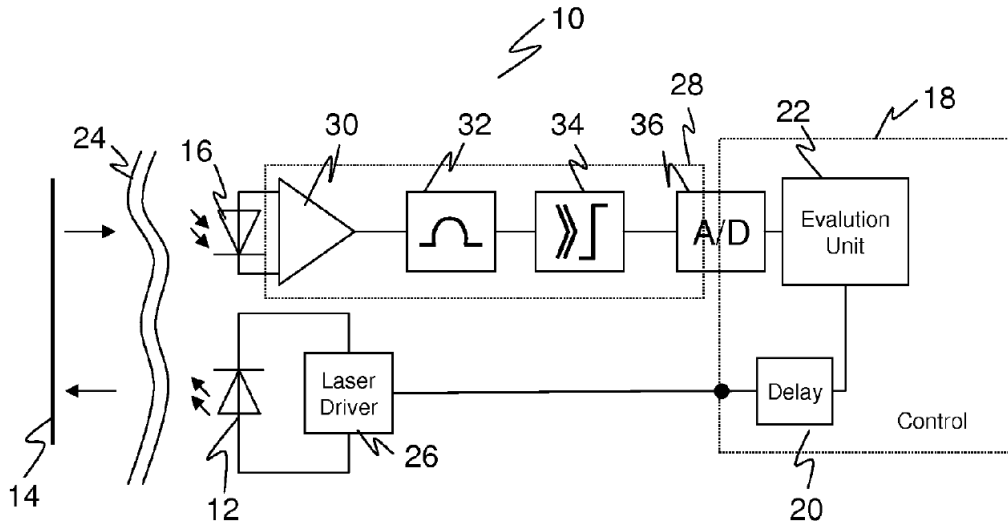
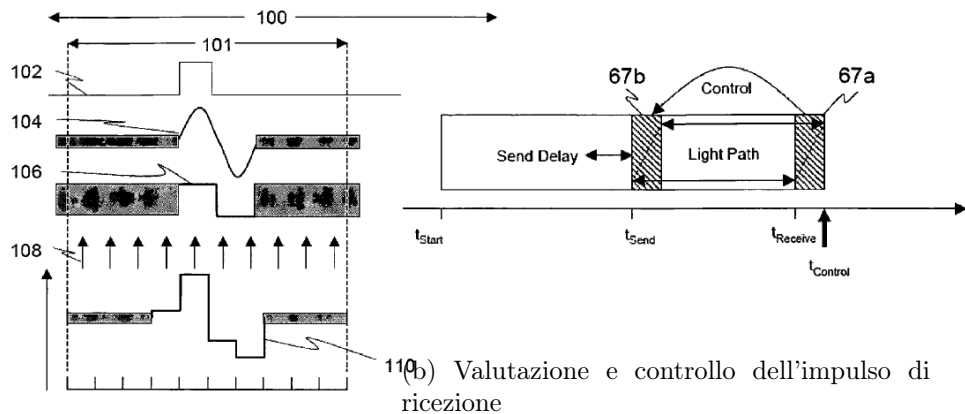


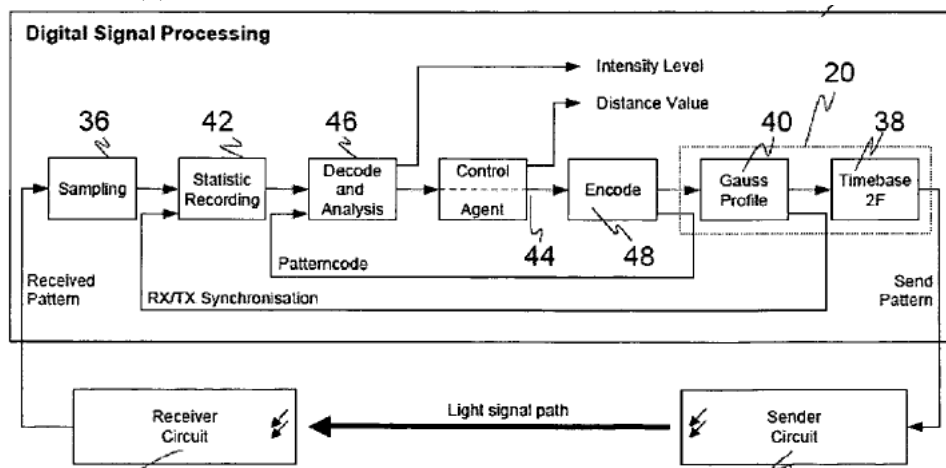
Figura 3.5: Struttura di ricezione e trasmissione degli impulsi descritta nel brevetto US 8,384,883

Come si può osservare in figura 3.5, la struttura di ricezione e trasmissione degli impulsi formata da un laser, un APD e un comparatore è simile a quella dei precedenti capitoli. Ad essa sono però aggiunti alcuni blocchi per la creazione e computazione di un istogramma. In particolare a valle del comparatore (30) è presente uno stadio

passabanda, il quale crea da un impulso singolo (102), un impulso bipolare (104), la cui dinamica è limitata dal successivo stadio di amplificazione-limitazione (106). L'ultimo stadio permette il campionamento e l'acquisizione dei campioni nell'FPGA (figura 3.6a). Esso viene realizzato con un semplice binarizzatore, il quale, con un sample rate di 2,5 ns crea una stringa binaria in corrispondenza degli istanti di campionamento (108). All'interno dell'FPGA un accumulatore provvede a sommare le varie stringhe, ciascuna corrispondente ad un impulso, creando l'istogramma (110) il cui valore medio, creato dalla presenza del rumore, è pari ad $\frac{n}{2}$ dove n è il numero di stringhe valutate, ovvero impulsi ricevuti. Il timing moment sarà quindi rappresentato dall'intersezione dell'istogramma con tale valore medio. Tuttavia a causa della limitata sample rate pari 2,5 ns non è possibile, almeno per il momento, avere una risoluzione elevata nel canale di ricezione.



(a) Segnale di ricezione



(c)

Figura 3.6: Schema a blocchi dell'algoritmo implementato all'interno dell'FPGA per migliorare la risoluzione

La figura 3.6c mostra i nuovi stadi, realizzati all'interno dell'FPGA, utilizzati per aumentare la risoluzione del sistema. Come si può osservare tale architettura prevede il controllo del circuito di trasmissione. E' quindi possibile controllare l'istante di invio degli impulsi, la cui risoluzione dipende da due PLL, i quali, lavorando a due frequenze diverse, sono in grado di raggiungere step temporali dell'ordine dei picosecondi. Per poter migliorare anche la risoluzione dell'impulso nel canale di ricezione si utilizza invece uno stadio di "control/agent". All'interno del blocco "control" viene calcolato a priori il $t_{control}$, il quale corrisponde ad un istante di campionamento nell'intorno del possibile impulso di ricezione. Si procede poi ad una fase di regolazione in retroazione mediante un anticipo o ritardo del tempo di invio t_{send} tale da fare coincidere l'istante di ricezione $t_{receive}$ con il $t_{control}$ (figura 3.6b). In condizioni stazionarie si avrà quindi che il valore di misura del tempo di vola sarà dato da $t_{control} - t_{send}$. Tale blocco tuttavia non lavora sull'intero range di misura, ma su un porzione più ridotta. Il compito di identificare tale finestra è dato dal blocco agent, il quale, tramite una pluralità di condizioni, individua potenziali impulsi di ricezione che mantengono sempre lo stesso timbro. In aggiunta alla misura del tempo, viene creata anche una stima dell'ampiezza dell'impulso. Essa viene calcolata utilizzando come sample-period la metà del tempo corrispondente allo zero-crossing dell'impulso e considerando nella misura anche le oscillazioni successive (figura 3.7).

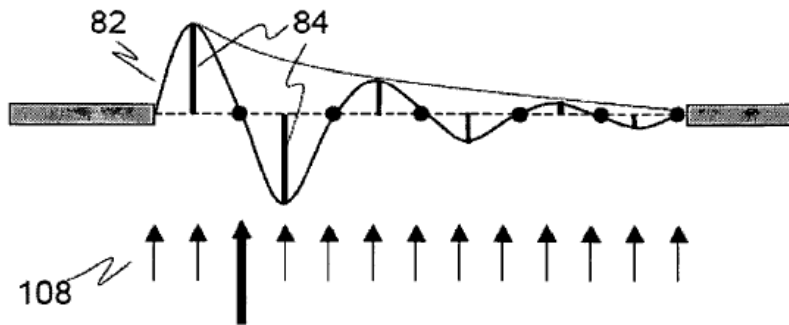


Figura 3.7: Calcolo dell'ampiezza dell'impulso

3.2.3 Miglioramento della risoluzione in ricezione attraverso una ripetizione di impulsi [US 8,488,110 B2]

All'interno di tale brevetto è descritto un nuovo metodo per aumentare la risoluzione del timing-moment dell'impulso di ricezione, utilizzando il blocco di controllo degli impulsi di trasmissione. Facendo riferimento alle figura 3.8, si può

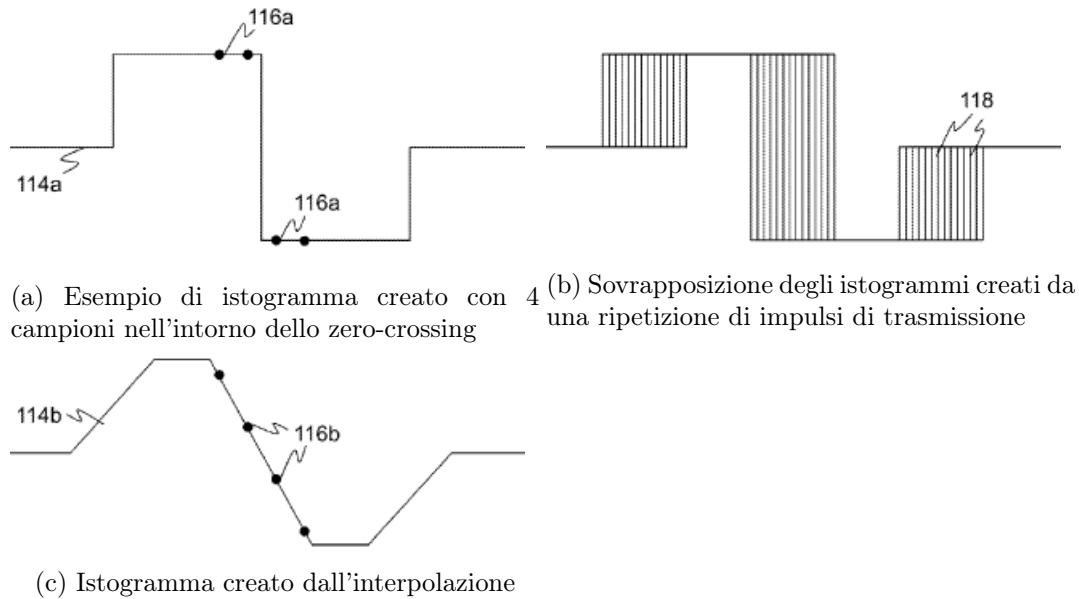


Figura 3.8: Segnali di ricezione dell'impulso in conformità con l'estensione dell'istogramma per l'interpolazione

osservare come un istogramma creato da un singolo impulso (figura 3.8a) abbia una risoluzione limitata dal convertitore analogico-digitale del canale di ricezione (considero un sample period di 2,5 ns). Aumentando però il numero di impulsi di trasmissione (per esempio 14, figura 3.8b) si può ottenere un'interpolazione dei campioni di trasmissione. In questo modo si può determinare con maggior risoluzione il timing-moment attraverso un'analisi di regressione lineare, rendendo quindi indipendente la risoluzione dell'istogramma e quella della misura. Si vuole ricordare come non vi siano problemi nell'aumentare la risoluzione degli impulsi di trasmissione in quanto si fa uso della rete a due PLL descritta in precedenza. In questo caso lo sfasamento minimo tra due impulsi consecutivi dovrà essere di $\frac{10}{14}ns$, in quanto, avendo 14 impulsi e 4 campioni, si ottiene una distensione temporale del segmento obliquo di $4 \cdot 2,5 = 10ns$.

3.2.4 Eliminazione del rumore tramite l'uso di due soglie [US 2015/0323654 A1]

Il problema principale che si incontra nella costruzione di un istogramma di misura utilizzando una molteplicità di impulsi (k) è quello di avere un livello di rumore pari a $\pm \frac{\sqrt{k}}{2}$ attorno al valore medio $\frac{k}{2}$, che potrebbe portare ad un'imprecisione di misura. Per poter rimediare a tale inconveniente, in tale brevetto, è spiegato un sistema di acquisizione dell'impulso con una doppia soglia.

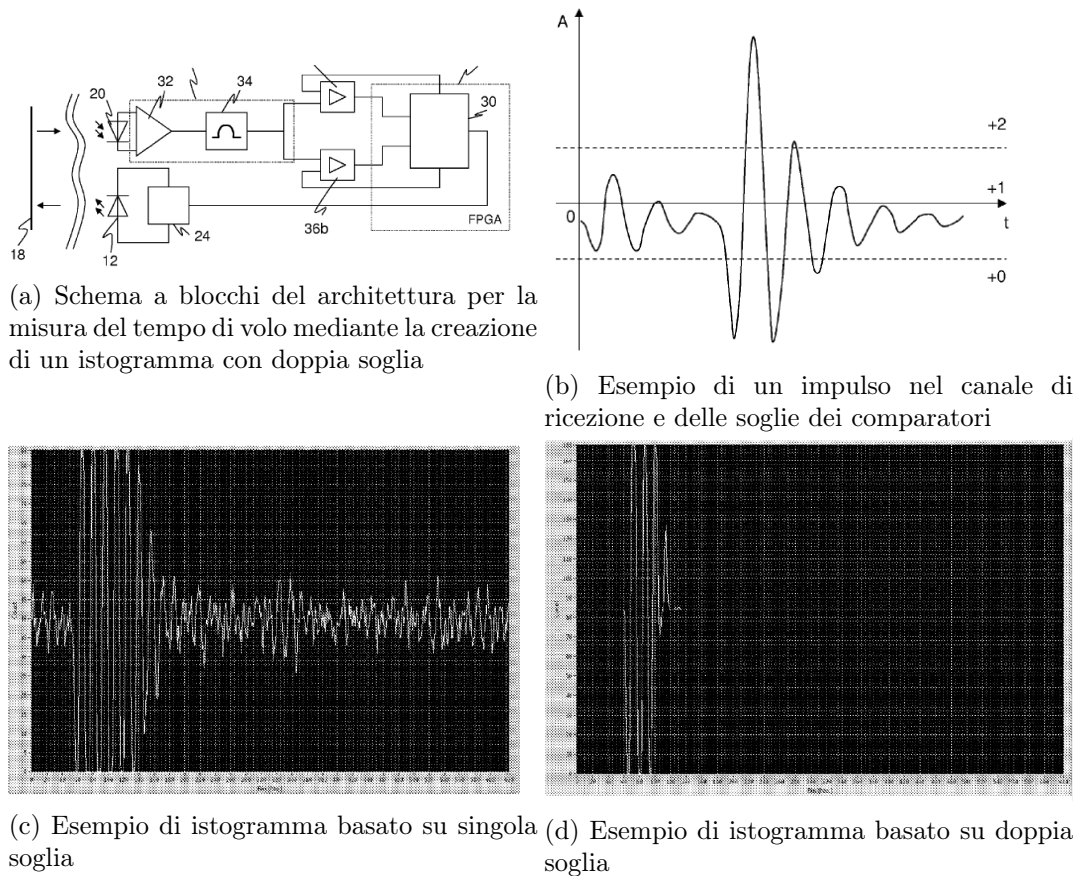


Figura 3.9

Come si può osservare dalla figura 3.9a nel canale di ricezione sono presenti due comparatori, ciascuno con una soglia diversa. In questo modo è possibile dividere l'asse verticale dell'impulso in tre zone (figura 3.9b) ciascuna delle quali contribuisce con tre pesi differenti (0,+1 e +2) ai rispettivi valori dell'istogramma. La figura 3.9c e 3.9d mostrano due esempi di istogramma. Nella prima, l'utilizzo di una catena di ricezione con soglia singola rende l'architettura sensibile al rumore, nella seconda, invece, si ottiene un istogramma privo di oscillazioni e con un nitido impulso, grazie all'utilizzo di più soglie. Per il calcolo della misura si è preso in considerazione solo il primo zero-crossing, non considerando le oscillazioni successive.

Tale principio, basato su una doppia soglia, può essere anche utilizzato per tarare la sensibilità dello strumento. Come mostrato in figura 3.10 all'aumentare del valore delle soglie si osserva una diminuzione della sensibilità dello strumento il quale costruisce l'istogramma in presenza di un valore maggiore di ampiezza del segnale ricevuto.

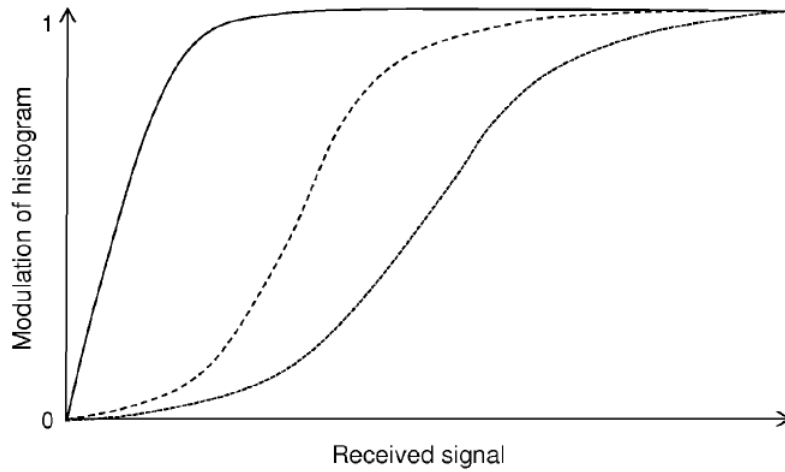


Figura 3.10: Curva di riempimento dell'istogramma in funzione dell'ampiezza del segnale ricevuto e del valore delle soglie, il quale determina la sensibilità del canale di ricezione

3.2.5 Prima applicazione dell'algoritmo basato su istogrammi in un Laser Scanner [US 9,383,200B2]

Utilizzando l'ordine cronologico in cui sono stati pubblicati i brevetti, si è osservata una prima applicazione del principio di costruzione degli istogrammi al Laser Scanner di Sicurezza nel brevetto numero US 8,488,110 B2, proposto il 21 ottobre 2011 e pubblicato il 5 luglio 2016. A conferma di ciò, in esso è descritto il medesimo stadio di pre-processing analogico descritto nel precedente capitolo e il blocco di valutazione e calcolo della misura realizzato su FPGA (32).

L'oggetto di tale brevetto è anche quello di analizzare approfonditamente la relazione tra numero di impulsi, risoluzione angolare e profondità di campo, le quali sono legate direttamente alla frequenza del motore e alla profondità statistica. Quest'ultima risulta essere il parametro principale in quanto esso rappresenta il numero di impulsi presenti all'interno della risoluzione angolare e su cui si basa l'analisi statistica per il calcolo della misura. In figura 3.11b possiamo osservare come sia possibile rimuovere parte del rumore aumentando la profondità statistica. Inoltre, ciò permette anche di aumentare il range di misura, poiché target più lontani, più soggetti al rumore a causa della bassa riflettività, sono più facilmente individuabili. Il range di misura è anche legato alla risoluzione angolare. Come si può osservare dal confronto realizzato in figura 3.11c, se si decide infatti di aumentare la risoluzione angolare, la profondità statistica si riduce a parità di frequenza di emissione. Ciò determina quindi una riduzione dell'SNR che determina, secondo quanto spiegato precedentemente, una

riduzione del range di misura. L'ultima illustrazione, 3.11d, spiega inoltre come la frequenza di emissione degli impulsi laser, determini la risoluzione angolare e range a parità di profondità statistica. Analizzando il diagramma in alto a destra, si osserva come, volendo mantenere costante la risoluzione angolare, in seguito al diminuire della frequenza di impulso, ne derivi inevitabilmente una diminuzione del range di misura. Viceversa, se si vuole mantenere costante il range di misura (figura in basso a sinistra) è necessario aumentare la risoluzione angolare.

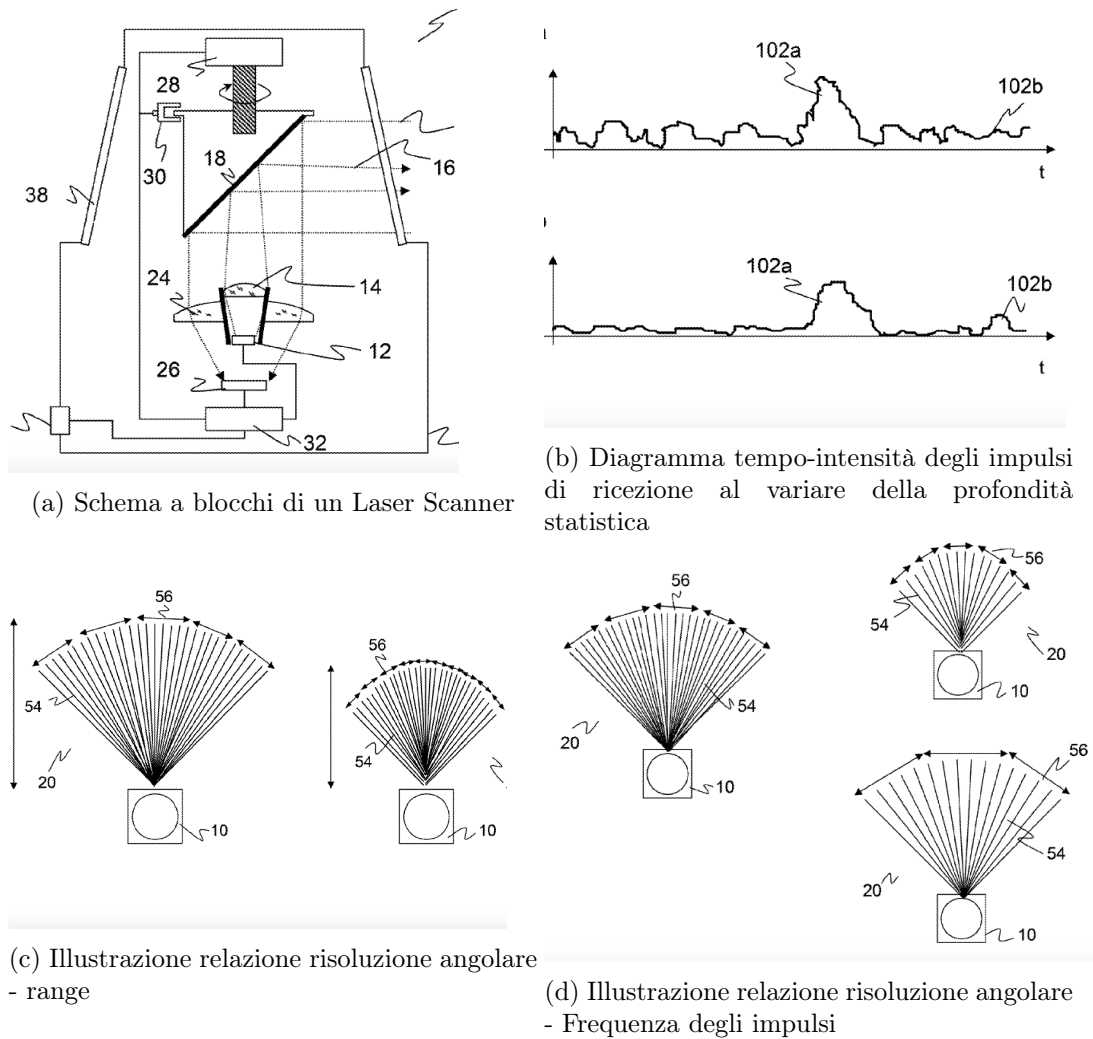


Figura 3.11

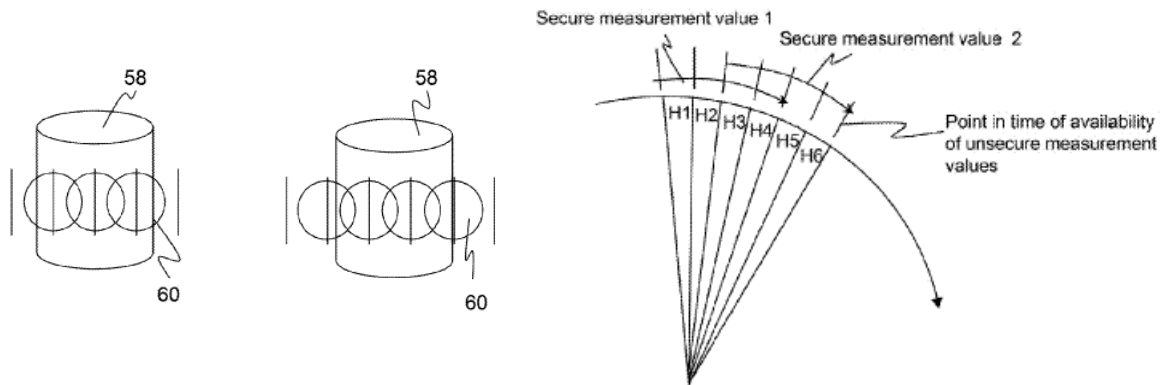
Di seguito si vuole illustrare un altro problema relativo alla potenza di ritorno dell'impulso. La condizione necessaria per poter rilevare un oggetto nella finestra di risoluzione del laser è che più impulsi colpiscano l'oggetto. Tuttavia, se si utilizza il metodo tradizionale, basato sulla valutazione di un singolo impulso, si dovranno

considerare validi solamente impulsi che colpiranno l'oggetto nella sua totalità, in quanto un impulso che colpirà parzialmente l'oggetto verrà scartato. In figura 3.12a si vuole mostrare un esempio di utilizzo di single-pulse su un oggetto di prova. Nel primo caso, il target non verrà rilevato poiché viene colpito da un solo impulso. Nel secondo caso invece, l'oggetto verrà individuato poiché almeno due impulsi sono valutati. Il vantaggio nell'utilizzo della tecnica basata su multi-impulso permette di non avere una potenza minima di ritorno del segnale, ma ciascun impulso contribuirà alla creazione dell'istogramma. Facendo riferimento quindi alla medesima figura, entrambi gli oggetti verranno identificati.

Il collo di bottiglia di tale tecnica, però, risiede nel tempo di creazione e valutazione dell'istogramma, il quale occupa un determinato periodo all'interno di ciascun angolo di risoluzione. Ciò limita quindi la sicurezza del dispositivo aumentando la possibilità di non identificare un oggetto. Utilizzando però più di una memoria per la creazione dell'istogramma (figura 3.12c) si potrà creare una pipeline che diminuirà l'angolo di risoluzione del laser scanner. In particolare, considerando il caso con due memorie, mentre la prima è impiegata per collezionare impulsi, la seconda inizierà a memorizzare nuovi impulsi, aumentando quindi la risoluzione angolare e mantenendo invariata la risoluzione statistica. Il caso ideale si ha in presenza di cinque memorie poiché l'unità logica di valutazione dell'istogramma è sequenzialmente impiegata e non vi è un reale tempo morto. In questo modo si ha una massimizzazione dell'energia trasmessa e un miglioramento della risoluzione angolare.

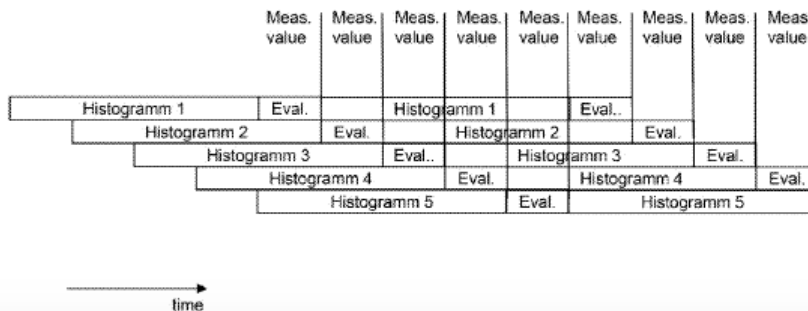
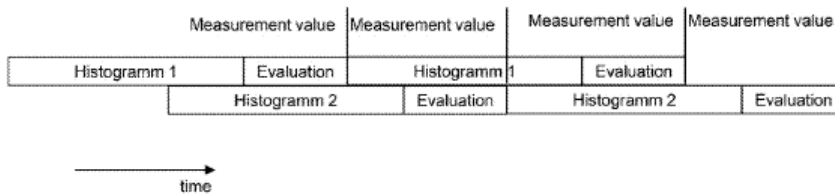
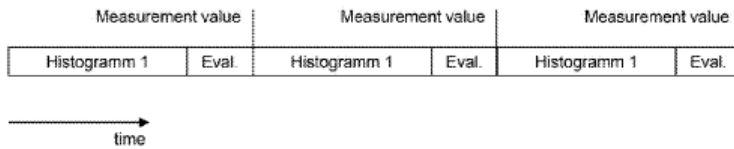
Utilizzando la relazione spiegata precedentemente, al posto di aumentare la risoluzione angolare possiamo utilizzare il vantaggio dato dalla pipeline di istogrammi per ridurre la frequenza di invio degli impulsi per soddisfare requisiti di protezione ottica, oppure aumentare la potenza del segnale e quindi il range di misura.

Come si è detto precedentemente, per poter identificare un oggetto, è necessario che almeno due consecutivi istogrammi con una determinata profondità statistica possano essere considerati validi. Tuttavia, anche impulsi con una una profondità statistica inferiore possono essere utilizzati per una non-sicura misura. Quest'ultima può essere utile qualora vi sia la necessità di identificare oggetti con una risoluzione inferiore allo standard di sicurezza, 30-50-70 mm. In figura 3.12b si vuole mostrare un esempio nello spazio bidimensionale di quanto appena enunciato. In esso gli istogrammi H1-H2-H3-H4, sono utilizzati per una prima misura sicura con un angolo di risoluzione di $0,5^\circ$ mentre H3-H4-H5-H6 per la seconda. All'interno di tale angolo vi sono però molteplici misure non-sicure ma adatte alla identificazione di target più piccoli, con una risoluzione di $0,1^\circ$.



(a) Esempio di incidenza degli impulsi su un target di riferimento

(b) Esempio bidimensionale per la costruzione degli istogrammi



(c) Illustrazione temporale per la creazione di istogrammi mediante 1, 2 o 5 memorie

Figura 3.12

3.2.6 Seconda applicazione dell'applicazione di algoritmo basato su istogrammi [US 9,383,201 B2]

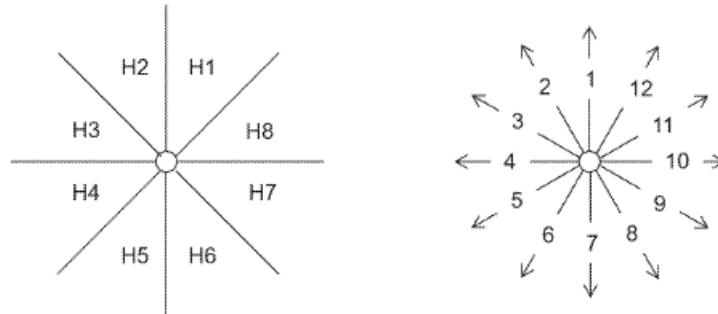


Figura 3.13: Esempio bidimensionale di suddivisione in settori dell'ambiente circostante al laser scanner

L'obiettivo di tale brevetto è quello di completare la descrizione precedente, basata sulla creazione di istogrammi attraverso la valutazione di più impulsi, considerando anche più periodi di misura, intesi come rotazioni del motore. Inoltre si vuole anche fare una digressione sulla velocità di rotazione del motore, sul tipo di memorie e sulla loro capacità minima.

In figura 3.13 a sinistra viene rappresentato un esempio puramente illustrativo di suddivisione dello spazio bidimensionale intorno al laser scanner in settori, ciascuno corrispondente ad un istogramma. A destra invece, è mostrata la direzione e il numero degli impulsi laser, per sottolineare come tale valore sia indipendente dalle sezioni all'interno delle quali viene creato l'istogramma.

In figura 3.14 viene invece illustrata la valutazione di ciascun impulso secondo l'ordine temporale, il quale è suddiviso in periodi di rotazione del motore. Nel primo caso viene mostrato il funzionamento tradizionale, uno-a-uno, in cui ciascun singolo impulso è relativo ad un singola memoria e ciò si ripete periodo per periodo. In questo caso, l'istogramma verrà costruito solamente in periodi successivi al primo, e non in funzione della posizione o dell'angolo. Nel secondo caso, invece, viene descritto un esempio di riempimento dell'istogramma basato su tre impulsi spazialmente successivi e all'interno dello stesso periodo. A discapito di una riduzione della risoluzione angolare. l'istogramma viene riempito più velocemente, poiché sono necessari 3 periodi, rispetto al caso precedente in cui erano necessarie il doppio delle rotazioni del motore. Nella terza tabella viene infine mostrato il caso in cui istogrammi spazialmente vicini hanno in comune il primo e l'ultimo impulso. Così facendo ciascun impulso può contribuire a due istogrammi diversi, aumentandone la risoluzione angolare.

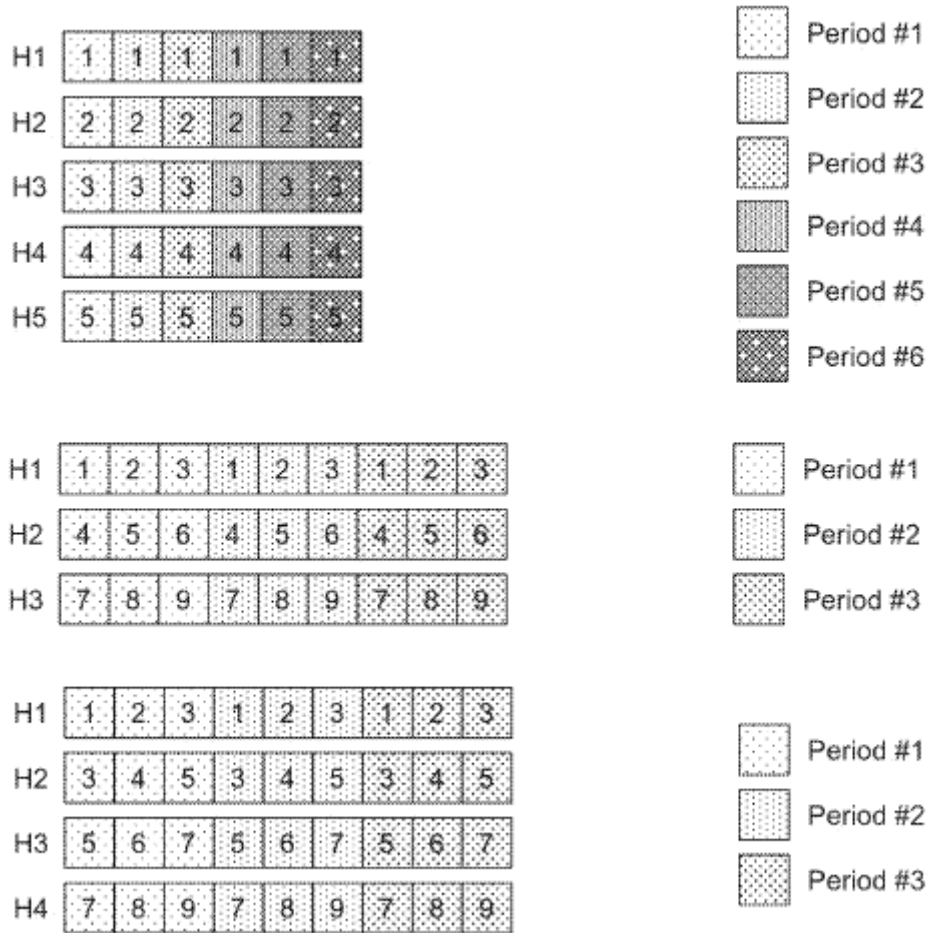


Figura 3.14: Illustrazione della suddivisione degli impulsi ricevuti in più memorie di istogrammi e più periodi, intesi come rotazione del motore

Come si può osservare nelle precedenti figure, gli istogrammi sono valutati dopo successivi periodi. Quindi si può anche pensare di creare gruppi di impulsi in cui istogrammi appartenenti allo stesso gruppo sono valutati contemporaneamente all'interno dello stessa rotazione del laser-scanner. Ripartizionando quindi la loro valutazione su più periodi, e non all'interno dello stesso, si ha una diminuzione della latenza dovuta ad una valutazione degli istogrammi nello stesso periodo di rotazione. Tale tecnica basata su più periodi aumenta di conseguenza il tempo di risposta del sistema, ma permette anche il funzionamento del laser scanner in condizioni non favorevoli come in presenza di pioggia, impurità nell'aria o neve. Per sopperire all'aumento del tempo di risposta, si può pensare di aumentare la velocità di rotazione del motore. Se infatti si considera il caso di associazione uno-a-uno (N_{pulse}^{period}) (primo caso, figura 3.14), con un frequenza di rotazione pari a 333Hz (f_{rot}) e 30 impulsi di

valutazione (SD), quindi 30 periodi di rotazione, si ottiene un tempo di risposta pari (T_{risp}) a 90 ms:

$$T_{risp} = \frac{1}{f_{rot}} \cdot \frac{SD}{N_{pulse}^{period}} = \frac{1}{333} \cdot \frac{30}{1} = 90ms$$

Tuttavia elevate velocità richiedono una elevata complessità meccanica e di controllo, ma considerando la medesima profondità statistica pari a trenta impulsi, collezionati a gruppi di 3 ogni periodo di rotazione (caso 2 e 3, figura 3.14), si può ottenere un tempo di risposta paragonabile con una velocità di rotazione inferiore pari a 111 Hz e 30 periodi di valutazione.

$$T_{risp} = \frac{1}{111} \cdot \frac{30}{3} = 90ms$$

Nell'implementazione più generale, gli impulsi di ricezione possono essere accumulati in un memoria FIFO in cui l'impulso più lontano nel tempo viene rimosso. Considerando un angolo di 275° e un'emissione di un impulso ogni $\frac{1}{8}^\circ$ si hanno un totale di 2'200 misure in un periodo. Per un istogramma a 1024 valori (quindi 1024 bits) formato mediante assegnamento uno-a-uno si dovrà avere una capacità di memoria pari a

$$30periodi \cdot 1 \frac{bit}{bin} \cdot 2200 \frac{misure}{periodo} \cdot 1024 \frac{celle}{misure} = 64.5Mbit$$

Nel secondo caso invece con una sovrapposizione zero degli impulsi, in cui si forma l'istogramma in sette periodi successivi e in 3 bit per cella dell'istogramma, è sufficiente una capacità di memoria inferiore e pari a

$$7periodi \cdot 3 \frac{bit}{bin} \cdot 2200 \frac{misure}{periodo} \cdot 1024 \frac{celle}{misure} = 45.1Mbit$$

3.2.7 Algoritmo per l'identificazione di un soft object [US 8,902,409 B2]

Un laser-scanner può e deve essere in grado di fornire un corretto funzionamento non solo in luoghi chiusi, ma anche in ambienti esterni. Esso deve essere quindi adatto ad ambienti contaminati in cui oltre al target, sono presenti i cosiddetti hard e soft objects. I primi sono oggetti con un corpo rigido e possono essere veri e propri target oppure interferenze come neve, pioggia, schegge o chicchi di polvere. Come mostra l'immagine in alto in figura 3.15, hanno una risposta impulsiva al

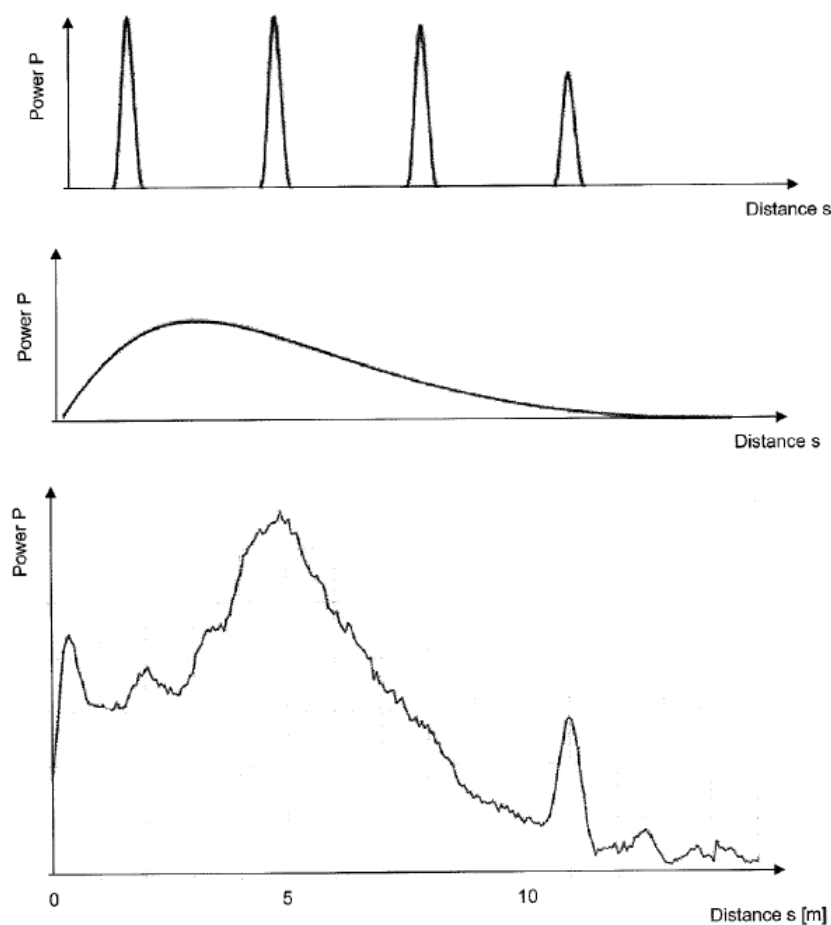


Figura 3.15: Esempio ideale del segnale ricevuto da un hard object, da un soft object e da entrambi

segnale di trasmissione e sono quindi identificabili con degli impulsi. Diversamente i soft-object come la nebbia, fuliggine o polveri sottili creano un segnale più diffuso e meno ampio, chiamato anche opacità (seconda immagine in figura 3.15). Quindi se procediamo a combinare le due precedenti immagini otterremo un tipico caso di funzionamento di un laser-scanner che ha il compito di rilevare hard-object in presenza di soft-object.

In figura 3.16 si può osservare come l'architettura sia leggermente cambiata dai precedenti articoli. In particolare si può notare come sia presente un duplexer, il quale ha il compito di creare due canali di ricezione, ciascuno con un range di frequenza diverso. Nel primo canale sono presenti le componenti ad alta frequenza le quali sono private di soft-object attraverso un'operazione di filtraggio, mentre nel secondo un amplificatore procede ad adattare la dinamica del segnale per poter poi

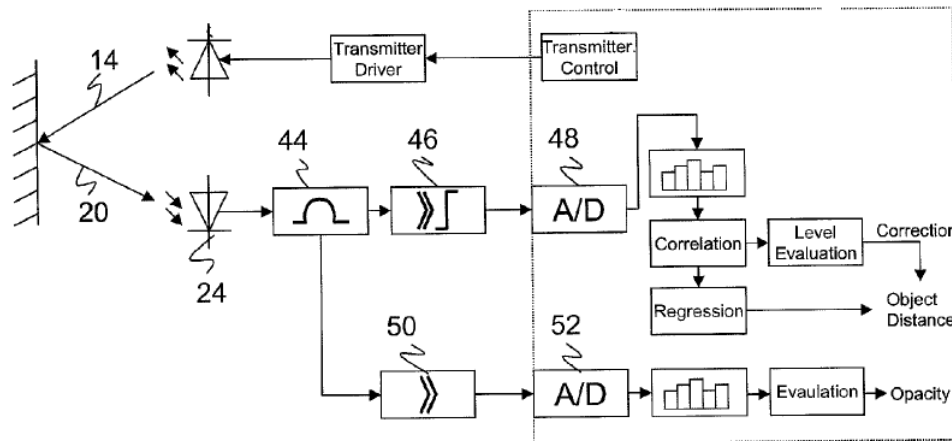


Figura 3.16: Schema a blocchi dell'algorithmo

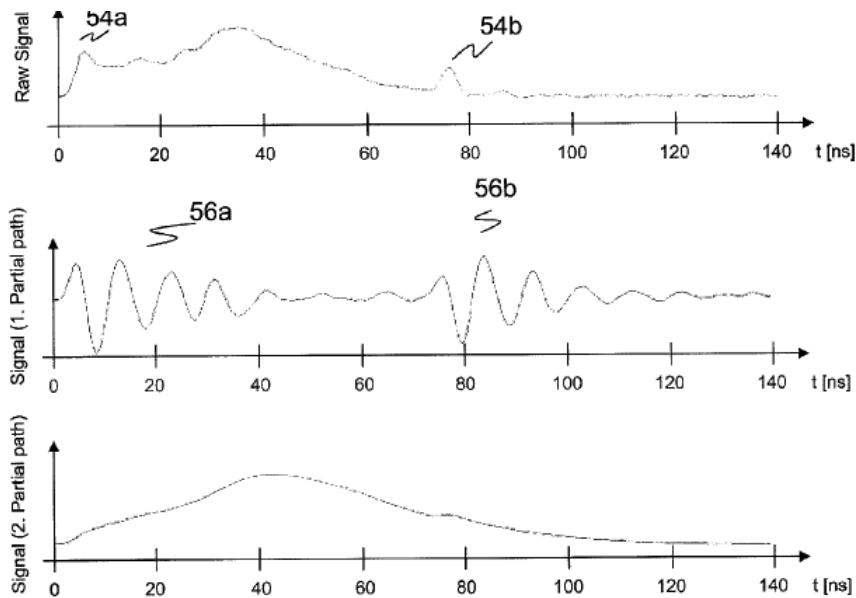


Figura 3.17: Esempi di segnale provenienti da diversi tipi di target

essere campionato all'interno dell'FPGA. Il Raw Signal in figura 3.17 rappresenta un tipico esempio di funzionamento in cui è presente un target reale (54b) ed un target fittizio (54a) rappresentato da un fiocco di neve, in aggiunta all'opacità creata dalla nebbia. Il canale ad alta frequenza provvederà ad eliminare l'opacità e a creare un segnale bipolare in presenza di hard objects (56 a-b) come descritto nei precedenti brevetti, per poter poi valutare lo zero-crossing all'interno dell'FPGA. Si vuole precisare che tale architettura non esclude l'utilizzo di un metodo multi-pulse per la costruzione del segnale quindi, anche in questo caso, la soglia dello zero-crossing

sarà ricreata dal rumore ed avrà un valore pari ad $\frac{n}{2}$. Nel canale a bassa frequenza, invece, un processo di integrazione provvede a definire il grado di opacità, per poter essere messo in relazione con la distanza degli hard-object secondo modelli più o meno complessi in relazione alle risorse computazionali. Tuttavia, a causa della bassa potenza riflessa e dell'effetto di media statistica, tale potenza può non essere sufficiente per poter identificare un soft-object. Quindi, è opportuno selezionare una differenza di profondità statistica per i due canali di ricezione. In particolare per il primo canale sarà mantenuta una risoluzione angolare di circa $0,5^{\circ}$ - 1° , mentre per il secondo canale essa potrà essere aumentata a 10° , basandosi sull'assunzione che l'opacità rimanga invariata all'interno di bassi step angolari.

3.2.8 Pulse Averaging method [EP 1972961 B1]

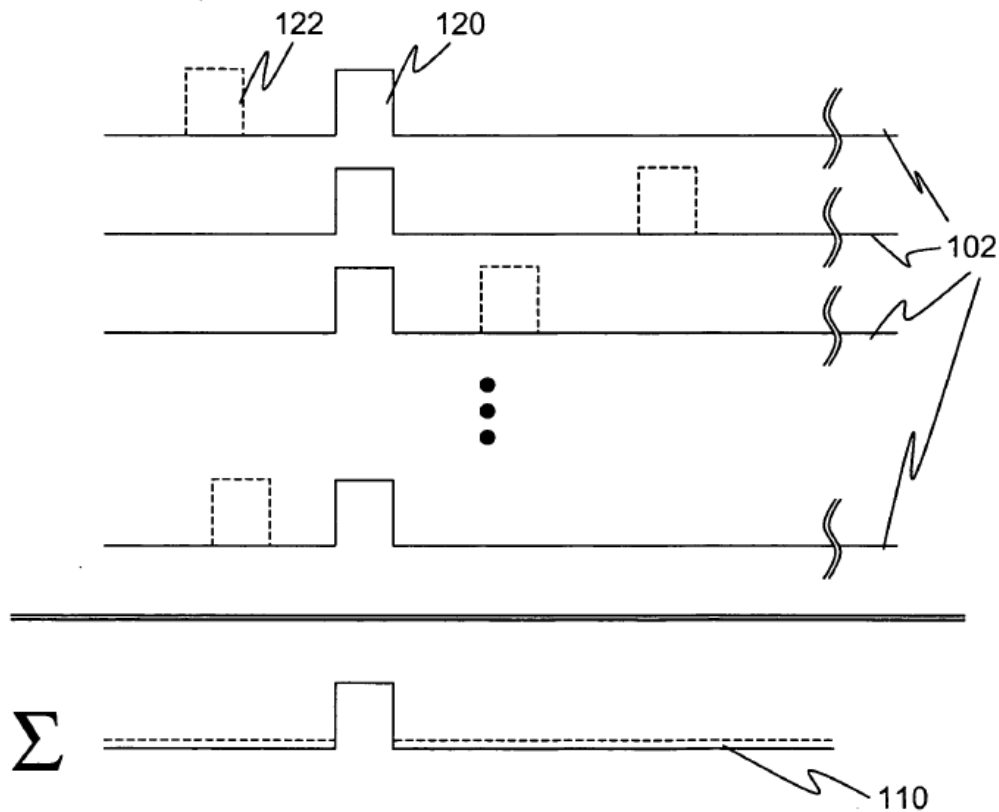


Figura 3.18: Pulse Averaging Method

Il seguente metodo fa riferimento ad una tecnica di eliminazione delle interferenze mediante la creazione di istogrammi, combinata però con l'aggiunta di uno

sfasamento noto dell'impulso di trasmissione. L'architettura mostrata nei precedenti articoli permette, infatti, di ottenere il controllo dell'impulso di trasmissione, essendo tale blocco di generazione del ritardo realizzato all'interno dell'FPGA.

In figura 3.18 viene mostrato il caso in cui si è in presenza di un target fisso (120) ed una interferenza (122). Grazie all'utilizzo di molteplici impulsi di trasmissione, ciascuno con un ritardo noto a priori, si può arrivare ad eliminare l'interferenza sommando gli istogrammi relativi a ciascun impulso. Il risultato finale (120), sarà quindi composto da un valore costante di rumore in aggiunta all'impulso del target.

3.3 Laser Scanner presenti nel mercato

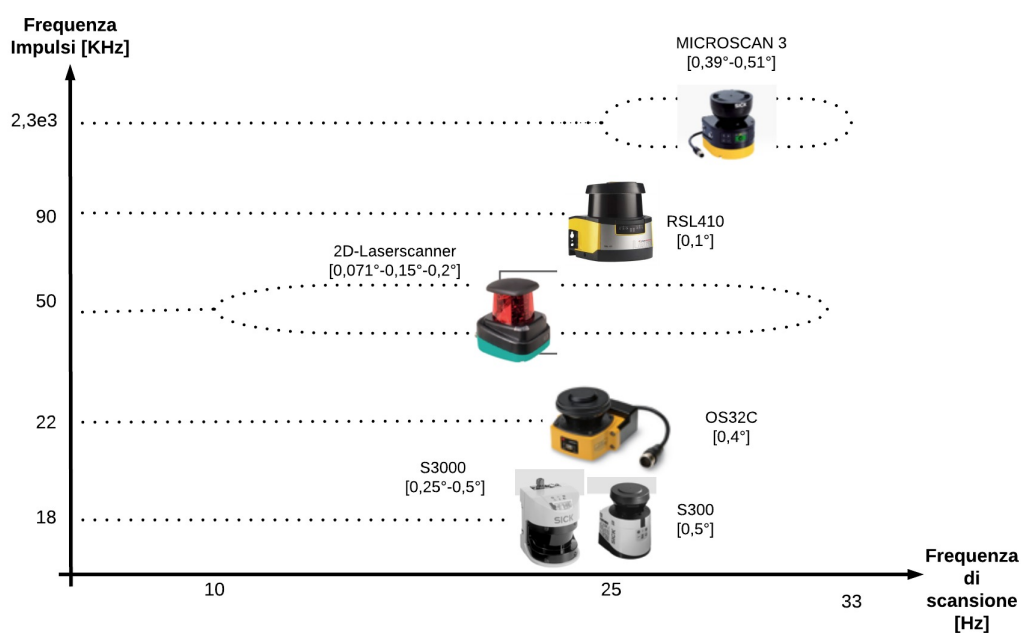


Figura 3.19: Diagramma degli attuali Laser Scanner presenti nel mercato

In questa sezione si è voluta dare una panoramica dei più importanti Laser-Scanner ad oggi sul mercato, sottolineandone le caratteristiche principali quali risoluzione, frequenza di emissione (dove presente nei datasheet), frequenza di rotazione, angolo di scanning, consumo e potenza di emissione. Con l'aiuto del grafico in figura 3.19 possiamo osservare come, per i più importanti laser-scanner del

marcato, il range di frequenze di scansione vari dai 10 a 33 Hz mentre per quanto riguarda la frequenza di emissione degli impulsi laser si ha un minimo di 18 KHz fino ad arrivare ad un massimo di 2,3 MHz. Grazie a questi due parametri, con l'aggiunta della risoluzione angolare, è stato quindi possibile definire il numero di impulsi emessi in uno step angolare per poter capire dove poteva essere presente un algoritmo di analisi statistica per la stima della distanza.

Il prodotto OS32C, lanciato sul mercato dall'azienda OMRON, come definito dalle specifiche, ha una frequenza di scansione pari a 25 Hz ed una risoluzione angolare pari a 0,4°. Considerando almeno 1 impulso in ciascun step angolare, possiamo dichiarare almeno una frequenza di emissione di 22,2 KHz. Leggermente più elevata, circa 50 KHz, è quella del laser scanner appartenente all'azienda tedesca Pepperl-Funchs, il quale possiede 3 angoli di risoluzione 0,071°-0,15°-0,2° impostabili manualmente attraverso la velocità di rotazione opportuna, 10-20-30 Hz. Lauze Electronic con il prodotto RSL410 propone invece una frequenza di scansione pari a 25 Hz con un angolo di 0,1°, quindi, considerando almeno 1 impulso per risoluzione angolare, si ottiene circa 90 KHz come frequenza di emissione. L'S300 e l'S3000, appartenenti all'azienda SICK, da decenni presente nel mercato di laser-scanner di sicurezza, sono rispettivamente un laser scanner di misura e uno di sicurezza. Entrambi hanno una frequenza di rotazione pari a 25 Hz, e un angolo risoluzione pari a 0,5° per l'S300 e 0,25°-0,5° per l'S3000. Avanzando l'ipotesi di almeno 1 impulso per step angolare si può considerare una frequenza di trasmissione pari ad almeno 18 KHz. Recentemente, invece, la stessa SICK ha lanciato sul mercato un nuovo prodotto chiamato Microscan3 nel quale è stata dichiarata una frequenza di rotazione pari a 25 o 33 Hz, in base alla risoluzione angolare di 0,39° o 0,51°. L'azienda ha definito un numero di impulsi pari a qualche migliaio per angolo di scanning, quindi supponendo 100 impulsi per angolo di risoluzione, si può dedurre che la minima frequenza di emissione degli impulsi sia pari a:

$$f_{tx} = \frac{360}{0,51} \cdot \frac{33}{1000} \cdot 100 = \frac{360}{0,39} \cdot \frac{25}{1000} \cdot 100 \simeq 2,3 MHz$$

La lunghezza d'onda del laser, invece, si attesta, per tutti i prodotti, a 905 nm, eccetto nel Microscan3, il quale fa uso di un laser a 845 nm.

Per quanto riguarda il consumo di potenza del laser, è bene fare un confronto fra due prodotti Sick per poter definirne anche le caratteristiche in termini di SNR. La potenza media dichiarata dalla casa costruttrice per l'S300 si attesta su 3,42 mW (\bar{P}). Quindi, considerando ancora valida l'ipotesi di almeno un impulso per risoluzione angolare di 0,5°, quindi 720 impulsi in un giro (N_{period}^{pulse}), una frequenza di

rotazione pari a 25 Hz (f_{rot}) e una durata dell'impulso pari a 5,5 ns (t_{on}), possiamo dichiarare un potenza di picco dell'impulso non superiore a 35,5 W (\hat{P}).

$$\hat{P} = \frac{\bar{P}}{DC} = \frac{\bar{P}}{f_{rot} \cdot N_{period}^{pulse} \cdot t_{on}} = \frac{3,42e^{-3}}{25 \cdot 720 \cdot 5,5e^{-9}} = 34,5W$$

Per quanto riguarda invece il Microscan3 viene dichiarata un potenza media pari a 9,2 mW e una larghezza di impulso pari a 4 ns. Supponendo, secondo le ipotesi espresse precedentemente, una frequenza di emissione pari a 2,3 MHz, possiamo dedurre che, in questo caso, la potenza di picco sia ridotta a 1 W.

$$\hat{P} = \frac{9,2}{2300 \cdot 4} \cdot 1000 = 1W$$

I precedenti calcoli, a parità di condizioni operative e di rumore, potrebbero portare a un elevato abbassamento dell'SNR, rispetto al caso precedente, con un incremento quindi delle interferenze di segnale. Volendo effettuare di seguito una valutazione numerica, considero un valore della potenza ricevuta in watt (P_r) pari a :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \delta}{(4\pi)^3 R_t^2 R_l^2 L}$$

dove

P_t Potenza di picco in trasmissione in watt

G_r Guadagno ricevitore

G_t Guadagno trasmissione

λ Lunghezza d'onda in metri

δ Radar Cross Section in metri quadri

L Fattore generale di perdita del sistema e della propagazione

R_r Distanza dal trasmettitore al target

R_l Distanza dal ricevitore al target

Nella precedente relazione la potenza di picco trasmessa è l'unico parametro di confronto fra i due Laser Scanner di Sicurezza:

$$P_r = K \cdot P_t$$

Da ciò deriva il seguente rapporto segnale rumore (SNR):

$$SNR \equiv \frac{P_r}{P_N} = \frac{K}{P_N} \cdot P_t = K_n \cdot P_t$$

con P_N potenza totale di rumore all'uscita del ricevitore che può essere considerata costante.

Nei precedenti casi si ottengono quindi i seguenti SNR:

$$\begin{cases} \text{SNR}_{S300} = 34,5K_n \\ \text{SNR}_{\text{Microscan3}} = K_n \end{cases}$$

Tuttavia considerando il rapporto segnale rumore espresso in termini di media (μ) e deviazione standard (δ), e tenendo conto della relazione espressa nei precedenti capitoli tra deviazione standard e numero di campioni utilizzati per la media statistica (N), si deduce quanto segue:

$$\begin{cases} \text{SNR}_{\text{Microscan3}} \equiv \frac{\mu}{\delta} \\ \text{SNR}_{\text{Microscan3}}^{100\text{pulses}} = \frac{\mu}{\delta} \cdot \sqrt{N} = \frac{\mu}{\delta} \cdot 10 \end{cases}$$

dove $\text{SNR}_{\text{Microscan3}}$ rappresenta il valore dell'SNR relativo al prodotto Microscan3 considerando il singolo impulso, mentre $\text{SNR}_{\text{Microscan3}}^{100\text{pulses}}$ è relativo all'elaborazione statistica di 100 impulsi sul medesimo prodotto. Dai precedenti calcoli si deduce quanto segue:

$$\text{SNR}_{\text{Microscan3}}^{100\text{pulses}} = 10K_n \rightarrow \text{SNR}_{S300} = 3,5 \cdot \text{SNR}_{\text{Microscan3}}^{100\text{pulses}}$$

Da tali considerazione si deduce che la riduzione dell'SNR, per un singolo impulso, del laser scanner Microscan3 rispetto all'S300 è di circa 34,5 volte. Considerando invece un numero di impulsi di elaborazione statistica pari a 100, si ottiene che il reale abbassamento dell'SNR è pari a 3,5 volte. Al fine di ottenere il medesimo SNR sarebbe quindi necessario un numero di impulsi pari a 1190.

Capitolo 4

Multi-Pulse Algorithm per creazione di un istogramma di misura

4.1 Considerazioni preliminari

Memori delle precedenti considerazioni su brevetti e prodotti appartenenti ad altre aziende produttrici di laser scanner, si è voluto dedicare tale sezione all'analisi delle motivazioni che hanno portato all'implementazione della nuova architettura per la misura della distanza all'interno del Laser Scanner.

Inizialmente si è voluto focalizzare l'attenzione sul metodo di costruzione degli istogrammi di misura delineato nel brevetto US8,383,883 precedentemente descritto, cercando di ricreare nell'ambiente Simulink (fig 4.1), una simulazione dell'algoritmo. Come condizioni operative si è ipotizzata una frequenza di emissione degli impulsi pari 400KHz e una velocità di rotazione del motore di 27,7Hz, ipotesi del tutto accostabile al normale funzionamento di un laser scanner. In questo modo, all'interno di un angolo di risoluzione pari a $0,1^\circ$ possiamo caratterizzare 4 impulsi per una analisi statistica. Al fine di ricreare le condizioni operative dell'algoritmo illustrato nel brevetto appena citato si è costruito un PWM attraverso l'intersezione di una forma d'onda triangolare e di un segnale costante a cui è stato sovrapposto un errore casuale, per creare del rumore. Successivamente si è proceduto a campionare con un sample period pari a 2,5ns tale forma d'onda. Il risultato espresso in figura 4.2 mostra il medesimo risultato illustrato nel brevetto, con la differenza di un impulso unipolare poichè non è stata effettuata nessuna operazione di filtraggio. In esso possiamo osservare come, in corrispondenza di 2 V, pari alla metà della profondità

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN ISTOGRAMMA DI MISURA

statistica, si ottenga lo zero-crossing dell'istogramma coincidente con il tempo di volo.

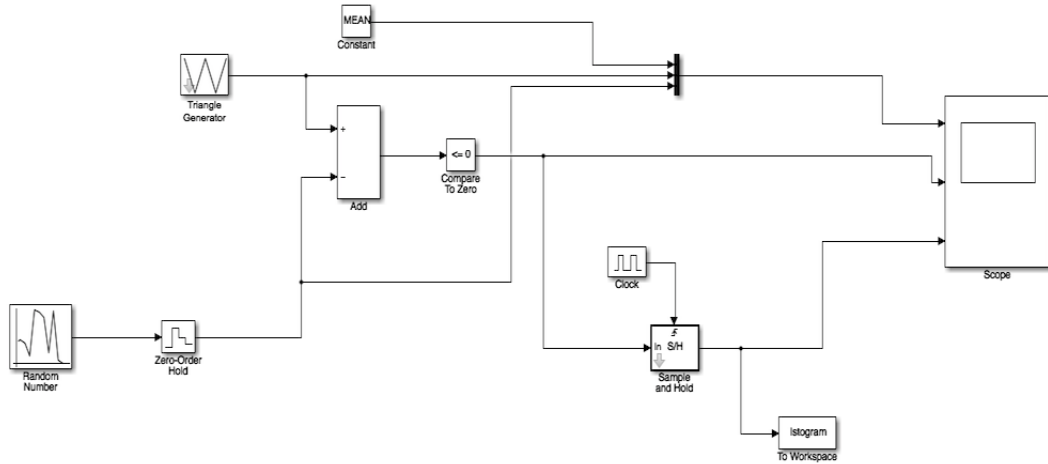


Figura 4.1: Algoritmo di misura descritto nel brevetto US8,383,883 in ambiente Simulink

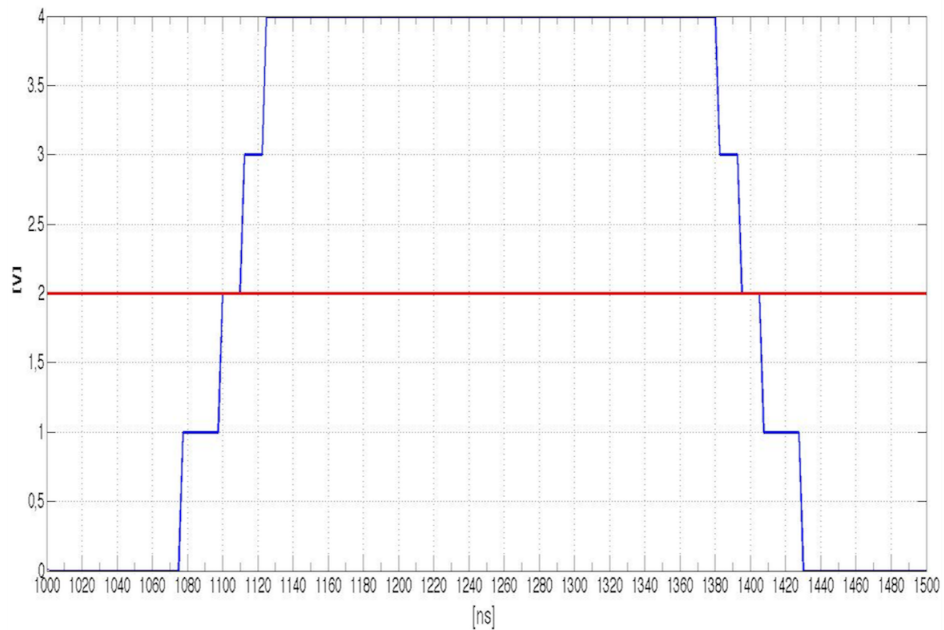


Figura 4.2: Istogramma realizzato a partire da 4 impulsi unipolari

L'implementazione di un algoritmo di questo tipo avrebbe però richiesto, come espresso nei brevetti, una specifica architettura di acquisizione degli impulsi.

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN ISTOGRAMMA DI MISURA

Avendo voluto concentrare l'argomento di tesi allo sviluppo di un algoritmo limitato all'implementazione su FPGA, si è deciso di non modificare l'attuale parte analogica per l'acquisizione degli impulsi ma di ricreare, all'interno dell'FPGA, un ambiente simile a quello visto nei brevetti per poterne valutare le prestazioni.

Per prima cosa si è passati a decidere le specifiche in termini di range di misura. Il laser Scanner, infatti, oltre alla distanza minima richiesta dalle specifiche di sicurezza variabili dai 4m-5,5m, può essere utilizzato per range di misura superiori, all'interno dei quali può essere impostato un campo di allarme. E' stata quindi scelta una distanza massima pari a 150m, la quale corrisponde ad un tempo di ascolto per l'impulso di ricezione pari a 1 us, essendo c velocità della luce nel vuoto:

$$T_{ascolto} = Range \cdot \frac{1}{c} \cdot 2 = 1us$$

Di conseguenza la massima frequenza di funzionamento del dispositivo sarà pari a 1 MHz.

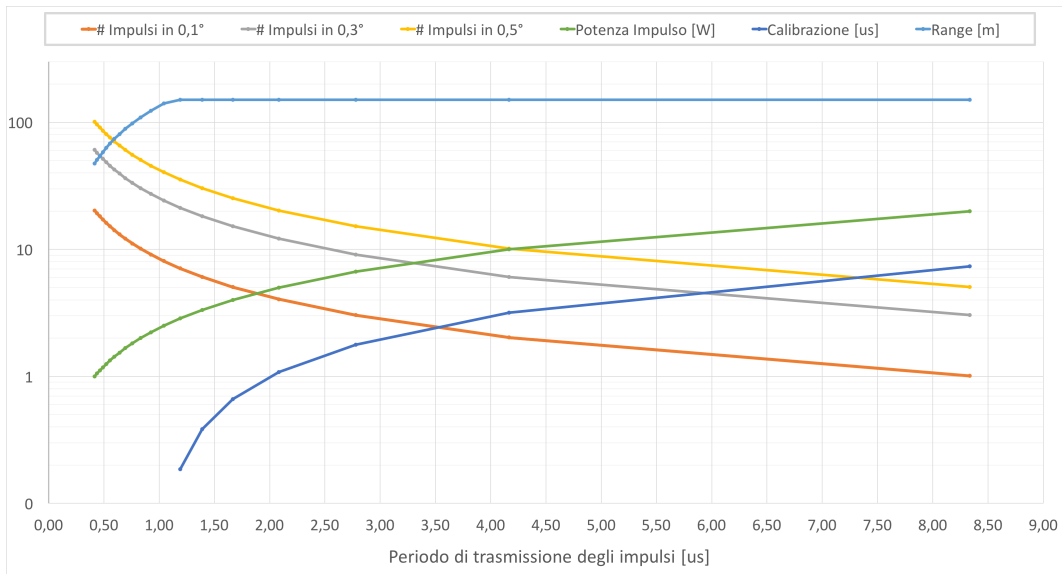


Figura 4.3: Profondità statistica in funzione del periodo di emissione degli impulsi e alla risoluzione angolare

Grazie al grafico in figura 4.3 è stato possibile ottenere una panoramica delle possibili scelte architetturali. In corrispondenza del minimo periodo di campionamento di 1 us, si ottengono un numero di impulsi pari a 8, 24 e 40, rispettivamente per una risoluzione angolare di 0,1°, 0,3° e 0,5°. In questo caso sarà possibile avere un numero di impulsi sufficienti per avviare un'analisi statistica,

tuttavia, non sarà possibile riservare del tempo per la calibrazione del laser-scanner (argomento di cui si approfondirà nelle pagine seguenti) e nemmeno avere un'elevata potenza di picco dell'impulso, rendendo la misura soggetta alle interferenze. Alla frequenza minima, corrispondente al periodo massimo di 8,3 us, tempo necessario per una rotazione di 0,1° con una frequenza di rotazione del motore pari 33 Hz, la situazione è complementare. In corrispondenza di tale periodo, infatti, si avrà un solo impulso di misura in 0,1°, 3 in 0,3° e 5 in 0,5°, con un tempo per la calibrazione pari a 7 us, e una potenza di impulso massima, pari a 20 W. Come è facile notare, tale condizione non risulta essere favorevole ad una analisi statistica a causa del basso numero di impulsi. Fra queste due situazioni limite vi sono varie condizioni di lavoro che permettono un trade-off tra profondità statistica, potenza, range e tempo per la calibrazione. Memori della relazione tra l'errore di misura e il numero di impulsi $N: \frac{1}{\sqrt{N}}$, espressa nel capitolo di teoria, un risultato ottimale, in queste condizioni, può essere raggiunto in corrispondenza di 1,67us, dove si hanno 5 impulsi di misura per 0,1°, una potenza pari a 4 W e un tempo di calibrazione pari a 662 ns.

4.2 Ambiente di sviluppo Lattice Diamond

L'ambiente di sviluppo di cui si è fatto uso durante il lavoro di tesi appartiene all'azienda americana Lattice Semiconductor. Di seguito si vuole illustrare il dataflow di progettazione che si è utilizzato durante la fase di sviluppo dell'algoritmo di misura (figura 4.4).

Inizialmente, sulla base delle risorse disponibili, si è proceduto alla scrittura del codice VHDL e del relativo test-bench. Il tutto è stato poi sottoposto ad una fase preliminare di verifica attraverso la visione delle forme d'onda realizzate attraverso il software di Design creation e simulation Windows based Active-HDL. Una volta verificato il corretto funzionamento si è passati all'inserimento degli eventuali moduli IPexpress, unità logiche di proprietà Lattice, come RAM o PLL. Successivamente, si è utilizzato il software Synplify Pro per tradurre il register-transfer-level design in un process-specific, gate-level netlist. In questa fase di sviluppo viene costruita la gerarchia del progetto ed possibile visualizzare il numero delle risorse all'interno di ciascun livello di design.

La seconda parte di progettazione prevede l'identificazione dei timing e l'assegnazione di particolari zone all'interno dell'FPGA al fine di ottimizzare il successivo processo di Place and Route. Ciò significa che andranno dichiarati eventuali clock di sistema, definito il design di alcune aree dell'FPGA e localizzati i pin esterni.

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN ISTOGRAMMA DI MISURA

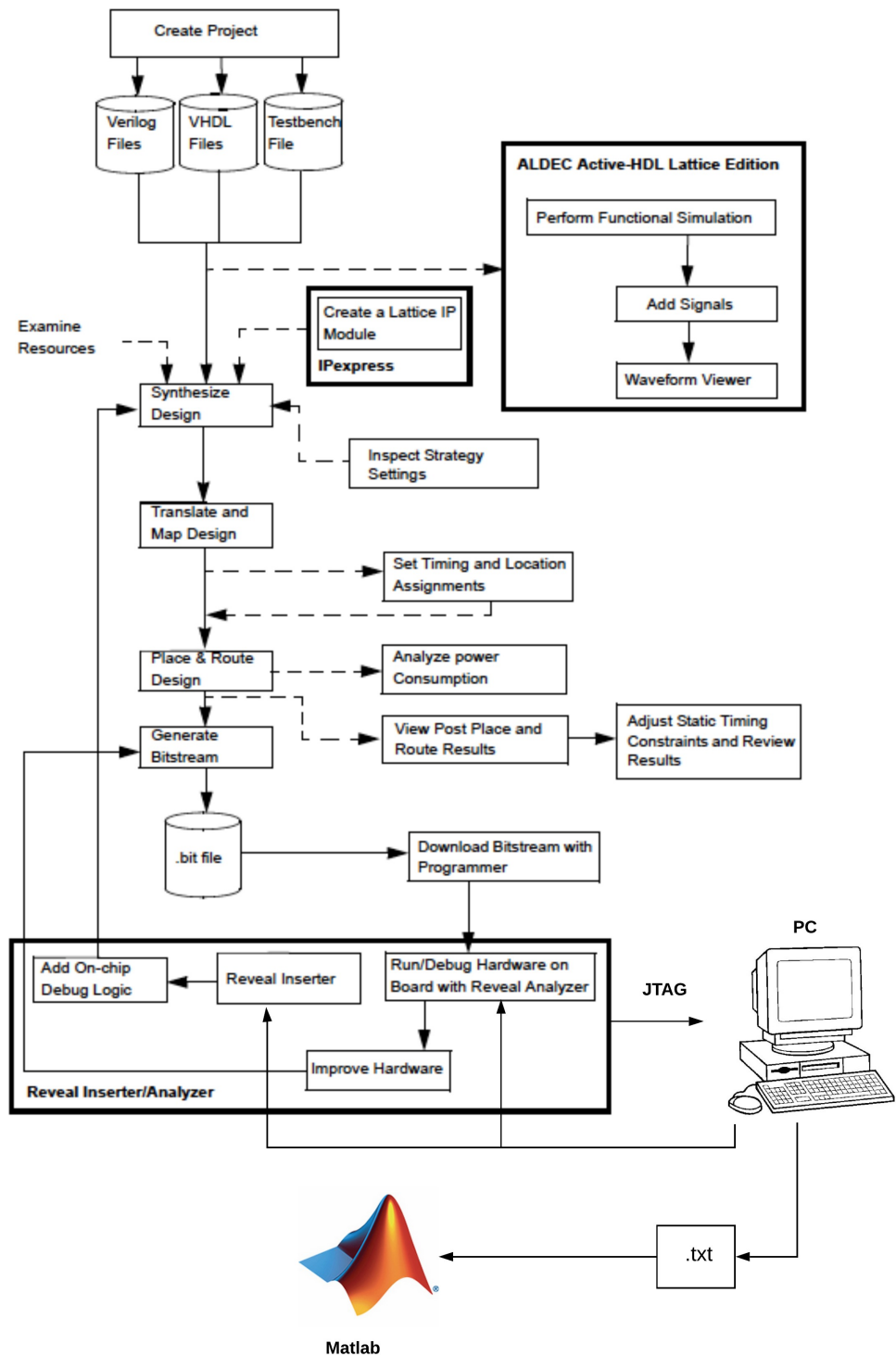


Figura 4.4: Lattice Data Flow

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN ISTOGRAMMA DI MISURA

La parte seguente è risultata essere la più critica dell'intero processo di sviluppo in quanto, attraverso un'analisi dei Timing (STA-"Statistic time analysis"), si è verificato che i vincoli delle tempistiche all'interno dell'FPGA vengano rispettate. Infine si è creato il file .bit contenente il bitstream ed utilizzato un programmatore JTAG per fare l'upload all'interno dell'FPGA.

Arrivati a questo punto si vuole descrivere la parte finale di progettazione, costituita dalla fase di debug dell'architettura attraverso i due tool messi a disposizione da Lattice: Reveal Inserter e Reveal Analyzer. Il primo permette l'instanziamento di uno o più core di debug, all'interno dei quali si dovranno specificare le net che si vorranno visualizzare, e le condizioni di trigger. Esso modifica quindi il routing interno dell'FPGA in modo tale da creare le connessioni necessarie per il debug dei segnali desiderati, dando la possibilità all'utente di osservarne il comportamento. Una volta raggiunta la condizione di trigger, il valore delle linee viene salvato in un buffer e trasferito poi dall'FPGA al PC attraverso una porta JTAG, per poi essere visualizzato attraverso la GUI del tool Reveal Analyzer.

Tale processo appena descritto permette sia una verifica del corretto funzionamento dell'architettura, sia un controllo della precisione della singola misura. Tuttavia, per poter avere un numero di dati sufficienti per un'elaborazione statistica si è reso necessario trovare un metodo per analizzare in tempi brevi un numero superiore di risultati. È stato quindi realizzato uno script matlab in grado di estrapolare da un file di testo, in cui erano state salvate precedentemente le forme d'onda attraverso Reveal Analyzer, i risultati di misura. Inoltre per poter avere un numero maggiore di risultati si è creato un segnale di enable, per salvare i dati unicamente a valle delle elaborazioni di misura. Grazie alla simulazione in figura 4.5 si possono osservare i tre segnali a cui si è fatto riferimento: il clock utilizzato per il campionamento della catena JTAG, il segnale OK utilizzato come enable al campionamento, e la misura finale.

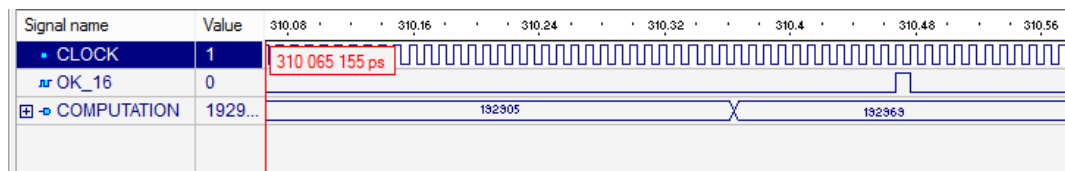


Figura 4.5: Clock-Segnale di enable per la cattura dei risultati-Risultato Finale di misura

La famiglia di FPGA utilizzata, prodotta dalla Lattice Semiconductor, è la ECP5/ECP5-5G. Tale device possiede elevate performance in termini di numero

di DSP, porte SERDES ad alta velocità, interfacce sincrone e fabbricazione economica. Tale caratteristiche sono state raggiunte attraverso un design che sfrutta una tecnologia a 40 nm, rendendo il dispositivo facilmente integrabile, con una elevata velocità di calcolo ed adatta ad applicazioni low-cost. La famiglia ECP5/ECP5-5G può utilizzare fino a 85 mila look-up-tables (LUTs), a seconda della tipo di device e supporta fino a 365 user I/Os. Essa offre anche fino a 156 18x18 moltiplicatori in un ampio range di porte parallele I/O. La fabbricazione, inoltre, è stata ottimizzata in termini di consumo e potenza ed ha reso possibile l'inserimento di memorie SRAM riconfigurabili, memorie distribuite ed embedded, Phase-Locked-Loop (PLLs), Delay-Locked-Loop (DLLs) e sysDSP.

Il modello utilizzato durante il periodo di tesi è l'LFE5U-45F-6MG285I, il quale possiede le seguenti risorse:

- 44K LUTs
- 108 Kb sysMEM Blocks
- 1944 embedded memory
- 351 Distributed RAM bits (Kb)
- 72 18x18 Moltiplicatori
- 4 PLL
- 285-balls
- Grado di velocità 6 (basso)
- Classe Industriale

4.3 Multi-Pulse ToF Engine

4.3.1 Introduzione

L'architettura realizzata con il nome di Multi-Pulse ToF Engine è un IP Core specializzato per l'implementazione su dispositivo FPGA ECP5 Lattice della misura del tempo di volo di un segnale LASER. Il core genera i segnali di pilotaggio di un diodo Laser, riceve il segnale di ritorno a 1 bit condizionato dal circuito esterno di preamplificazione, effettua una analisi statistica su una base di campioni e applica un algoritmo che estrae la misura in picosecondi del tempo di volo del segnale emesso sulla base delle tarature inserite in fase di calibrazione. Il principio utilizzato

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

per la misura del tempo di volo, alla base dell'acquisizione statistica è la tecnica del TDC lineare realizzato mediante catena di elementi di ritardo integrati nell'FPGA e caratterizzati per il particolare dispositivo.

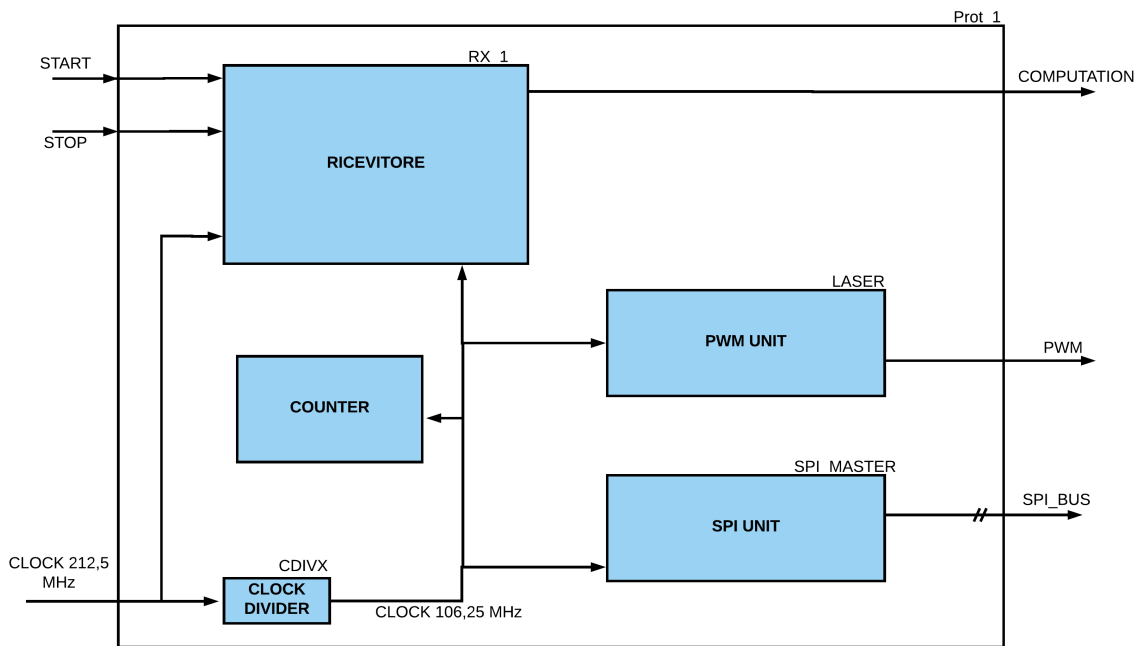


Figura 4.6: Multi-Pulse ToF Engine Architecture - Top

L'Engine fornisce il valore del ToF attraverso l'analisi statistica di prefissato numero di impulsi, campionati mediante un TDC lineare costituito da una catena di elementi di ritardo. La precisione è dipendente dal numero di campioni inclusi in ogni singola misura e cresce al loro aumentare. Il numero di impulsi e la distanza temporale tra un impulso e il successivo determinano il tempo di integrazione della misura. Il numero di impulsi è programmabile tramite apposito registro. Le caratteristiche del dispositivo FPGA e le specifiche del progetto non hanno permesso di realizzare una singola catena TOF che potesse catturare il segnale su tutto il periodo prefissato (corrispondete al doppio del tempo di volo della luce). E' quindi stata realizzata una catena a copertura limitata e sono state scelte delle opportune frequenze del clock di campionamento per suddividere l'intervallo della misura in finestre adiacenti. Il ciclo di clock in cui cade il segnale di ritorno fornisce la parte più significativa del tempo di volo, la misura fine viene invece calcolata mediante la catena.

Le precisioni richieste sono state possibili impostando una base statistica di ampiezza tale da mediare gli errori sistematici legati alle distribuzioni delle grandezze utilizzate per la misura. Il numero di elementi di ritardo che compongono la catena, corrispondenti al ritardo totale associato alla catena stessa, è stato determinato dal processo di calibrazione della catena.

Il core TOF si compone al suo interno di macroblocchi in corrispondenza delle diverse funzionalità implementate (figura 4.6). Nel livello più alto della gerarchia di progetto sono presenti i 3 moduli fondamentali per la gestione delle periferiche, del laser e per il calcolo della misura con l'aggiunta di un contatore di secondi e un divisore di clock.

4.3.2 CLOCK DIVIDER e CONTATORE

Il blocco CLOCK DIVIDER riceve in ingresso il clock proveniente da un pin esterno, realizzato attraverso un cristallo al quarzo a 212,5 MHz e provvede a fornire in uscita un clock a frequenza dimezzata, necessario per il funzionamento dell'engine. Per la sua realizzazione si è utilizzato un modulo IP presente nella libreria fornita dalla casa produttrice.

Durante, invece, la fase di debug dell'architettura si è resa necessaria l'implementazione di un blocco che ritardasse l'avvio del sistema prima di acquisire il valore delle forme d'onda tramite JTAG. Attraverso quindi l'utilizzo di una macchina a stati e tre contatori a 10 bit si è costruito un contatore con una risoluzione di un secondo per poter seguire il corretto data-flow delle operazioni preliminari in figura 4.7, in modo tale da rispettare le tempistiche di debug, programmazione SPI e Calibrazione dell'architettura.

La prima fase di inizializzazione del sistema provvede a resettare eventuali registri, contatori e macchine a stati. Successivamente viene abilitato il contatore e, trascorsi 7 secondi, vengono abilitate contemporaneamente le fasi di calibrazione e programmazione dell'SPI, dando all'utente la possibilità di visionare attraverso la GUI di Reveal Analyzer il valore delle forme d'onda. Infine, dopo altri 3 secondi, l'intero engine viene portato in una fase di riposo in cui si attende la ricezione degli impulsi per il calcolo della misura.

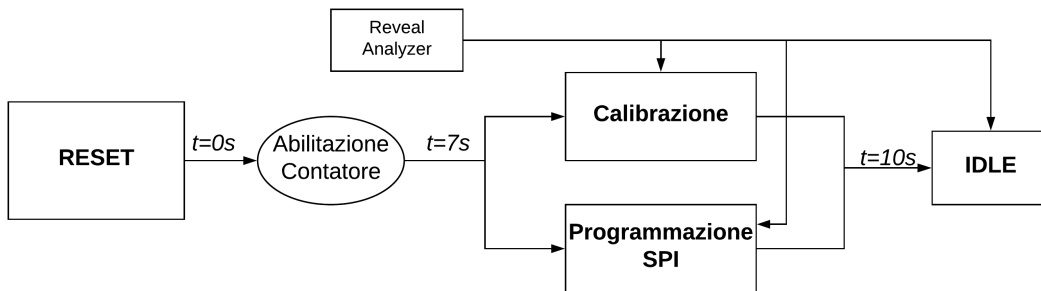


Figura 4.7: Flow Chart della fase di inizializzazione gestita dal contatore

4.3.3 PWM UNIT

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
DELAY	generic	Integer	
PULSE	generic	Integer	
PERIOD	generic	Integer	
CLOCK	in	std_logic	1
PWM	out	std_logic	1

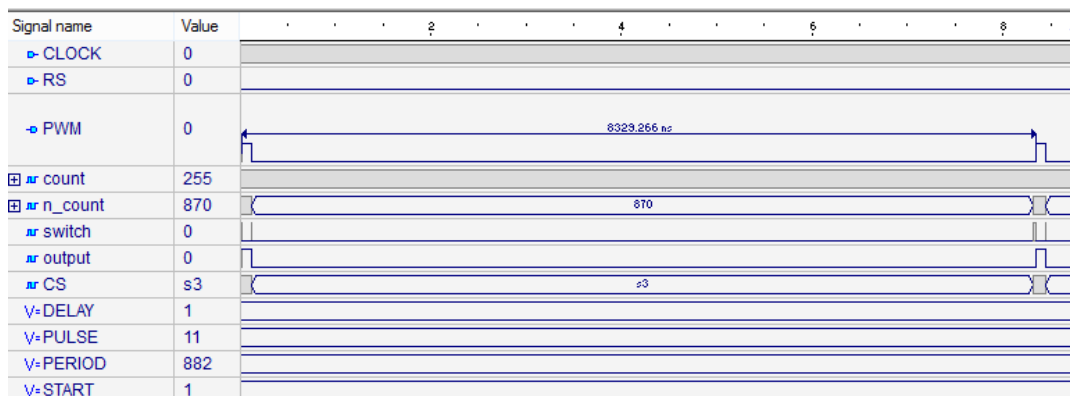


Figura 4.8: simulazione PWM Unit

Questo modulo provvede alla generazione dei segnali di pilotaggio del laser esterno. Esso utilizza il solo clock alla frequenza di 106,25 MHz poiché non vi è la necessità di ottenere elevate prestazioni in termini di tempo. Se pur semplice, tale blocco risulta essere di fondamentale importanza, in quanto la generazione dell'impulso laser avviene tramite l'accensione di un circuito monostabile e un errato pilotaggio ad elevata frequenza potrebbe portare ad una condizione di sollecitazione che potrebbe danneggiare il circuito e quindi causare la rottura del laser. Per tale

motivo, il seguente blocco è stato soggetto ad una lunga fase di test.

All'interno del macroblocco è presente un contatore ed una macchina a stati per la

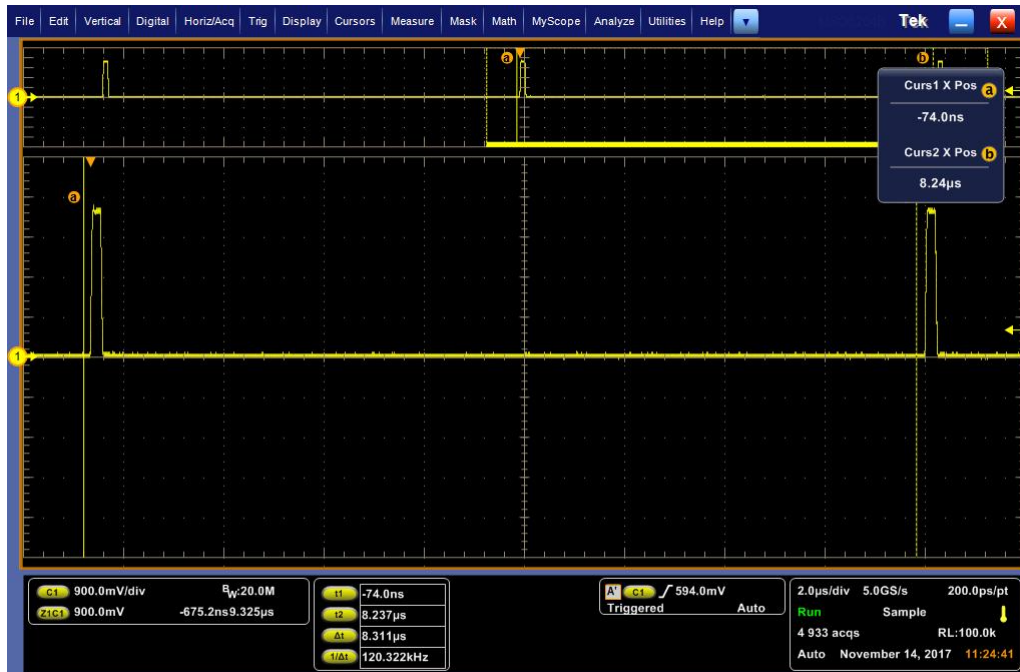


Figura 4.9: Onda quadra generata dal blocco PWM Unit per il pilotaggio del laser

creazione del segnale d'uscita a partire dai tre parametri DELAY, PULSE e PERIOD, definiti in fase di pre-sintesi. Il primo definisce il ritardo iniziale da cui fare partire l'impulso di salita, mentre PULSE definisce il numero di clock in cui il segnale deve rimanere alto. Infine PERIOD indica il periodo totale del segnale PWM.

In figura 4.8 è possibile osservarne la simulazione, che corrisponde al reale caso pratico, in cui si è definito un valore di PERIOD e PULSE rispettivamente pari a 882 e 107, i quali formeranno un'onda quadra (figura 4.9) con frequenza di 120 KHz e duty-cycle del 12,2%.

4.3.4 SPI Unit

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
slaves	generic	Integer	
d_width_dac	generic	Integer	
rst_i	in	std_logic	1
clk	in	std_logic	1
enable	in	std_logic	1
DataIN	in	std_logic_vector	d_width_dac
spi_MISO	in	std_logic	1
DacData1	in	std_logic_vector	d_width_dac
DacData2	in	std_logic_vector	d_width_dac
DacData3	in	std_logic_vector	d_width_dac
DacData4	in	std_logic_vector	d_width_dac
clkSPI	out	std_logic	1
spi_MOSI	out	std_logic	1
done	out	std_logic	1
spi_SS_N	out	std_logic_vector	d_width_dac

Il seguente blocco è un IP di proprietà Datalogic, utilizzato per la programmazione dei DAC AD5621 della rete analogica di acquisizione. Gli impulsi di START e STOP, infatti, giungono ai pin di ingresso attraverso una rete di amplificazione differenziale nella quale il valore di tensione positivo viene deciso da un convertitore digitale-analogico, controllato dall'FPGA.

Per poter programmare il DAC è necessaria una stringa di 16 bit (valore corrispondente a d_width_dac), tale per cui il valore binario compreso tra D13 e D2 fornisca il valore decimale in grado di produrre la tensione desiderata. Considerando LSB e la tensione di alimentazione del DAC si è quindi proceduto all'inserimento del valore 12000 all'interno di "DacData", in modo tale da creare un valore di tensione pari a 2,4 V:

$$V_{dac} = \frac{V_{dd}}{LSB} \cdot [D13...D2] = \frac{3,3}{2^{12}} \cdot 3000 = 2,4V$$

Il valore relativo a D14 e D15 determina il tipo di funzionamento. Di seguito si farà riferimento ad un condizione di lavoro normale identificata da una coppia di zeri. I bit relativi a D1 e D0 non vengono considerati.

L'uscita di tale blocco fornisce anche il segnale "spi_MOSI" per la trasmissione del dato corrispondente al valore di "DacData1", "DacData2", "DacData3", "DacData4", , e "spi_SS_N", il quale rappresenta il chip select relativo ad uno

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN ISTOGRAMMA DI MISURA

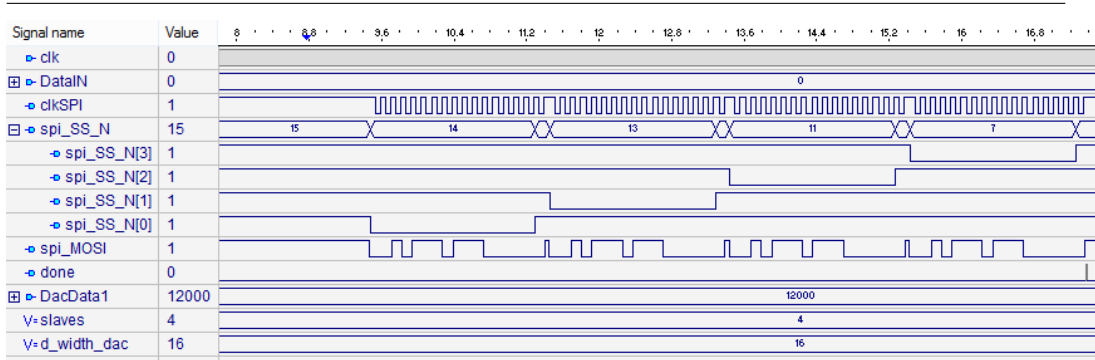


Figura 4.10: Simulazione SPI Unit



Figura 4.11: Impulso di stop all'ingresso della scheda TOF e a valle dell'amplificazione differenziale

dei quattro DAC presenti. Come si può osservare dalla simulazione in figura 4.10 il blocco SPI unit procede a programmare in modo sequenziale, attraverso il relativo chip-select attivo-basso, ciascun DAC. Infine, la conclusione del procedimento di programmazione dei DAC viene segnalata dal segnale "done".

In figura 4.11 si può osservare il segnale di STOP (canale 1), in ingresso alla scheda TOF, il quale parte da un valore di tensione 0 fino ad un valore negativo di -1,5 V.

Al fine di osservare il differente slew-rate si è voluto confrontare tale segnale, con quello differenziale in ingresso all'FPGA (canale 3), ottenuto attraverso l'impiego di una sonda attiva.

4.4 Ricevitore e Flusso di misura

Veniamo ora al macroblocco più critico dell'intero progetto in quanto è al suo interno che viene effettuata la calibrazione, l'acquisizione degli impulsi e il calcolo della misura. Nella parte seguente si è voluto quindi spiegare, oltre che la composizione dei singoli blocchi, anche l'intero flusso di calibrazione e misura dell'engine.

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
width	generic	Integer	
N_PULSE	generic	Integer	
sim_i	generic	boolean	
bin_width	generic	Integer	1
bin_number	generic	Integer	1
data_width	generic	Integer	1
START	in	std_logic	1
STOP	in	std_logic	1
RESET	in	std_logic	1
CALIB_EN	in	std_logic	1
CLOCK	in	std_logic	1
CDIVX	in	std_logic	1
COMPUTATION	out	std_logic_vector	21

Aiutandosi con la figura 4.12 possiamo dividere il calcolo del tempo di volo nelle seguenti fasi:

- **Calibrazione** - Il TDC lineare, presente all'interno di ciascun blocco "Carry_chain", è realizzato mediante una catena di elementi di ritardo costituiti da elementi logico-aritmetici dedicati all'interno dell'FPGA (carry-chain). Il ritardo temporale associato a ciascuno di questi elementi può variare sensibilmente in funzione dei parametri PVT. Per far fronte a tale disomogeneità l'Engine avvia un processo di calibrazione, abilitato attraverso il segnale "EN_CALIB", che permette di associare ad ogni elemento di ritardo un numero proporzionale al tempo di attraversamento dell'elemento e di tenere traccia di eventuali variazioni di tensione e temperatura durante

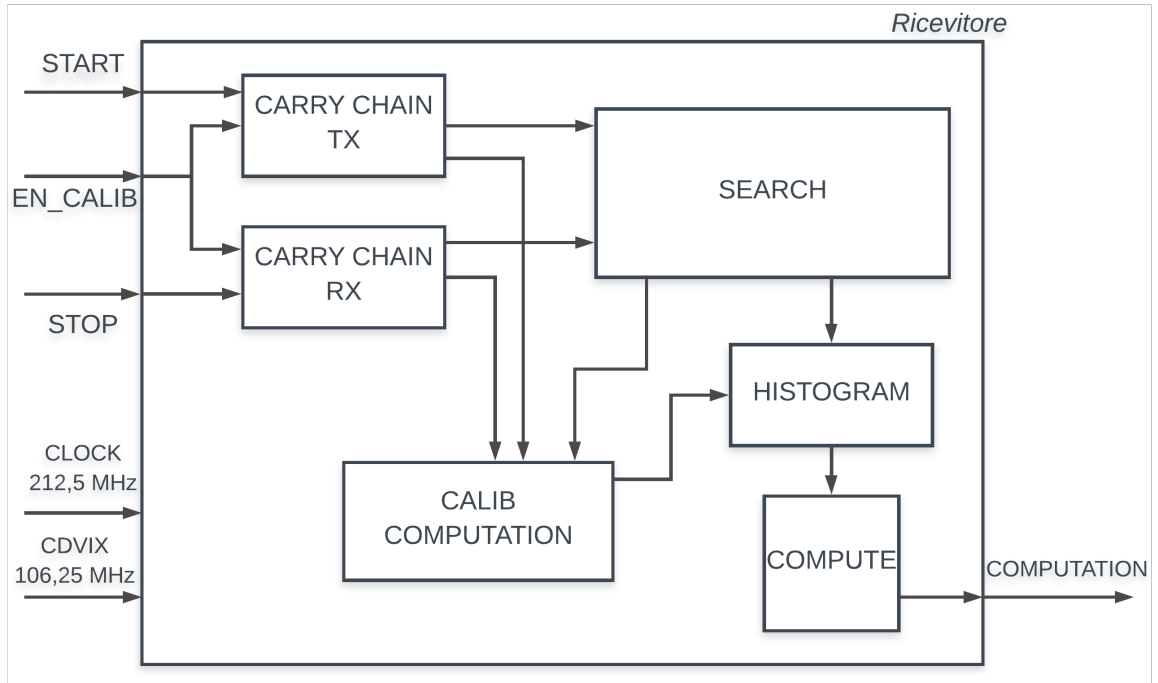


Figura 4.12: Schema a blocchi del Ricevitore

il funzionamento. Il meccanismo di calibrazione prevede di iniettare nel TDC un segnale di calibrazione quando il TDC non è utilizzato, ovvero all'avvio del sistema. Durante tali fase l'Engine inietta nel TDC il segnale di calibrazione, costituito da un'onda quadra, il cui periodo è quanto più prossimo al periodo di campionamento della linea di ritardo. In questo modo ad ogni periodo di clock di campionamento il fronte del segnale di calibrazione viene spostato all'interno del TDC di una quantità temporale pari alla differenza tra i due periodi. Per ogni ciclo di clock l'Engine rileva la cella in cui si verifica il passaggio del primo fronte del segnale di calibrazione e ne incrementa il relativo contatore. In questo modo al termine della calibrazione l'istogramma ottenuto, costituito dai contatori opportunamente incrementati, avrà un valore proporzionale al tempo di attraversamento della corrispondente cella.

Successivamente, il valore presente in ciascun accumulatore viene sommato attraverso un processo di integrazione discreta e salvato in due differenti ram di calibrazione all'interno del blocco "CALIB COMPUTATION", ciascuna relativa ad una catena di ritardi.

- **Ricezione Impulsi** - L'arrivo dell'impulso START determina l'inizio del secondo stadio del flusso di misura. Tale impulso entra nella rispettiva catena di ritardo, campionata alla frequenza di 212,5 MHz e, al verificarsi di una condizione prestabilita, segnala la presenza dell'impulso all'interno di essa trasferendo in uscita il valore corrispondente alla cella di ricezione della catena. Tale valore entra nel blocco "SEARCH" dove un contatore, funzionante alla frequenza del clock, viene abilitato per ricavare la misura a bassa risoluzione del tempo di volo. All'arrivo dell'impulso di STOP saranno effettuate le medesime operazioni, con la differenza di interrompere il conteggio del contatore.

- **Creazione Istogrammi di misura** - Una volta verificata la presenza di un impulso all'interno di un campionamento della catena, il blocco "CALIB COMPUTATION" provvede a fornire il valore di calibrazione relativo alla cella di ciascun impulso. Entrambi i valori vengono poi sommati e forniti al blocco "HISTOGRAM", il quale provvede a salvarli in una RAM all'indirizzo corrispondente ad una combinazione delle due celle START e STOP. Inoltre, tale indirizzo viene utilizzato per la creazione dell'istogramma di misura in una seconda RAM. In questo modo si creano un totale di due istogrammi, uno relativo al numero di impulsi caduti e l'altro relativo al valore di calibrazione delle celle. Inoltre, attraverso la modifica di un apposito registro, N_PULSE, è possibile determinare il numero di impulsi totali per la creazione dei due istogrammi.

- **Calcolo del ToF** - All'arrivo dello STOP, la seconda RAM corrispondente al numero di impulsi in ciascuna cella, viene valutata sequenzialmente, dall'indirizzo più basso, per individuare il valore della cella corrispondente alla moda degli impulsi. Una volta trovato tale indirizzo, esso viene utilizzato nella prima RAM, per leggere il corrispondente valore di calibrazione. Prima di compiere il reset delle memorie, entrambi tali risultati, compreso l'indirizzo delle due RAM, vengono trasferiti al blocco COMPUTE dove avviene il calcolo vero e proprio della misura a tempo di volo.

Di seguito si è voluto analizzare nel dettaglio ciascun blocco logico al fine di illustrare e motivare le scelte effettuate in termini di architettura e routing all'interno dell'FPGA, descrivendo anche i problemi incontrati durante le fasi di progetto.

4.5 Carry chain

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
sim	generic	boolean	
sim_delay	generic	Integer	
bin_width	generic	Integer	1
bin_number	generic	Integer	1
reset	in	std_logic	1
clk	in	std_logic	1
cdivx	in	std_logic	1
in0	in	std_logic	1
calib_enable	in	std_logic	1
bin	buffer	std_logic_vector	width/2
flag	buffer	std_logic	1
res_fsm	out	std_logic	1
user_calib_do	out	std_logic_vector	bin_width
flag_calib	out	std_logic	1
max_bin	buffer	std_logic_vector	$\log_2 bin_number$

Tale blocco ha il compito di gestire la fase di calibrazione-campionamento della catena durante la ricezione degli impulsi e la fase di identificazione dell'impulso all'interno di essa. Per convenzione, si analizzerà una delle due catene di ricezione, non essendoci differenza fra di esse. In fase di calibrazione, a partire dal clock a 212,5 MHz due PLLs in serie creano un onda quadra periodica ad una frequenza molto vicina al clock di sistema che viene iniettata nella catena al posto dell'impulso, attraverso un multiplexer. Il primo PLL crea il segnale alla frequenza di 178,5 MHz attraverso un rapporto $\frac{21}{25}$, mentre il secondo arriva alla frequenza di 211,96 MHz con un rapporto $\frac{19}{16}$. La differenza tra il periodo del clock e la forma d'onda generata dai due PLL pari a 12 ps, è il minimo step di risoluzione tra due impulsi consecutivi all'interno della catena. Al fine di avere una corretta calibrazione, tale valore temporale deve essere mantenuto al di sotto del tempo di attraversamento medio di una cella, pari a circa 40 ps.

$$\delta T = \frac{1}{211,96e^6} - \frac{1}{212,5e^6} \simeq 12ps$$

All'avvio del sistema il flag "calib_enable" dà inizio alla fase di calibrazione durante la quale l'intero engine viene disabilitato attraverso il segnale "res_fsm" in modo

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

tale da impedire l'invio e la ricezione degli impulsi. Tale processo dura circa 8,4 ms, all'interno dei quali, come spiegato precedentemente, la forma d'onda in uscita dai due PLL viene iniettata nella catena, in modo tale da incrementare degli accumulatori con dimensione massima pari a 2^{bin_width} , corrispondenti a ciascuna cella di ricezione. Tali valori corrisponderanno in maniera proporzionale al tempo di attraversamento di ciascuna cella. Conclusa tale fase, il loro valore viene letto e trasferito agli altri blocchi attraverso il segnale "user_calib_do" e il valore di "max_bin" viene aggiornato con il valore dell'ultima cella riempita.

Durante la fase di ricezione degli impulsi una macchina a stati provvede a selezionare il segnale "in0" a un bit attraverso un multiplexer, corrispondente ad uno dei due impulsi, per poter essere posizionato in ingresso alla catena. Successivamente, un numero di registri pari a "width", relativo al numero totale di celle, campiona la catena in corrispondenza del fronte di salita del clock creando una sequenza binaria. Successivamente, un blocco provvede a selezionare solamente i registri di posizione pari, riducendo la dimensione massima della stringa binaria a "width"/2, che è il numero reale di celle attraversate.

Per poter identificare l'impulso all'interno della stringa binaria, una porta logica nand verifica che almeno uno dei due bit in posizione 0 e width/2/2 sia zero, ipotizzando che la larghezza dell'impulso sia pari ad almeno il tempo di attraversamento della metà del numero delle celle, quindi pari a $\frac{1}{212,5e6}/2$ ps. In figura 4.13 possiamo osservare un esempio di impulso laser che entra nella catena, viene campionato all'interno del registro "bin" e, attraverso "flag", viene segnalata la presenza l'impulso. Entrambi i segnali vengono poi passati in uscita agli altri blocchi.

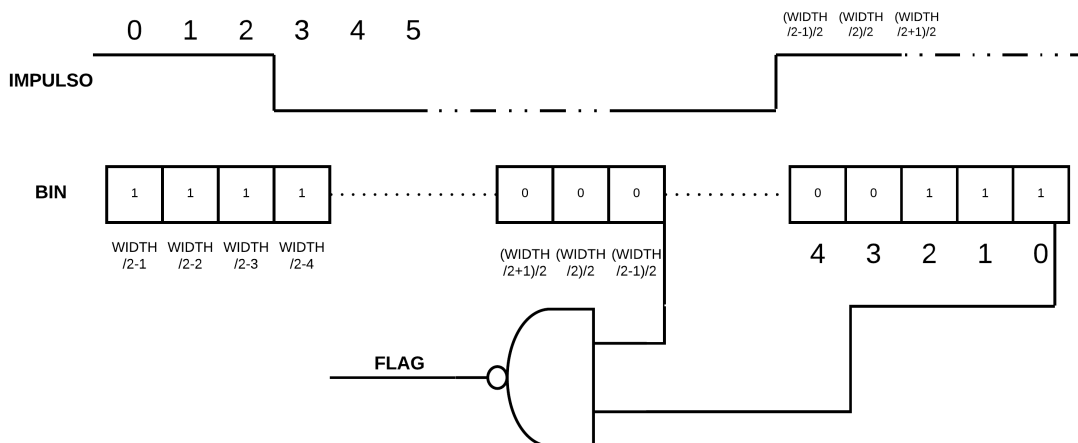


Figura 4.13: Esempio di impulso all'interno della catena, campionamento in BIN e identificazione attraverso FLAG

In aggiunta, per poter creare una catena di ritardi in modo sequenziale si è dovuto forzare il routing interno all'FPGA, evitando che il tool di sintesi ordinasse in modo casuale le LUTs della catena. Come possiamo osservare in figura 4.14 si sono quindi dovuti creare due gruppi di LUTs, ciascuno per ogni catena di START e STOP, all'inizio delle quali sono presenti anche i multiplexer.

In figura 4.15 si può invece notare l'architettura interna ad una cella della catena. Il segnale entra in "FCI" e si propaga attraverso una net dedicata, corrispondente al segnale di riporto del sommatore ed esce attraverso "FC0" per poter arrivare alla cella successiva. Nella parte inferiore della LUT, un registro provvede invece a campionare la cella della catena, il cui valore esce da F0 e entra in DI0.

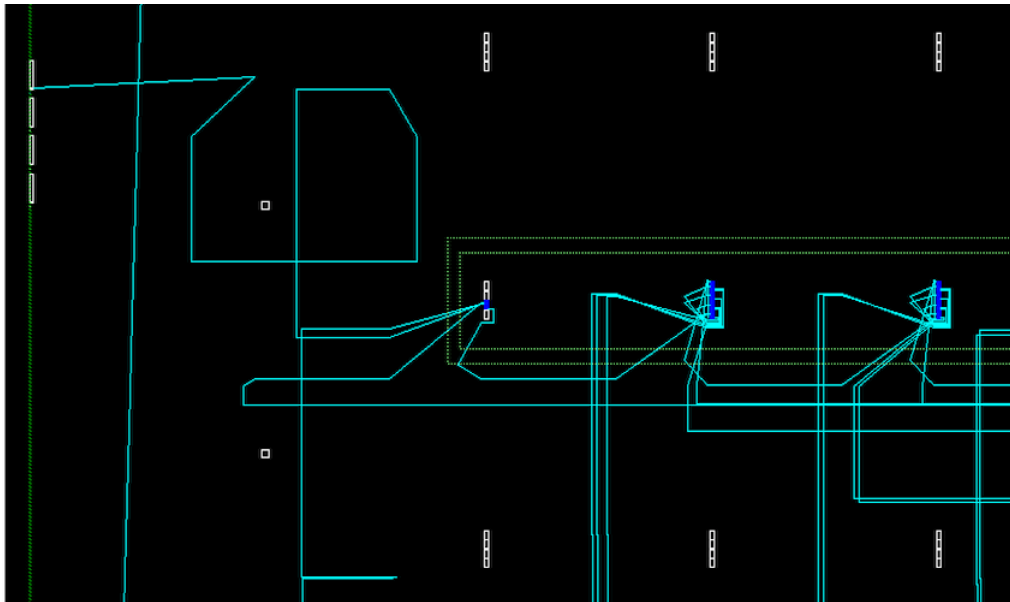


Figura 4.14: Physical View della catena e multiplexer corrispondente all'impulso di START

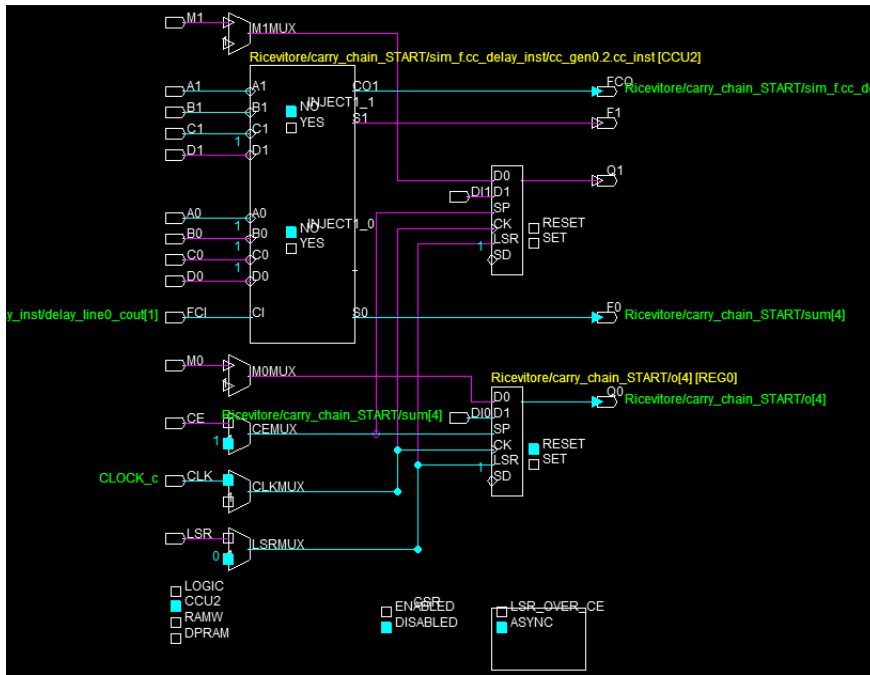


Figura 4.15: Seconda cella della catena dell'impulso di START

4.6 Calib Computation

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
reset	in	std_logic	1
clock	in	std_logic	1
flag_calib	in	std_logic	1
max_bin_tx	in	std_logic_vector	$\log_2(width/2)$
max_bin_rx	in	std_logic_vector	$\log_2(width/2)$
user_calib_do_tx	in	std_logic_vector	bin_width
user_calib_do_rx	in	std_logic_vector	bin_width
acc_a	buffer	std_logic_vector	data_width
acc_b	buffer	std_logic_vector	data_width
tx_ok	in	std_logic	1
rx_ok	in	std_logic	1
next_tx_value	in	std_logic_vector	$\log_2(width/2)$
next_rx_value	in	std_logic_vector	$\log_2(width/2)$
calib_ok	buffer	std_logic	1
calib_number	out	std_logic_vector	data_width

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

L'attivazione di tale blocco avviene, una volta completata la fase di calibrazione all'avvio dell'engine, attraverso il segnale "flag_calib" proveniente da entrambi i blocchi "carry_chain". Questi ultimi forniscono anche i segnali "user_calib_do" che contengono i valori di calibrazione corrispondenti a ciascuna cella, i quali vengono trasferiti in modo sequenziale a partire dalla cella 0, fino all'ultima corrispondente a "max_bin". All'interno del blocco "Calib computation", tali valori sono poi salvati in due differenti RAM dall'indirizzo 0 fino all'indirizzo "max_bin" in modo tale da avere, ad operazione conclusa, due blocchi di memoria contenenti la funzione di integrazione discreta del valore di calibrazione delle celle di ciascuna catena. Tale algoritmo permette quindi di leggere ad un indirizzo di ciascuna RAM la sommatoria dei tempi di attraversamento della cella in questione fino alla cella zero per la catena relativa all'impulso START e fino all'ultima cella per la catena relativa all'impulso STOP. La somma di entrambi i valori corrisponde al valore proporzionale relativo e due periodi di clock.

In figura 4.16 è possibile osservarne un esempio di funzionamento nel quale viene riportato il valore della celle e il suo valore di calibrazione ("user_calib_do"). All'indirizzo 10 della RAM sarà quindi presente il valore 222, ricavato a partire dalla sommatoria del valore delle precedenti celle. E' bene specificare che per la RAM relativa all'impulso di STOP il procedimento sarà il medesimo, con l'eccezione di riempimento a partire dall'indirizzo più alto. Nel caso quindi che il risultato della calibrazione fosse riferito alla catena dell'impulso STOP, il valore 222 sarà contenuto nell'indirizzo di memoria "max_bin_rx-1-10" della seconda RAM.



Figura 4.16: Indirizzo della cella di ricezione - Valore di user_calib_do - clock

A differenza della fase di scrittura delle due RAM, la quale avviene all'avvio dell'engine, conclusa la calibrazione, lo stadio di lettura viene compiuto durante la ricezione degli impulsi. Una volta ricevuti i segnali laser il blocco "Search" fornisce il valore delle celle attraverso "next_tx_value" relativo allo START e "next_rx_value" relativo allo STOP. Essi vengono quindi utilizzati all'interno del blocco "Calib Computation" per leggere nella rispettiva RAM il valore integrando di calibrazione, numero che verrà poi fornito in uscita alla net "calib_number". Inoltre, in uscita vengono passati anche i segnali "acc_a" e "acc_b", la cui somma fornisce il numero totale di impulsi presenti in entrambe le celle durante la fase di calibrazione ed anche il valore proporzionale corrispondente a due volte il periodo di

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

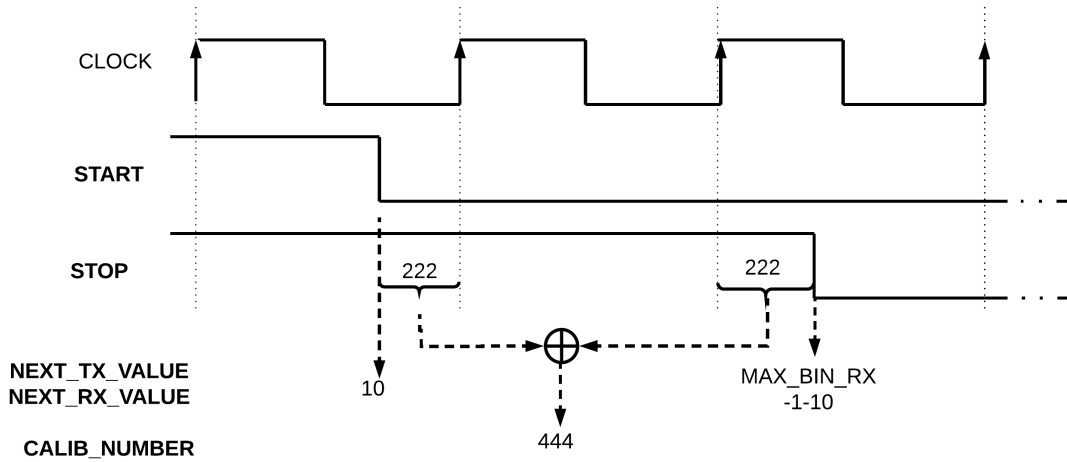


Figura 4.17: Esempio di creazione del valore `calib_number`

clock a 212,5 MHz, per il calcolo della misura del tempo di volo a bassa precisione ToF_{hp} . Utilizzando i valori precedenti di calibrazione per entrambe le catene di START e STOP si è voluto ricreare in figura 4.17 un esempio di computazione di "calib_number" il cui valore 444 è formato dalla sommatoria del valore di calibrazione 222 letto in ciascuno delle due RAM di START e STOP, rispettivamente all'indirizzo 10 e all'indirizzo `BIN_WIDTH-1-10`. La misura ad alta risoluzione del tempo di volo (ToF_{hp}) è poi data dalla seguente proporzione, considerando il valore 2609 per "acc_a" e "acc_b":

$$ToF_{hp} : 2 \cdot T_{ck} = calib_number : (acc_a + acc_b)$$

$$\rightarrow ToF_{hp} = \frac{calib_number}{(acc_a + acc_b)} \cdot (2 \cdot T_{ck}) = \frac{444}{(2606 + 2609)} \cdot (2 \cdot 4705) = 800ps$$

4.7 Search

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
reset	in	std_logic	1
clock	in	std_logic	1
en_measure	in	std_logic	1
bin_tx	in	std_logic_vector	width/2
bin_rx	in	std_logic_vector	width/2
measure	out	std_logic_vector	$\log_2(\text{width}/2)$
flag_measure	out	std_logic	1
tx_ok	out	std_logic	1
rx_ok	out	std_logic	1
next_tx_value	out	std_logic_vector	$\log_2(\text{width}/2)$
next_rx_value	out	std_logic_vector	$\log_2(\text{width}/2)$

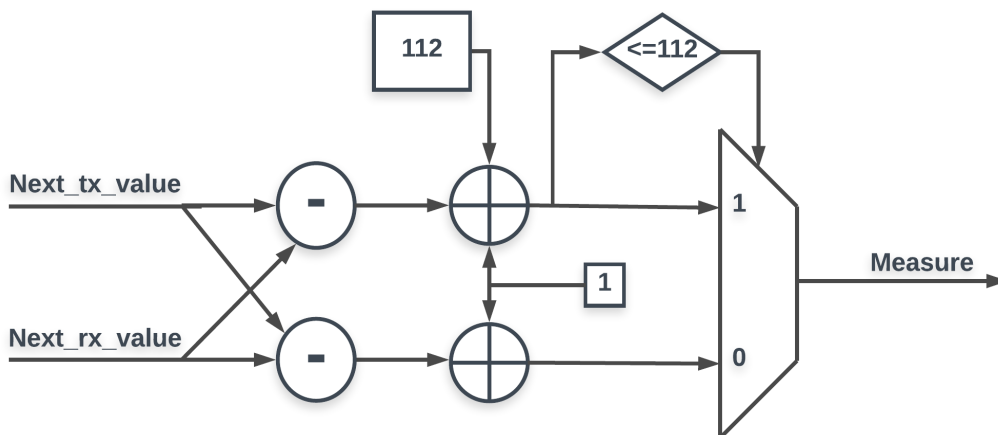


Figura 4.18: Algoritmo per il calcolo del bin dell'istogramma

Tale blocco è utilizzato unicamente nella fase di ricezione degli impulsi e ha il compito di identificare in quale cella cade ciascun impulso.

Il cambiamento di stato del segnale "en_measure" indica che entrambe le catene hanno rilevato la presenza degli impulsi START e STOP all'interno di esse, e procede ad avviare istantaneamente due macchine a stati ciascuna dedicata ad una catena di ricezione. Esse hanno quindi il compito di analizzare sequenzialmente uno dei due registri ("bin_tx" o "bin_rx") alla ricerca della coppia 1-0 (fig. 4.13) che determina la cella corrispondente al fronte di discesa dell'impulso. Quando entrambe le celle vengono rilevate, il loro valore viene elaborato in modo tale da fornire sempre un valore compreso tra 0 e il numero totale di celle ($\text{width}/2$), che per convenzione

porremo uguale a 112. Tale algoritmo, mostrato in figura 4.18, si è reso necessario in quanto il numero di bin dell'istogramma di misura deve essere pari al numero massimo di celle in un solo periodo di clock: nel caso in cui la sommatoria tra il valore delle celle START e il complementare della cella STOP sia minore del numero massimo di celle, tale risultato fornisce il corretto valore di "measure". In caso contrario, a quest'ultimo valore andrà sottratto il numero massimo di celle all'interno di un periodo di clock, che equivale alla sottrazione tra di esse. In entrambi i casi sarà poi necessaria l'aggiunta di un offset pari a 1.

Il blocco fornisce in uscita tre flag relativi all'identificazione dell'impulso di START e STOP per segnalare il completamento dell'algoritmo. In aggiunta, anche il valore delle due celle viene trasferito all'esterno attraverso "next_tx_value" e "next_rx_value" poiché entrambi saranno necessari al blocco "Calib Computation" per calcolare il valore integrando di calibrazione.

4.8 Histogram

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
N_PULSE	generic	integer	
width	generic	integer	
data_width	generic	integer	
data_in	in	std_logic_vector	$\log_2(width/2)$
calib_number	in	std_logic_vector	data_width
pulse	in	std_logic	1
reset	in	std_logic	1
clock	in	std_logic	1
result	out	std_logic_vector	$\log_2(width/2)$
value	out	std_logic_vector	$\log_2(N_PULSE)$
OK	buffer	std_logic	1
calib	out	std_logic_vector	data_width

Il seguente blocco è il più importante dell'intero Engine, in quanto si occupa di creare in RAM i due istogrammi per il calcolo della misura finale.

In fase di sintesi vengono salvati in appositi registri i parametri operativi: "N_PULSE" determina il numero di coppie di impulsi a cui fare riferimento per l'analisi statistica, "width"/2 indica il numero di indirizzi che deve avere ciascuna RAM, mentre "data_width" indica la dimensione del segnale d'uscita "Calib". Come tipo di RAM è stato deciso di utilizzare due RAM single port EBR based senza

l'utilizzo di registri di campionamento d'uscita, per guadagnare cicli di clock in lettura-scrittura.

L'attivazione del blocco avviene grazie al segnale "pulse", il quale sancisce l'arrivo di un coppia di impulsi START e STOP e l'avvenuto calcolo delle celle di ricezione. All'ingresso, quindi, "data_in" e "calib_number" forniscono rispettivamente la cella dell'istogramma calcolata precedentemente dal blocco SEARCH e il valore di calibrazione calcolato dal blocco CALIB_COMPUTATION. Ciascuno di questi valori viene poi passato ad una macchina a stati che ha il compito di gestire l'interfacciamento con entrambe le due RAM all'interno delle tre fasi di lavoro:

- *Creazione dell'istogramma.*

Durante tale fase il valore della cella dell'istogramma "data_in" coincide con l'indirizzo di lettura-scrittura di entrambe le due RAM. Esso dovrà quindi avere il vincolo di rimanere stabile per più di un periodo di clock, in modo tale da poter leggere, incrementare e scrivere il valore corretto. Successivamente alla variazione del segnale pulse, un contatore viene incrementato per determinare l'eventuale conclusione di tale fase in corrispondenza dell'impulso numero "N_PULSE". In figura 4.19 si può osservare un esempio di funzionamento in cui il valore della cella corrisponde a 1. Come si può notare il valore in uscita dalle RAM ("input" e "q"), risulta essere valido solamente dopo il secondo clock dall'attivazione del clock enable delle memorie. Tali valori 2 e 597, letti dalle due memorie, corrispondono rispettivamente al numero di impulsi ricevuti precedentemente, caduti nella cella 1, e al valore di calibrazione accumulato relativo alla quantità di impulsi ricevuti nella cella 1. Attraverso l'abilitazione del segnale write enable, essi vengono incrementati, rispettivamente di 1, essendo caduto l'impulso numero 3 nella cella 1, e del valore di "CALIB_NUMBER" in ingresso al blocco. Infine, non essendo ancora arrivato l'ottavo impulso di misura, la macchina a stati giunge in una fase di riposo per attendere l'arrivo di un altro impulso.

- *Ricerca della moda.*

Tale stadio ha l'obiettivo di ricercare all'interno dell'istogramma degli impulsi il valore della cella corrispondente al numero maggiore di impulsi ricevuti. Tale valore e quello presente al medesimo indirizzo, ma nell'istogramma di calibrazione, serviranno poi al blocco di computazione per il calcolo della misura del tempo di volo.

Aiutandosi con la simulazione in figura 4.20 si può osservare come, una volta conclusa la fase di scrittura relativa all'ultimo impulso (in questo caso

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

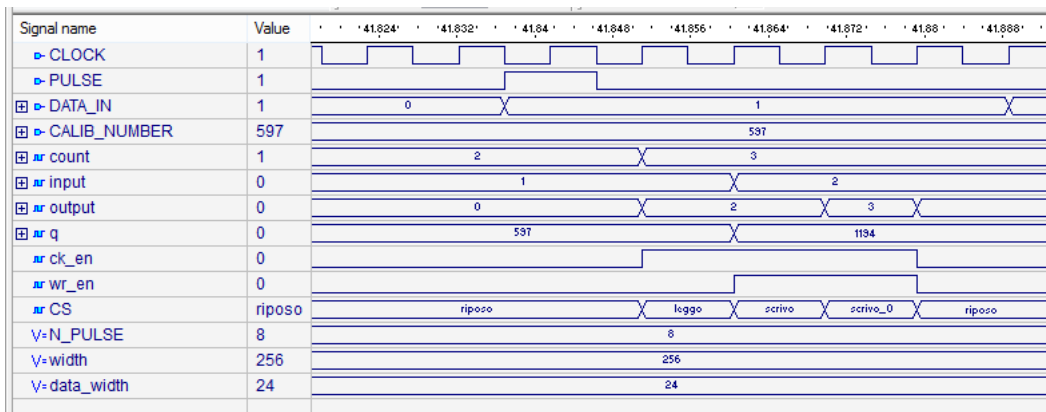


Figura 4.19: Simulazione dalla prima fase di creazione degli istogrammi degli impulsi e di calibrazione

l'ottavo) nella cella 19, la macchina a stati entra in una fase di lettura sequenziale delle RAM dall'indirizzo 0 fino a quello corrispondente all'ultima cella. Ciò è stato possibile attraverso l'impiego di un contatore alla frequenza del clock, la cui uscita è collegata attraverso un multiplexer al segnale di indirizzamento delle due RAM, precedentemente collegate al valore "data_in". Una volta individuato l'indirizzo corrispondente al numero maggiore di impulsi, la combinazione di dati corrispondente a tale indirizzo (addr), al numero di impulsi (input) e al valore di calibrazione (q), viene salvata in tre appositi registri. Se si verifica poi la condizione che nessuna successiva cella possieda un valore maggiore di impulsi, allora tali dati, in questo caso 1,4 e 2388, vengono salvati definitivamente e passati al blocco di computazione.

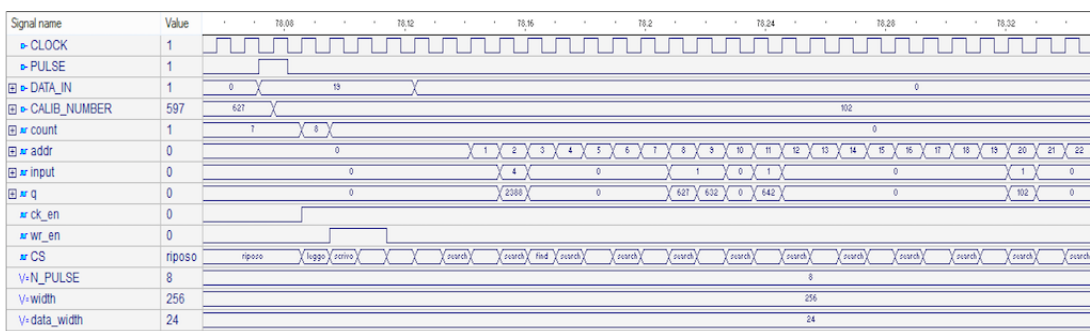


Figura 4.20: Simulazione dalla seconda fase di ricerca della moda all'interno degli istogrammi

- *Reset*. La terza ed ultima fase ha il compito resettare il valore contenuto in ciascuna cella delle due RAM in modo tale da non considerare gli attuali

istogrammi durante l'analisi degli impulsi successivi.

Come si può osservare dalla simulazione 4.21 il metodo utilizzato è simile a quello della fase precedente: un contatore provvede a fornire sequenzialmente gli indirizzi, tuttavia in questo caso viene abilitato il segnale di write enable con in ingresso un valore di scrittura nullo. In figura si può anche osservare come in corrispondenza dell'avvio della fase di reset, i registri "RESULT", "VALUE" e "CALIB" vengano aggiornati secondo quanto esplicitato nella fase precedente. Tali segnali verranno poi passati al blocco di computazione per il calcolo della misura a tempo di volo.

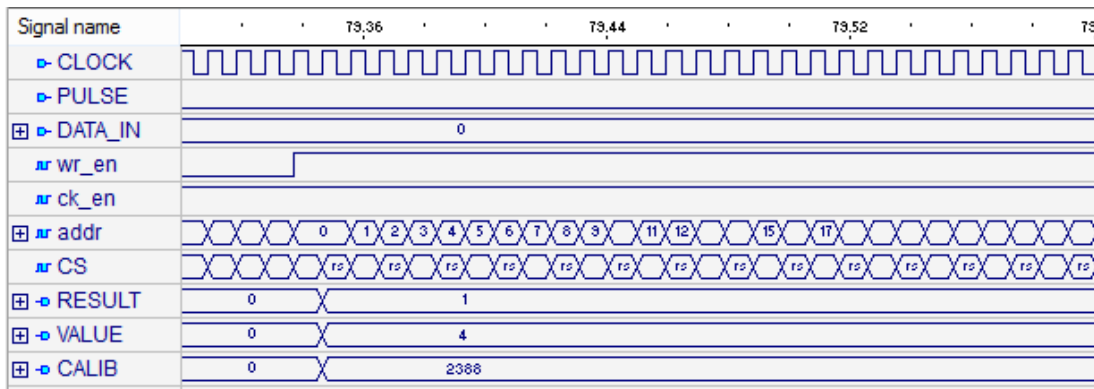


Figura 4.21: Simulazione dalla terza fase di Reset delle due RAM

Le due fasi precedenti risultano essere critiche per il corretto funzionamento dell'engine in quanto rappresentano il collo di bottiglia dal punto di vista della frequenza di emissione degli impulsi. Considerando una frequenza del clock pari a 106,25 MHz, ciascuna delle fasi di ricerca della moda e di reset ($\#stages$) mantengono inutilizzabile le due RAM per 128 cicli di clock, pari al numero massimo di indirizzi in memoria ($\#addr_{ram}$). Si arriva quindi ad un intervallo di tempo pari a 2,40 us in cui la macchina a stati non è disponibile a ricevere ulteriori impulsi. Da essa quindi deriva una frequenza di emissione degli impulsi f_{max} pari a 415 KHz:

$$f_{max} = \frac{1}{T_{clk} \cdot \#stages \cdot \#addr_{ram}} = \frac{1}{\frac{1}{106,25e6} \cdot 2 \cdot 128} = 415KHz$$

Per sopperire a tale limitazione e impedire quindi che un successivo impulso non venga utilizzato per la creazione dell'istogramma successivo è stato previsto uno sdoppiamento dell'architettura attraverso l'impiego di ulteriori due RAM, interfacciate da una seconda macchina a stati. In questo modo contemporaneamente

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

alle fasi di ricerca della moda e reset delle prime due RAM, le altre due rimangono in uno stato di ascolto in modo tale da poter individuare il successivo impulso. Bisogna precisare che, anche se non dovesse verificarsi tale situazione, il successivo istogramma sarà creato in ogni caso nelle altre due RAM.

Nella simulazione in figura 4.22 è possibile osservare il caso in cui un impulso si verifica nella condizione critica appena descritta. La selezione della macchina a stati opportuna viene gestita dal flag "fsm" generato in corrispondenza dell'impulso numero "N_PULSE". Il contatore segnala poi la presenza di un primo nuovo impulso e, contemporaneamente alla fase di reset, la seconda macchina a stati, stabile nella condizione di riposo, provvede a incrementare e a sovrascrivere il valore 0 letto all'indirizzo 11.

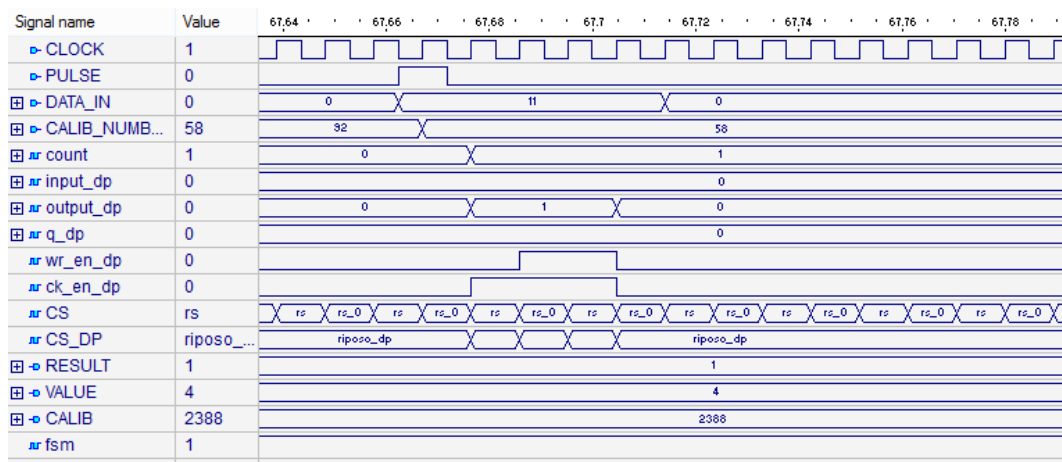


Figura 4.22: Simulazione dalla condizione critica in un cui un impulso cade durante una delle due fasi di ricerca della moda o reset

4.9 Compute

Pin	In/Out	Tipo	Dimensione
N_PULSE	generic	integer	
period	generic	integer	
width	generic	integer	
data_width	generic	integer	
period	generic	integer	
reset	in	std_logic	1
clock	in	std_logic	1
value	in	std_logic_vector	$\log_2(N_PULSE)$
real_count_value	in	std_logic_vector	$\log_2(width)$
OK	in	std_logic	1
calib	in	std_logic_vector	data_width
acc_a	in	std_logic_vector	data_width
acc_b	in	std_logic_vector	data_width
computation	out	std_logic_vector	21

L'ultimo stadio dell'engine ha il compito di calcolare il valore corretto di misura del tempo di volo considerando anche il numero di impulsi caduti nella cella corrispondente alla moda dell'istogramma ("value") e al suo valore di calibrazione accumulato ("calib").

L'equazione per il calcolo del tempo di volo è simile a quella descritta nella sezione "Calib Computation" con la differenza che in questo caso debbono essere tenuti in considerazione il numero totale di impulsi (value):

$$ToF_{hp} = \frac{calib}{(acc_a + acc_b) \cdot value} \cdot (period \cdot 2)$$

Un primo problema è rappresentato dal formato in cui i segnali sono rappresentati. La prima operazione presenta una divisione tra il segnale calib (Q24) e un segnale, formato dalla somma di "acc_a" e "acc_b" moltiplicata per "value", in formato Q24 nel quale si è già tenuto conto del possibile overflow. Il risultato della divisione essendo compresa tra 0 e 1 avrebbe previsto l'utilizzo di un divisore a virgola fissa, in seguito ad un casting del numeratore ad un formato Q24.8 con un grado di precisione della parte frazionaria pari a 2^{-8} . In questo modo il quoziente avrebbe avuto un formato Q0.8, mentre il risultato sarebbe stato un Q14.8 dopo la moltiplicazione per $(period \cdot 2)$ (quindi 9710 a 14 bit). Per evitare il complesso utilizzo dei numeri in virgola fissa si è preferito realizzare l'ultima operazione di

moltiplicazione prima della divisione. In questo modo si ottengono i seguenti formati:

$$ToF_{hp} = \frac{calib \cdot (period \cdot 2)}{(acc_a + acc_b) \cdot value} = \frac{Q[24] \cdot ([Q13] \cdot 2)}{Q[24]} = \frac{Q[38]}{Q[24]} = Q[14]$$

In figura 4.23 è possibile osservare il data flow delle operazioni logiche per il calcolo del tempo di volo, con le informazioni relative al formato. Le motivazioni che hanno giustificato il casting del denominatore derivano dal fatto che il caso peggiore di utilizzo di tutta la dinamica degli ingressi si ha nel caso in cui tutti gli impulsi cadano nella medesima cella. In questo caso si avrebbe l'operazione

$$(ACC_A + ACC_B) \cdot VALUE_{MAX} = 896123 \cdot 2 \cdot 8 < 2^{24}$$

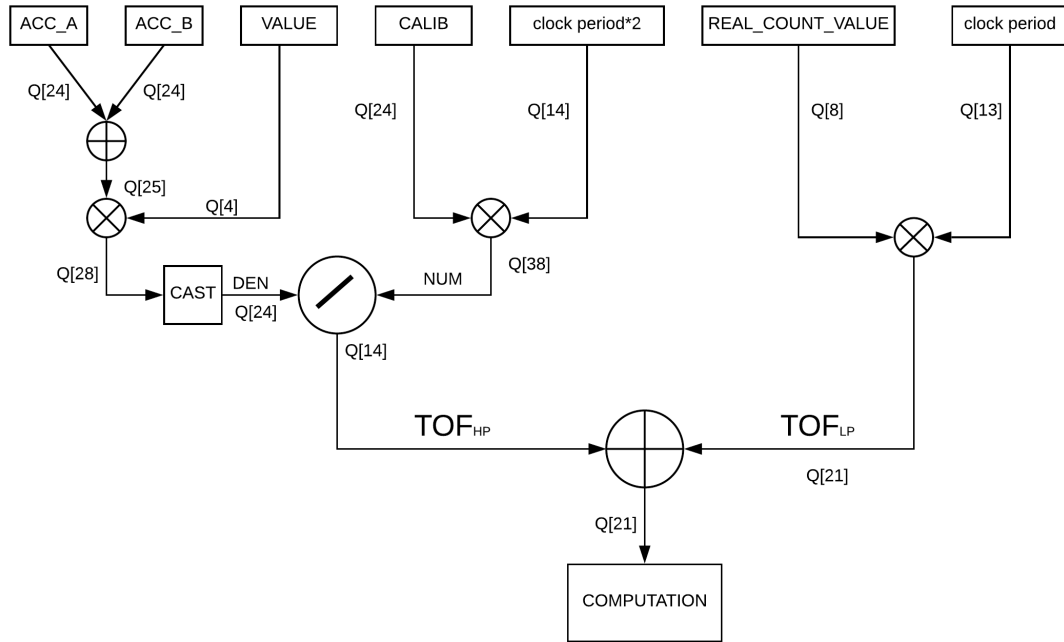


Figura 4.23: Data flow delle operazioni logiche per il calcolo del tempo di volo

Per quanto riguarda invece il numeratore, il caso peggiore è quello in cui tutti ed 8 gli impulsi, oltre a cadere nella stessa cella, corrispondano anche al valore di calibrazione massimo, ovvero all'ultima celle per l'impulso START e alla prima per quello di STOP:

$$CALIB_{MAX} = (896123 + 896123) \cdot 8 < 2^{24}$$

Essendo il periodo di clock pari a 4705 picosecondi, il secondo fattore

moltiplicativo (clock period*2) può essere rappresentato con il valore minimo di 14 bit.

Il formato per la misura a bassa precisione, è stato definito sulla base del massimo valore di misura possibile. Come definito nel paragrafo introduttivo si è considerato un range massimo di misura di 150 m, da cui deriva un numero di periodi di clock a 212,5 MHz (*REAL_COUNT_VALUE*) pari a 214, rappresentabile con un segnale ad 8 bit:

$$REAL_COUNT_VALUE_{MAX} = \frac{range \cdot c}{T_{ck}} = \frac{150e^3 \cdot 6,7}{4705} = 214 < 2^8$$

Per l'implementazione all'interno dell'FPGA sono stati usati 2 DSP e 1 ALU per il calcolo del denominatore e altrettanti per il denominatore, infine 1 DSP per il calcolo del tempo di volo a bassa precisione. Il tipo di DSP usato è il 18x18D mentre per le ALU si è usato la ALU 54B, entrambi IPs di proprietà Lattice Semiconductor. L'algoritmo per la creazione del divisore a 38 bit fa riferimento al divisore seriale, di cui si è voluto riportare di seguito i passaggi:

1. Il numeratore viene diviso in due registri concatenati n1 e n2, rispettivamente a 24 bit contenente la parte più significativa e a 14 bit per la parte meno significativa.
2. Un bit zero viene poi concatenato alla parte più significativa di n1 e si salva il denominatore nel registro d a 24 bit.
3. Si ripete per 14 volte il seguente loop:
 - Si shifta a sinistra n1 di un bit, aggiungendo alla parte meno significativa l'ultimo bit più significativo di n2.
 - Un bit zero viene concatenato alla parte meno significativa di n2 e shiftato a sinistra di un bit.
 - Se n1 è maggiore o uguale a d, si scrive in n1 la differenza tra n1 e d, e si pone il bit meno significativo di n2 a zero.
4. Alla conclusione dell'ultimo loop, si otterrà in n2 il quoziente, limitato a 2^{14} , e in n1 il resto della divisione.

Di seguito si è voluto inserire la procedura per l'implementazione del divisore Q38/Q24 all'interno dell'FPGA in linguaggio VHDL:

```
procedure div3824(numer: in std_logic_vector(37 downto 0);
                 denom : in std_logic_vector(23 downto 0);
                 quot  : out std_logic_vector(13 downto 0)) is
variable d, n1 : std_logic_vector(24 downto 0);
variable n2 : std_logic_vector(13 downto 0);
begin
    d := '0' & denom;
    n2 := numer(13 downto 0);
    n1 := '0' & numer(37 downto 14);
    for i in 0 to 13 loop
        n1 := n1(23 downto 0) & n2(13);
        n2 := n2(12 downto 0) & '0';
        if n1 >= d then
            n1 := n1-d;
            n2(0) := '1';
        end if;
    end loop;
    quot := n2;
end procedure;
```

Per ottenere una verifica del risultato, della latenza delle ALU e dei DSP e, in particolare, del ritardo dovuto al divisore si è utilizzato il tool Reveal Analyzer, il quale fa uso della trasmissione JTAG per esaminare il valore dei segnali all'interno dell'FPGA. Come si può osservare dalla figura 4.24, dall'istante di campionamento del valore "calib" e "value" vengono impiegati 6 cicli di clock per il calcolo del numeratore e denominatore, mentre il divisore ha una latenza pari a 6. Successivamente viene sommato al quoziente il valore della misura a bassa precisione, ottenendo quindi un tempo totale di calcolo pari a 10 cicli di clock.

4.10 Problematiche riscontrate

Nella seguente sezione si è affrontato il tema legato alle problematiche riscontrate durante la fase di progettazione dell'architettura.

Il problema più ostico è legato al campionamento della catena degli impulsi. Inizialmente l'architettura non aveva la necessità di un campionamento interno alle LUT di propagazione del segnale. Il sintetizzatore era quindi libero di inserire i registri di campionamento nella posizione migliore per soddisfare le specifiche di timing, impedendo un campionamento sequenziale delle celle. Un esempio di quanto

CAPITOLO 4. MULTI-PULSE ALGORITHM PER CREAZIONE DI UN
ISTOGRAMMA DI MISURA

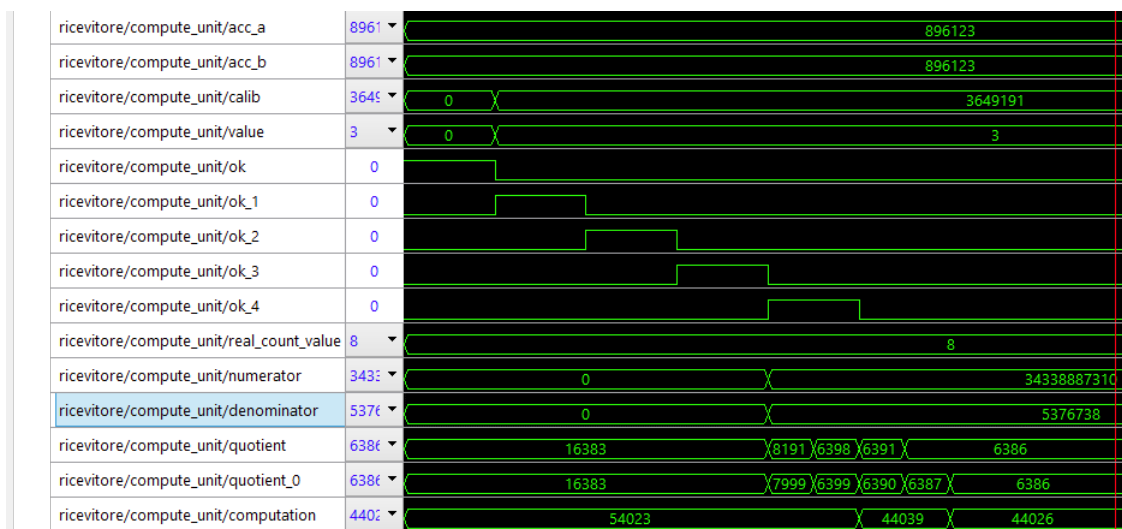


Figura 4.24: Timing del del blocco di computazione del tempo di volo

appena descritto può essere osservato nella figura 4.25 estrapolata dal tool Reveal Analyzer. In essa sono presenti i due impulsi START e STOP e il valore della misura del tempo di volo a bassa precisione espressa in cicli di clock. Al verificarsi del fronte di salita del primo impulso, il registro "BIN_0" della rispettiva catena campiona l'impulso e successivamente il relativo flag viene attivato. In corrispondenza di tale istante (tratto rosso) si può osservare come non vi sia una sequenza netta 1-0, ma il valore di salita dell'impulso sia determinato dalla combinazione "..FF0800..", causando un'imprecisione nella misura.

Per risolvere il problema, come descritto nelle precedenti sezioni, si è utilizzato un campionamento interno alle LUTs grazie all'inserimento dei registri all'interno delle aree dedicate alle catene nella fase di routing.

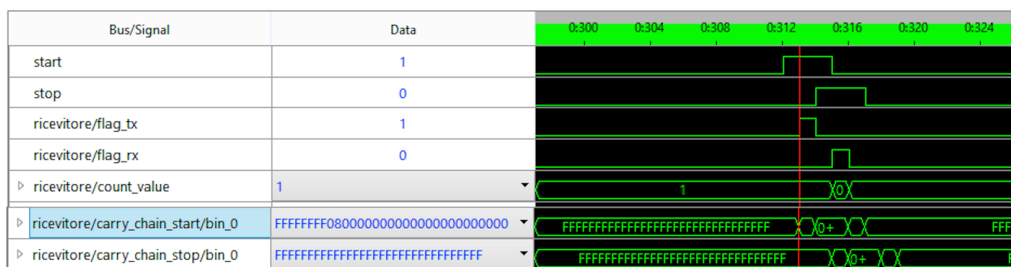


Figura 4.25: Problema dovuto al campionamento non sequenziale della catena

4.11 Report

Nella seguente sezione si è voluto invece analizzare il numero di risorse utilizzate all'interno dell'FPGA. Il numero dei segnali di IN/OUT comprende un pin dedicato per il clock, due per la programmazione del DAC, tre per lo START, lo STOP e il PWM per un totale di 6 pin. Il numero di LUT utilizzate è pari a circa il 12% di quelle totali, mentre per quanto riguarda le RAM EBR si sono impegnate 10 delle 108 disponibili e un solo divisore di clock per dimezzare internamente la frequenza dell'oscillatore esterno. Per quanto riguarda invece la parte di calcolo, sono state utilizzate solo il 5% delle risorse computazionali messe a disposizione, di cui fanno parte 5 dei 72 moltiplicatori MULT18 e 2 delle 36 ALU presenti. Tuttavia si è fatto uso di tutti e 4 i PLL messi a disposizione e un totale di circa 6500 segnali e 16000 connessioni. Per quanto riguarda l'effort in termini di codice VHDL, esso consta di un numero totale di circa 4000 righe di codice

Capitolo 5

Risultati

Il seguente capitolo è dedicato interamente allo studio dei risultati ottenuti e alla descrizione dei vari ambienti di test. In particolare si farà riferimento a tre condizioni di lavoro:

- *Scheda ToF con generatore di funzione per la simulazione degli impulsi laser*
- *Laser Scanner con finestra*
- *Laser Scanner con trave per identificazione della distanza e pannello con riflettività al 90%*

5.1 Scheda ToF con generatore di funzione

La prima prova, sottoposta all'applicazione del nuovo algoritmo di misura, ha previsto l'utilizzo di un generatore di funzione per la simulazione dei due impulsi Laser, START e STOP. Il generatore utilizzato è il Tektronix AFG3000 Series, il quale possiede due canali di uscita entrambi azionabili attraverso un trigger. Il particolare modello di cui si è fatto uso si è rivelato essere molto importante per la corretta interpretazione dei risultati, in quanto da esso dipende parte della precisione di misura. Come riportato infatti sul datasheet, il Tektronix AFG3052C di proprietà Datalogic possiede un valore RMS del jitter minore di 60 picosendi. Ciò significa che, considerando un andamento della precisione della misura di tipo gaussiano, la sua deviazione standard si attesta su 9 millimetri. Tenendo presente un'escursione del 90% della gaussiana pari a 5 volte la sua deviazione standard si ottiene così un errore massimo pari a 45 millimetri intorno al valore medio. Da tali considerazioni si possono ricavare le condizioni iniziali del nostro test da cui partire per migliorare la precisione di misura.

Nella seguente esperienza si è utilizzato l'impulso laser, generato dell'FPGA, come trigger per la generazione degli impulsi, il cui ritardo e offset sono modificabili dall'utente attraverso parametri del generatore di funzione. In figura 5.1 è possibile osservarne un esempio di funzionamento in cui viene mostrato l'andamento del segnale di attivazione del trigger (canale 4), i due impulsi laser START e STOP (rispettivamente canale 2 e 1) e il valore della soglia generata dal DAC pari a 2,4 V. Le configurazioni degli impulsi laser sono state scelte in modo tale da permettere un replica del reale funzionamento del laser scanner. Si è previsto quindi un ritardo dell'impulso di START che non superasse i 100 nanosecondi dal fronte di salita del PWM e un valore di escursione degli impulsi in ingresso alla scheda ToF da 0 a -1,2 V.



Figura 5.1: Forme d'onda dell'impulso PWM, degli impulsi laser riprodotti con generatore di funzione e del valore di soglia del DAC.

La prima prova che si è effettuata ha avuto l'obiettivo di confermare l'effettiva realizzazione dell'istogramma. Non avendo infatti mai effettuato un'analisi su più impulsi, non si era certi dell'effettiva variazione tra celle adiacenti in più misure successive. Utilizzando un numero di impulsi superiore a quello che si andrà ad

utilizzare nel reale funzionamento, pari a 215, si è quindi certificata la costruzione dell'istogramma mostrato in figura 5.2. Sull'asse orizzontale sono state inserite le combinazioni di celle START e STOP descritte nei precedenti capitoli, mentre l'asse verticale descrive il numero di volte in cui si verifica tale combinazione. Come si può osservare l'escursione delle celle è pari a 4, mentre la moda dell'istogramma indica un valore pari a circa 140 impulsi nel bin numero 103.

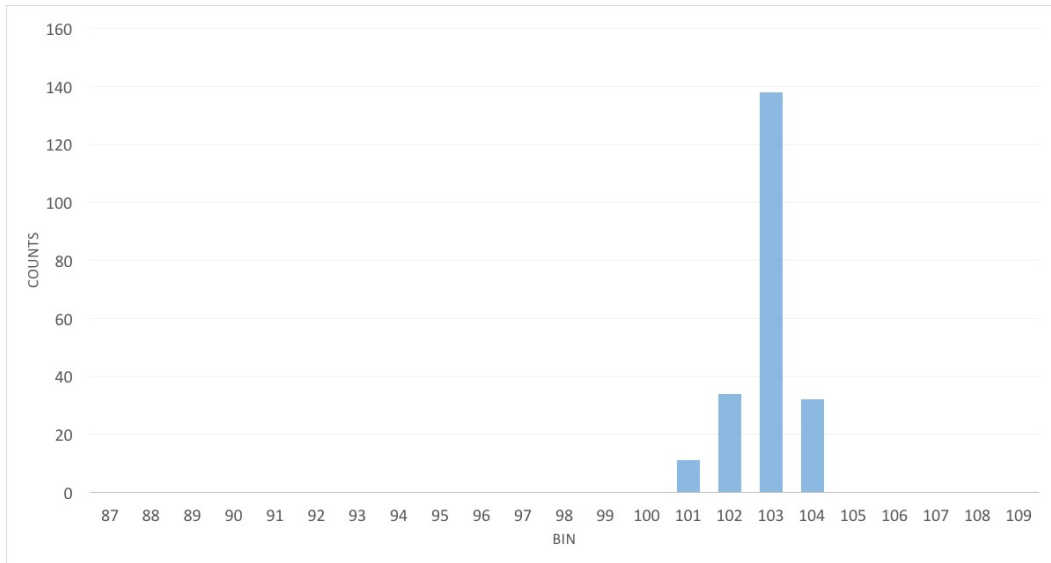


Figura 5.2: Istogramma generato con 215 impulsi di misura realizzati con generatore di funzione

Il valore di delay tra i due impulsi START e STOP impostato nel generatore di funzione è pari a 8,8 nanosecondi. Senza considerare la calibrazione e utilizzando quindi un tempo di attraversamento medio delle celle (\bar{T}_{cell}) pari a 40 picosecondi e un ciclo di clock per la misura a bassa precisione, si ottiene un valore del tempo di volo pari a 8825 picosecondi con un errore di soli 3,73 millimetri dalla misura impostata dal generatore di funzione.

$$ToF = ToF_{HP} + ToF_{LP} = \bar{T}_{cell} \cdot bin + N_{clock} \cdot T_{clock} = 40 \cdot 103 + 1 \cdot \frac{10^{12}}{212,5e^6} = 8825ps$$

Come seconda prova si è sottoposto l'engine ad un set di misure con uno step di distanza di 0,25, da 1 a 4 metri e un numero di misure pari a 477 misure per ciascuna di esse, sufficienti per un riscontro statistico. Per la creazione dell'istogramma è stato deciso di utilizzare un numero di impulsi pari a 1, 3, 5 e 8 poiché, come ricordato dalla relazione espressa nei precedenti paragrafi, la riduzione dell'errore di misura, espresso

come deviazione standard, segue un andamento di tipo $\frac{1}{\sqrt{N}}$, dove N è appunto il numero di impulsi considerati.

Attraverso il generatore di funzione si è proceduto ad impostare una distanza tra i due impulsi tale da simulare una misura tra 1 e 4 metri considerando un tempo di volo di 6,7 picosecondi per millimetro. In figura 5.3 si è voluto mostrare uno dei tredici step di misura corrispondente a 1,5 metri, nel caso di un impulso di misura per la creazione dell'istogramma. Come si può osservare il suo andamento è di tipo gaussiano e si ricava un valore medio pari a 9853 picosecondi, corrispondente a 1470 mm. Tale dato potrebbe portare a pensare ad un grave errore nella misura di circa 30 millimetri, tuttavia bisogna tener conto anche di altri parametri che approfondiremo in seguito. Quello su cui però si vuole focalizzare l'attenzione è la deviazione standard, il parametro più importante per valutare i progressi dell'attuale engine, e che in questo caso si attesta a 35,48 picosecondi, ben al di sotto dei 60 picosecondi dichiarati dal datasheet del generatore di funzione.

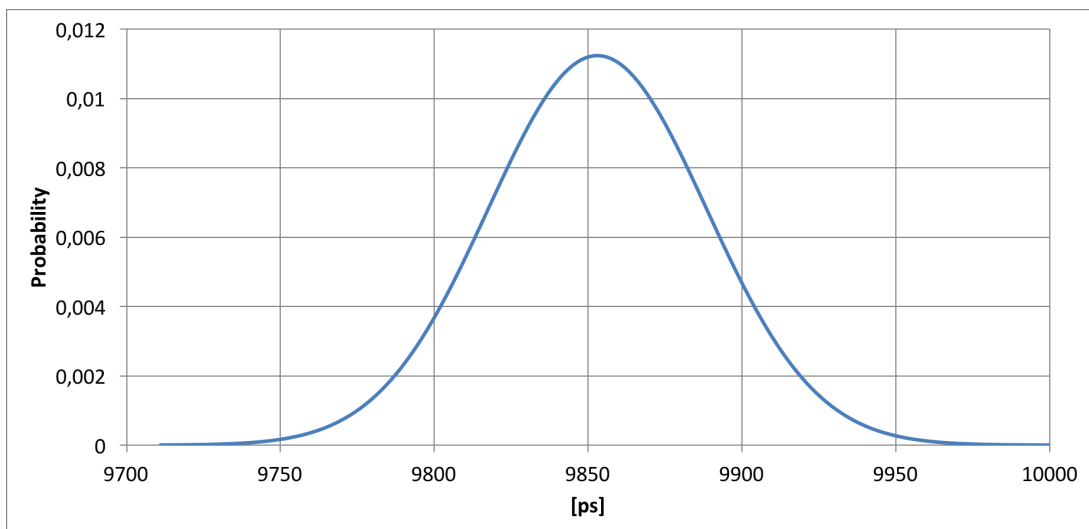


Figura 5.3: Funzione di densità di probabilità per una distanza di 1,5 m realizzata con generatore di funzione sulla base di 477 misure e 1 impulso di misura per la creazione dell'istogramma

Ampliando poi la misura da 1,5 ad un set più ampio da 1 a 4 metri si ottiene il risultato espresso in figura 5.4. Sull'asse delle ascisse è stata indicata la distanza in millimetri dal target, in questo caso fittizio poiché esso è stato simulato attraverso il generatore di funzione. La curva blu indica invece il valore medio dei risultati ottenuti a valle della valutazione di ciascun istogramma. Quindi ciascun punto, su tale retta, indica il valore medio di 477 misure, ciascuna delle quali è il risultato

di un singolo istogramma. Tale andamento è stato poi confrontato con la retta di regressione lineare, nel cui grafico è indicata l'equazione. Ciascun punto della curva segmentata rossa rappresenta invece la deviazione standard, ottenuta anch'essa sulla base di 477 misure, ciascuna delle quali ottenuta dalla valutazione di un singolo istogramma. In verde, la retta parallela all'asse delle ascisse, rappresenta invece il valore mediano delle deviazioni standard (curva rossa), elaborato sull'intero range da 1 a 4 metri.

Osservando il valore medio per ciascuno step di misura, esso mantiene un andamento lineare nell'intero range. Ciò è dimostrabile attraverso il coefficiente di determinazione R^2 il quale indica, in una scala da zero ad uno, lo scostamento dei valori di misura (y_i) dalla retta di regressione lineare (f_i) :

$$R^2 \equiv 1 - \frac{SS_{res}}{SS_{tot}} \quad \text{con} \quad \begin{cases} SS_{res} = \sum_i^n (y_i - f_i)^2 \\ SS_{tot} = \sum_i^n (y_i - \bar{y})^2 \end{cases}$$

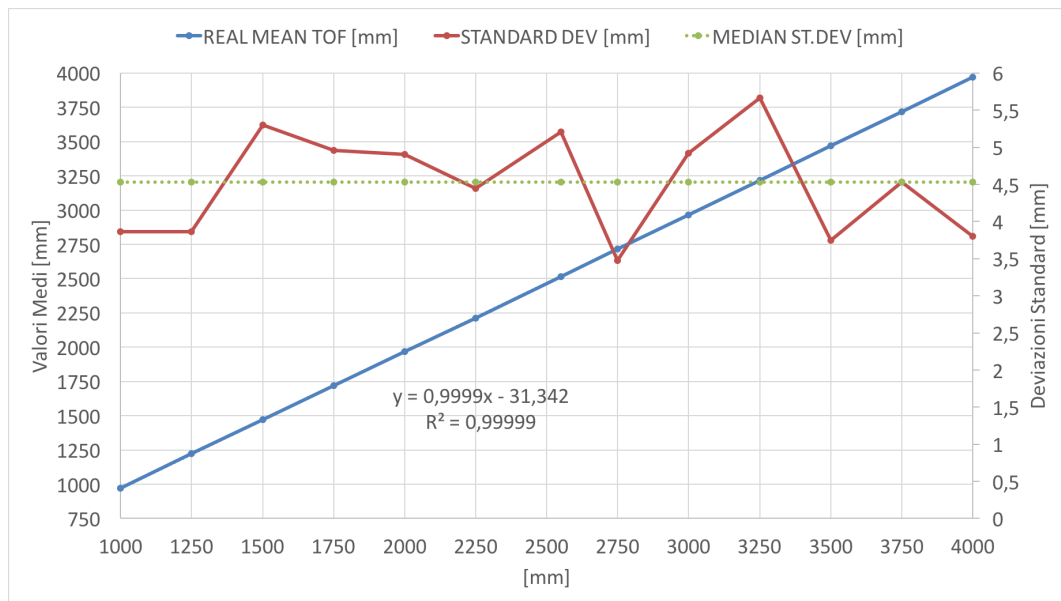


Figura 5.4: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 1

In questo caso il coefficiente di determinazione risulta essere prossimo all'unità, verificando una perfetta linearità tra la reale distanza del target e quella calcolata. Inoltre, osservando l'equazione della retta di regressione lineare si può osservare come vi sia presente anche un offset pari 31,34 millimetri. Ciò quindi spiega il precedente errore nello step di misura della prova corrispondente ad 1,5 metri, dove

l'imprecisione tra la distanza reale e il valore medio delle misure era pari a circa 30 millimetri. La presenza poi di un coefficiente angolare prossimo all'unità indica un errore indipendente dalla distanza misurata.

Un secondo dato mostra l'andamento delle deviazioni standard. Come si può notare il suo trend è variabile, con un valore massimo di circa 5,5 e minimo di 3,75 millimetri. Per poter giudicare le sue prestazioni è stato deciso di prendere, dai valori delle deviazioni standard da 1 a 4 metri, il loro valore mediano, il quale si attesta su 4,53 millimetri. La ragione per cui non si è utilizzato la media statistica risiede nella presenza di possibili outlier all'interno dell'range di misura che possono portare ad un alterazione delle analisi. La mediana delle deviazioni standard nel range da 1 a 4 metri rappresenta quindi il valore di riferimento che si è utilizzato in futuro per identificare il progresso tra una architettura ad 1, 3, 5 o 8 impulsi, di cui si potrà osservare l'andamento nei successivi grafici.

Analizzando i risultati ottenuti nel caso di più impulsi, in figura 5.5, 5.6 e 5.7, per la creazione di istogrammi si può osservare come le rette di regressione abbiano un coefficiente angolare e un coefficiente di determinazione prossimi ad uno. Le quote dell'origine di tali rette, invece, essendo diverse per ogni algoritmo, dipendono dalla sintesi dell'FPGA.

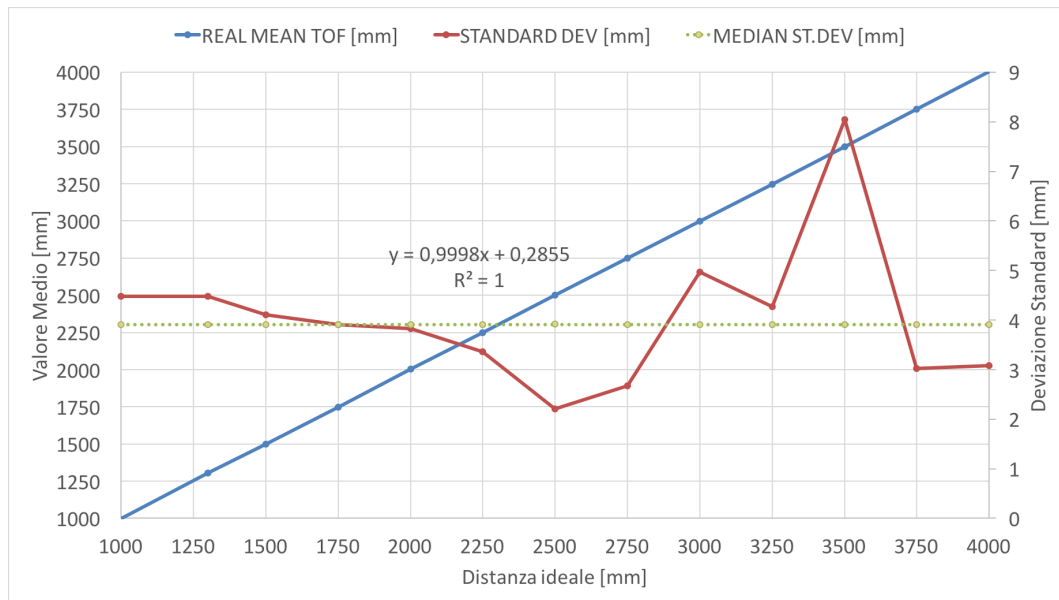


Figura 5.5: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 3

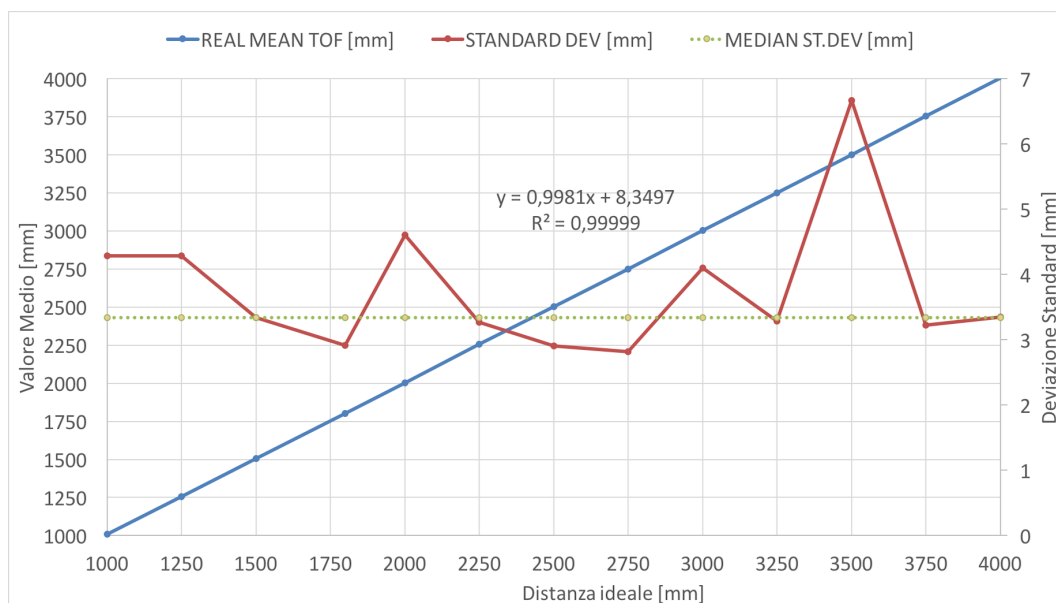


Figura 5.6: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 5

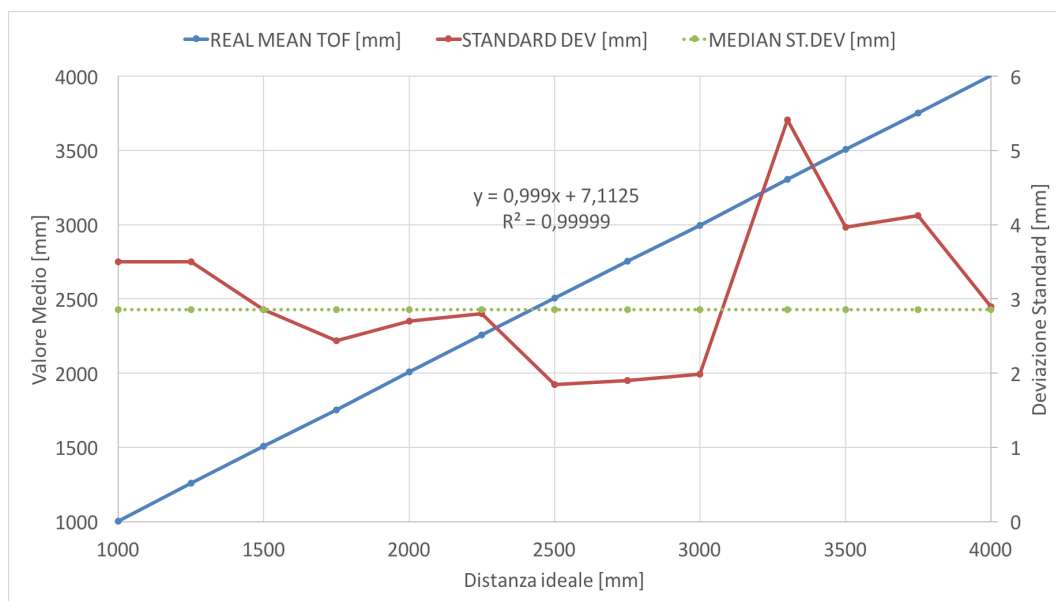


Figura 5.7: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 8

Confrontando i 4 precedenti grafici possiamo affermare che il valore massimo e minimo delle deviazioni standard (curve rosse) e in particolare il loro valore mediano

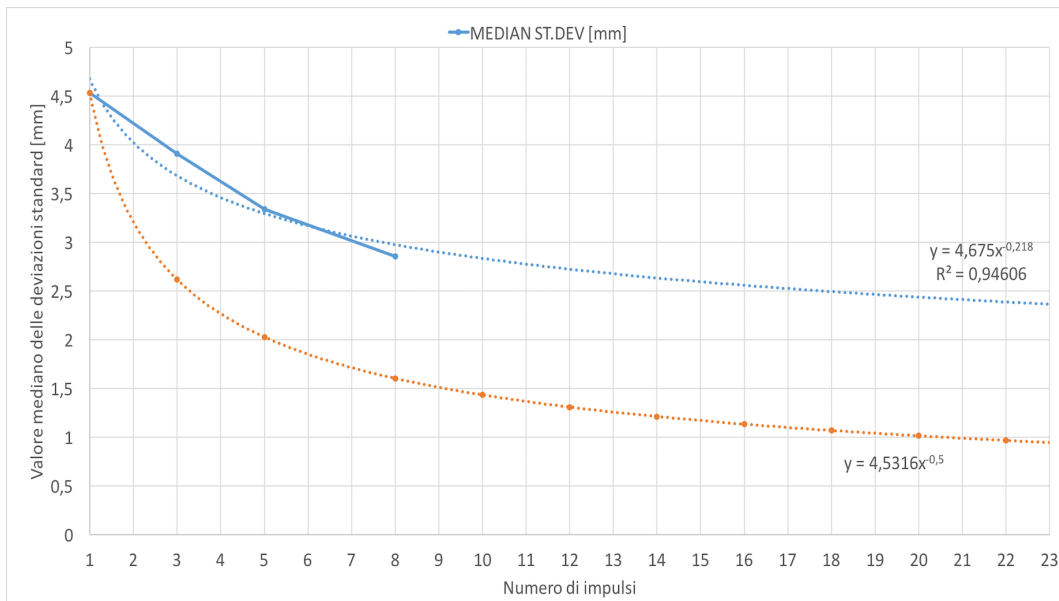


Figura 5.8: Valori mediani delle deviazioni standard in funzione del numero di impulsi, ciascuno ottenuto con un range di misura da 1 a 4 metri simulato con generatore di funzione.

(retta verde) diminuiscono all'aumentare del numero di impulsi. Tale fenomeno può essere osservato in modo migliore nella figura 5.8 dove si sono confrontati i precedenti valori mediani delle deviazioni standard per 1, 3, 5 e 8 impulsi, ottenuti nei grafici 5.5, 5.6 e 5.7. Il grafico mostra sull'asse delle ascisse il numero di impulsi con cui si è costruito l'istogramma, mentre ciascun punto sulla curva blu rappresenta il valore mediano delle deviazioni standard ottenute nei grafici 5.5, 5.6 e 5.7. Inoltre nel grafico si è voluto tracciare la curva di regressione per osservare una previsione per un numero di impulsi maggiore di 8. Come si può notare il valore mediano della deviazione standard tende a saturare ad un valore limite, dimostrando quanto detto precedentemente sul numero di impulsi da utilizzare per la costruzione degli istogrammi: presupponendo infatti che aggiungere un impulso costi in termini di frequenza di emissione e riduzione del tempo di calibrazione, possiamo affermare che un numero di impulsi pari a 5 o 8 sia sufficiente per osservare un aumento della precisione di misura.

Inoltre si è voluto confrontare tale curva di regressione (curva tratteggiata blu) con l'andamento teorico (curva tratteggiata arancione) nel caso in cui fosse utilizzato il valore medio per il calcolo della misura, rispetto alla moda: $\frac{1}{\sqrt{N}}$, ottenuto considerando la mediana delle deviazioni standard per un impulso, come fattore moltiplicativo. Il loro andamento, seppur non coincidente, mostra dei tratti comuni.

Ciò è spiegabile considerando il processo di elaborazione statistica utilizzato, che prevede l'utilizzo del valore modale all'interno dell'istogramma e non del valore medio.

5.2 Laser Scanner con finestra

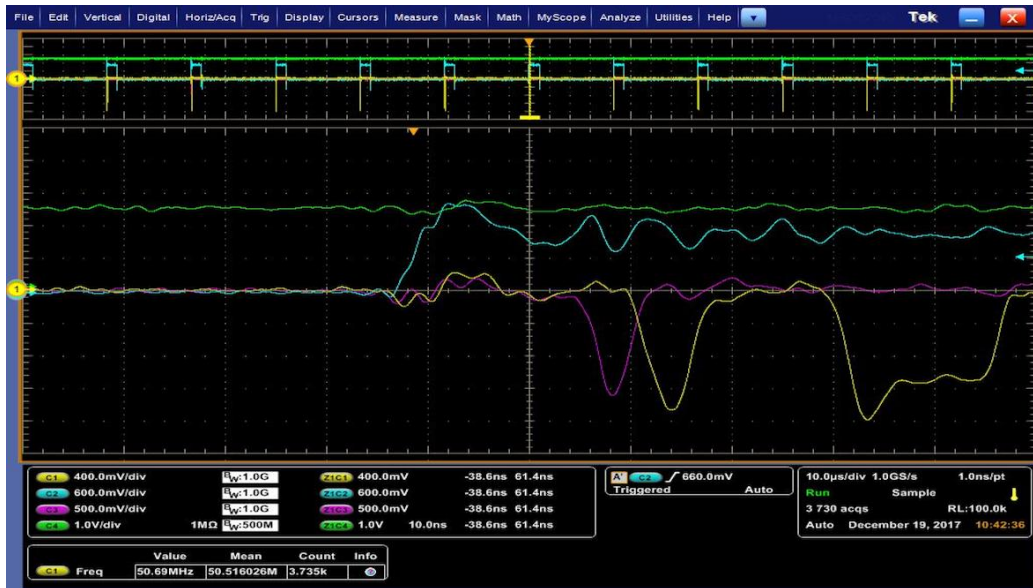


Figura 5.9: Forme d'onda dell'impulso PWM, degli impulsi laser prodotti dal Laser Scanner e del valore di soglia del DAC.

Nel secondo ambiente di test si è realizzato l'algoritmo all'interno del prodotto Datalogic - Laser Scanner per poterne verificare l'effettivo funzionamento.

Per poter accertare l'effettiva costruzione di un istogramma all'interno di un range di impulsi sarebbe stato necessario aumentare la frequenza di emissione del laser in modo tale da lavorare all'interno di uno step angolare. Senza però una modifica al circuito analogico di pilotaggio del laser, ciò avrebbe potuto compromettere il suo funzionamento. E' stato quindi pensato un utilizzo stazionario del motore in modo tale che più impulsi cadano all'interno di un angolo di risoluzione pari a $0,1^\circ$.

In figura 5.10 si possono osservare le forme d'onda ottenute durante tale prova. I canali 2 e 4 rappresentano rispettivamente, come nel test precedente, il valore di tensione prodotto dal convertitore digitale-analogico e il segnale PWM per il controllo del laser. Nel canale 3 è presente invece l'impulso laser di START il quale, come premesso, avviene all'interno di una finestra di 100 nanosecondi dal fronte di salita del segnale PWM. Nel canale 1 invece si possono osservare due impulsi di ritorno: quello dovuto all'ottica e quello causato dal target di misura posto ad una distanza

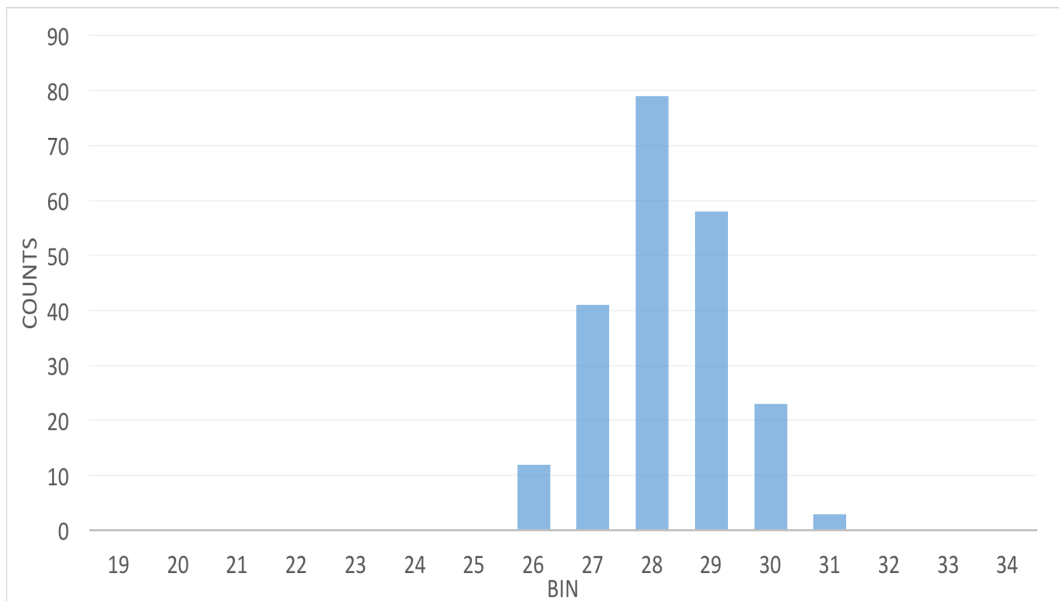


Figura 5.10: Istogramma generato con 215 impulsi di misura realizzati con Laser-Scanner con finestra

maggiore, come si può notare dal maggiore tempo di volo. In questo caso, il primo fra i due sarà considerato l'effettivo impulso di STOP su cui si costruirà l'istogramma, di cui in figura 5.10 possiamo osservarne un esempio.

5.3 Laser Scanner con trave per identificazione della distanza e pannello con riflettività al 90%

L'ultima prova effettuata ha avuto l'obiettivo di certificare i miglioramenti, in termini di precisione, sul prodotto Laser Scanner - Datalogic. Per farlo ci si è posti nelle migliori condizioni di lavoro attraverso l'utilizzo di un pannello bianco, con riflettività al 90%, come target di misura, posizionabile a diverse distanze grazie ad uno strumento dedicato (figura 5.11). In figura 5.12 è possibile invece osservare il medesimo ambiente di lavoro da una telecamera termica. Ciò rende possibile individuare uno spot luminoso all'interno del target bianco, corrispondente all'impulso laser fisso.

Un'ulteriore ipotesi di lavoro è l'assenza dell'ottica del laser scanner al fine di eliminare l'impulso laser più ravvicinato mostrato precedentemente in figura 5.9. In alternativa sarebbe stata necessaria l'implementazione di un algoritmo aggiuntivo, non realizzabile a causa delle tempistiche di progetto. Una volta rimossa quindi la finestra circolare in prossimità dello specchio riflettente si sono ottenute le forme



Figura 5.11: Ambiente di lavoro con target avente riflettività al 90%



Figura 5.12: Ambiente di lavoro con target avente riflettività al 90% osservato da un camera ad infrarossi

d'onda osservabili in figura [5.13](#).

Il primo confronto, che si è voluto effettuare, prende in esame la distanza di due metri dal target per un numero di impulsi per la costruzione dell'istogramma pari a 1, 3 e 8 con 477 misure ciascuna. Come si può osservare dalle funzioni densità di probabilità



Figura 5.13: Forme d'onda dell'impulso PWM, degli impulsi laser prodotti dal LaserScanner senza l'ottica e del valore di soglia del DAC

in figura 5.14, nonostante il risultato di ciascuna misura mostri un valore medio differente spiegabile dalla presenza dell'offset, il valore delle loro deviazioni standard diminuisce all'aumentare del numero di impulsi, indicando quindi un aumento della precisione di misura.

Nei grafici in figura 5.15, 5.16 e 5.17 si voluto ampliare lo step di misura da 1 a 4 metri, come effettuato nella precedente prova con il generatore di funzione, che considereremo di seguito come confronto. Rispetto al caso precedente si può osservare un aumento considerevole dell'offset di misura, da un valore di circa 10 a 300 millimetri. Ciò è spiegabile attraverso il più ampio percorso che gli impulsi laser devono attraversare all'interno dei cavi schermati del laser scanner. Inoltre, in questo caso, sia i coefficienti angolari delle rette di regressione lineare dei valori medi, sia il loro coefficiente di determinazione sono leggermente cambiati come conseguenza dell'aumento del numero di variabili introdotte dall'utilizzo del Laser-Scanner.

Per quanto riguarda invece il valore mediano delle deviazioni standard nel range 1-4 metri, esso ha riproposto il medesimo andamento osservato in precedenza, con un miglioramento in termini di precisione di misura arrivando al valore di 1,29 mm per 8 impulsi di misura. Tale risultato è sintetizzato nella figura 5.18 oltre a cui è stato aggiunta la curva di regressione lineare di tipo esponenziale. Le medesime considerazioni fatte in precedenza possono essere riproposte, in quanto anche in questo caso l'andamento tra la curva di regressione lineare e quello ottenuta dalla

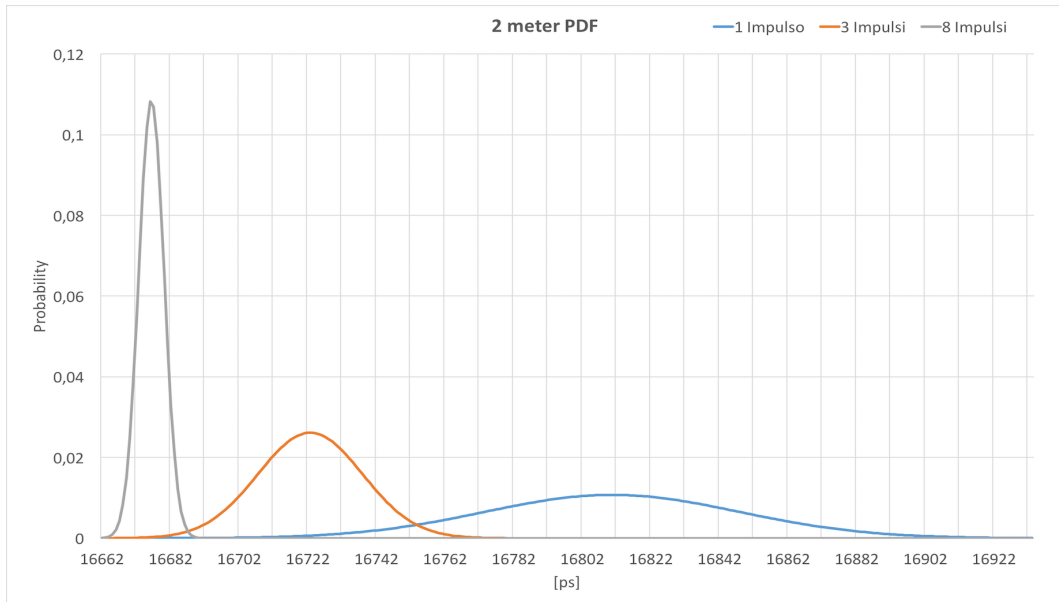


Figura 5.14: Funzione di densità di probabilità costruite sulla base di 477 misure per un distanza fissa di 2 metri, per un numero di impulsi pari 1, 3 e 8

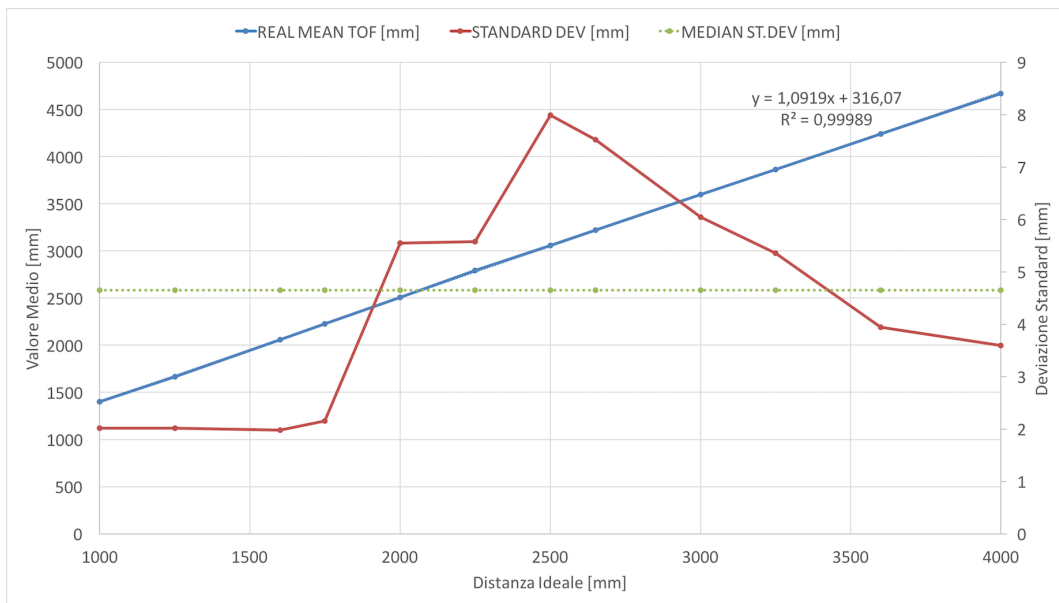


Figura 5.15: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri ottenuti con Laser Scanner e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 1

relazione $\frac{1}{\sqrt{N}}$ sono confrontabili. In particolare si vuole sottolineare come, con 3 impulsi, si sia ottenuto un valore della deviazione standard pari a 2,38 mm con

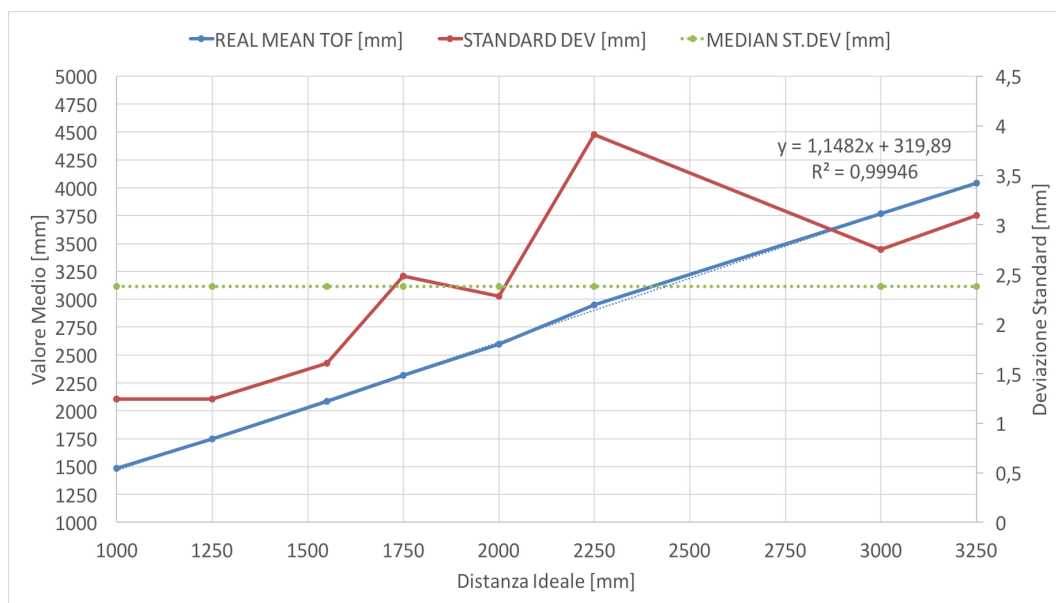


Figura 5.16: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri ottenuti con Laser Scanner e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 3

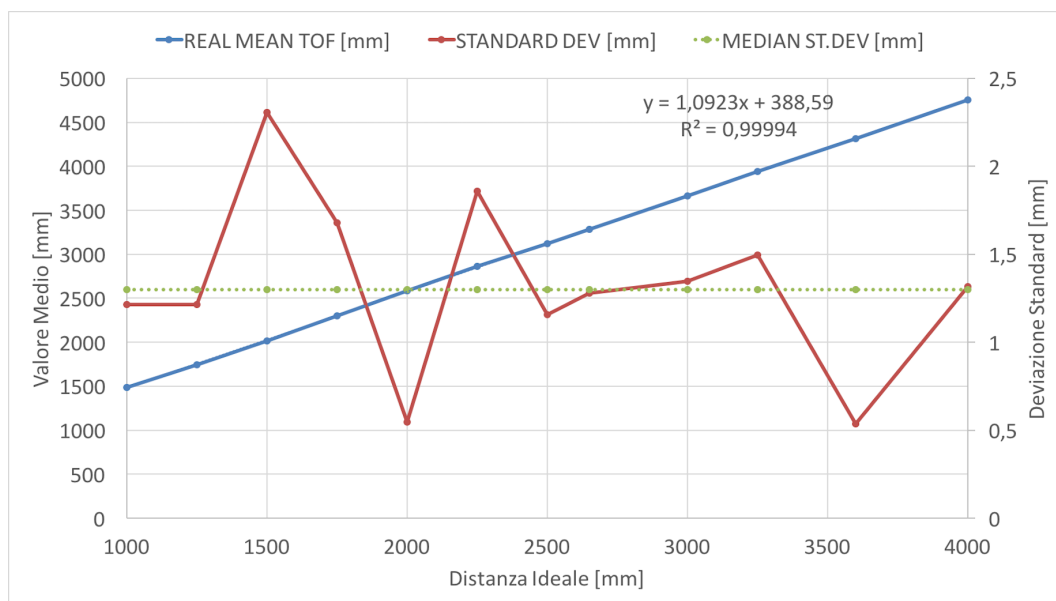


Figura 5.17: Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri ottenuti con Laser Scanner e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 8

un miglioramento in termini di riduzione del 48% rispetto a quella relativa ad un impulso. Infine, per 5 e 7 impulsi si è ricavato, rispettivamente una riduzione del

61% con 1,8 mm, e 72% con 1,29 mm.

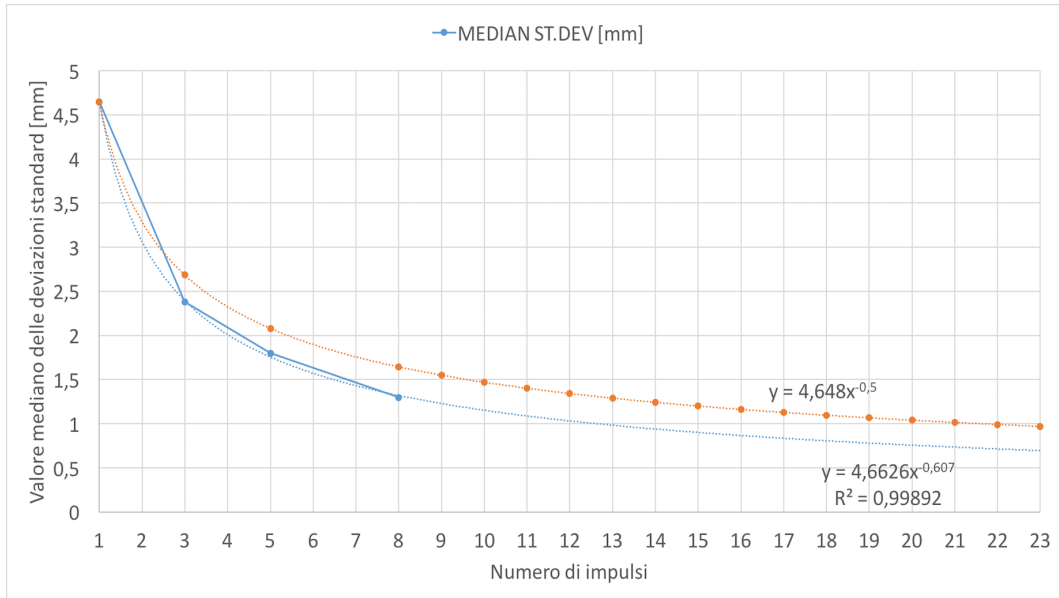


Figura 5.18: Valori mediani delle deviazioni standard in funzione del numero di impulsi, ciascuno ottenuto con un range di misura da 1 a 4 metri simulato con generatore di funzione.

Capitolo 6

Conclusione

Il lavoro effettuato nella parte iniziale del progetto di tesi ha riguardato l'analisi e lo studio degli algoritmi per la misura della distanza a tempo di volo implementati nei Laser Scanner di Sicurezza in FPGA. Grazie allo studio di brevetti e documenti accademici è stato possibile individuare la strada verso cui molte aziende del settore stanno tuttora portando i loro prodotti: un'analisi multi-impulso. Essa prevede un calcolo della distanza tramite l'utilizzo di più impulsi di misura, in modo tale da migliorare le prestazioni dello strumento in termini di precisione e immunità alle interferenze. L'algoritmo è stato riprodotto modificando la programmazione della FPGA ed utilizzando il circuito analogico attuale. In conseguenza di queste limitazioni per simulare una frequenza di emissione degli impulsi maggiore si è proceduto ad utilizzare il motore in condizioni stazionarie.

Nell'implementazione del nuovo sistema di calcolo del tempo di volo si è combinato l'utilizzo della calibrazione delle celle utilizzate come TDC, già presente nei precedenti laser scanner di sicurezza, e quello degli istogrammi, realizzati attraverso un sistema di indirizzamento in RAM basato su una elaborazione delle celle relative allo START e STOP.

Il nuovo metodo di misura ha portato ad un notevole miglioramento della precisione in termini di deviazione standard, principale parametro di valutazione dell'engine avendo la possibilità di compensare in seguito eventuali offset o errori lineari, attraverso una post-elaborazione. Osservando i risultati proposti si è confrontato il risultato ottenuto nei due ambienti di lavoro, realizzati attraverso un generatore di funzione e il Laser Scanner. In particolare, in entrambi i casi, si è osservata la riduzione della deviazione standard all'aumentare del numero di impulsi per la costruzione degli istogrammi, rispetto al caso comune di un impulso di misura. Tale andamento, come predetto dal modello teorico, segue un andamento $\frac{1}{\sqrt{N}}$ con N

corrispondente al numero di impulsi considerati. Ciò ha portato a considerare un numero di impulsi pari a 5 e 8, sufficienti per osservare dei miglioramenti apprezzabili, tenendo in considerazione che un loro aumento nell'elaborazione statistica ha un costo in termini di frequenza di emissione del laser, che si traduce in riduzione della potenza dell'impulso, aumento della dissipazione termica e diminuzione del tempo di calibrazione, in aggiunta all'eventuale riduzione del range di misura.

Nella tabella 6.1 si sono voluti evidenziare le nuove condizioni di funzionamento di un Laser Scanner utilizzando 1, 3, 5 e 8 impulsi per la costruzione dell'istogramma al fine di identificare il migliore caso di funzionamento: in essa si è voluto confrontare la frequenza di emissione degli impulsi, la riduzione dell'SNR considerando i calcoli affrontati nella parte introduttiva, il tempo di calibrazione e il valore mediano delle deviazioni standard ottenute nel caso del Laser Scanner senza ottica e pannello bianco con riflettività al 90 %. Il caso con 5 impulsi di misura è stato giudicato essere il migliore, seppur ad esso sia associato un dimezzamento del rapporto segnale-rumore e una riduzione del 55% del tempo dedicato alla calibrazione. Nonostante ciò, tali parametri non vengono degradati come per il caso ad 8 impulsi, e il miglioramento in termini di deviazione standard è considerevole, se confrontato con i precedenti casi ad 1 e 3 impulsi.

Tabella 6.1: Parametri di funzionamento e risultati ottenuti utilizzando 1, 3, 5 e 8 impulsi per la creazione dell'istogramma di misura all'interno dell'FPGA.

N_{pulses}	f_{tx} [KHz]	SNR [%]	T_{calib} [us]	Std.Dev [mm]
1	120	100	7,33	4,65
3	360	58	5,31	2,38
5	600	45	3,3	1,8
8	840	38	1,44	1,29

Ringraziamenti

Vorrei esprimere la mia gratitudine più sincera alle seguenti persone.

Innanzitutto al mio correlatore, l'ingegner Girotti per il suo tempo, per le sue acutissime competenze, per avermi dato la possibilità di lavorare all'interno dell'azienda Datalogic durante l'intero periodo di tesi, ma soprattutto per avermi reso partecipe di un progetto così importante per l'intero R&D.

Al mio relatore, il professor Lanzoni per avermi supportato nell'intera attività di tesi, per i suoi insegnamenti e per l'entusiasmo che mi ha trasmesso durante il mio percorso universitario.

Al mio amico e collega, l'Ingegnere Salvatore Cani per il suo aiuto durante le fasi del progetto e le sue parole di conforto nei momenti più difficili. E anche agli altri colleghi incontrati durante il mio tirocinio in sede Monte San Pietro, Tobia, Marco, Danilo, Salvatore, Andrea e Paolo.

A tutta la mia famiglia vorrei esprimere il mio più profondo apprezzamento per aver creduto in me in tutti questi anni, dimostrandomi la massima fiducia. Per il loro sostegno morale ed economico durante la mia carriera universitaria, per le loro parole di incoraggiamento e i loro insegnamenti che mi hanno permesso di arrivare dove sono oggi e per le motivazioni che mi hanno dato nell'affrontare ogni giorno nuove sfide. Un ringraziamento molto, molto speciale anche ai miei nonni Paola, Renzo, Rita e Giuseppe per il loro aiuto e gratificazione.

Il mio grazie sincero va anche ai miei amici e coinquilini Federico, Enrico e Giovanni, per tutti i momenti che abbiamo condiviso insieme, per le giornate di ansia e le serate di spensieratezza che abbiamo passato.

Ai miei amici più fedeli Pietro, Manuel, Lorenzo, Stefano, Fabio, Filippo e Mattia. Grazie per esserci stati quando ne ho avuto il bisogno, per la vostra amicizia e per tutti i ricordi che potrò portare per sempre con me.

Un debito di gratitudine anche alle decine di professori e ingegneri che ho incontrato fuori e dentro le aule universitarie, le cui conoscenze hanno fatto di me la persona competente che sono oggi. Un grazie speciale all'Ingegnere Marano per le sue conoscenze e il suo aiuto durante il mio Tirocinio presso il laboratorio LEMAD.

Presso il polo di Cesena, vorrei ringraziare i compagni universitari che mi hanno accompagnato durante il periodo della laurea Triennale, Tommaso, Enrico, Federico, Lorenzo, Elia e Alan.

Infine il ringraziamento più importante va alla mia compagna Valentina, per essere stata sempre presente durante tutti questi anni, per la sua pazienza e per essere ogni giorno una fonte infinita di ispirazione.

*Il successo non è definitivo, il fallimento non è fatale.
Ciò che conta è il coraggio di andare avanti.
Winston Churchill*

Bibliografia

- [1] Sun Junling, Pang Dongdong, Sun Guangmin, Ma Pengge. *Study on Multi-pulse Laser Detection of Moving Target under Low SNR*. 7th International Conference on Manufacturing Science and Engineering (ICMSE 2017).
- [2] <http://www.rrsg.ee.uct.ac.za/> *Time Interval Measurement Literature Review*.
- [3] Ari KilpelÄ *Pulse Time-of-Flight laser range finder techniques for fast, high precision measurement applications*. Department of Electrical and Information Engineering, University of Oulu 2004.
- [4] Guansheng Li, Yahya M. Tousi, Student Member, IEEE, Arjang Hassibi, Member, IEEE, and Ehsan Afshari, Member, IEEE *Delay-Line-Based Analog-to-Digital Converters*. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS, VOL. 56, NO. 6, JUNE 2009.
- [5] Jean-Francois Genat *Time to Digital Conversion Performance Metrics and Tests*. IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference October 23d 2011, Valencia, Spain
- [6] G. S. Jovanovi´c, M. K. Stojˇcev *Vernier’s Delay Line Time-to-Digital Converter*. SCIENTIFIC PUBLICATIONS OF THE STATE UNIVERSITY OF NOVI PAZAR (2009)
- [7] Wetteborn, Hainer (Waldkirch/Breisgau, DE) *Laser range finding apparatus*. patent September 1999, US5949530.
- [8] Reinhard HeizmannGottfried HugMartin MarraBahram Torabi *Optoelectronic sensor and method for the measurement of distances in accordance with the light transit time principle*. patent November 2008, US8384883B2.
- [9] Hug, Gottfried (Waldkirch, DE), Heizmann, Reinhard (Glottertal, DE) *Measurement of distances or of distance changes*. patent July 2013, US8488110.

- [10] Jachmann, Fabian (Waldkirch, DE), Engler, Michael (Waldkirch, DE), Rothenberger, Bernd (Waldkirch, DE), Dollmann, Thomas (Waldkirch, DE) *DISTANCE-MEASURING SENSOR AND METHOD FOR DETECTING AND DETERMINING THE DISTANCE OF OBJECTS*. patent 2015, US20150323654.
- [11] Hulm, Christian (Waldkirch, DE), Sigmund, Jörg (Freiburg, DE), Feise, Gerold (Hamburg, DE) *Optoelectronic sensor and method for the detection and determination of distances of objects*. patent July 2016, US9383200.
- [12] Hug, Gottfried (Am Wegle 1a, 79183 Waldkirch, DE), Heizmann, Reinhard (Falkensteinstrasse 1, 79286 Glottertal, DE) *Optoelectric sensor and a method for the detection and distance determination of objects*. patent February 2012, EP1972961.
- [13] ANALOG DEVICE *2.7 V to 5.5 V, <100 μ A, 8-/10-/12-Bit nanoDAC, SPI Interface in LFCSP and SC70*. Datasheet, AD5621.
- [14] Tektronix *Arbitrary/Function Generators AFG3000C Series Datasheet*. Datasheet, AFG3052C.
- [15] Lattice Semiconductor Corporation *Programming Tools User Guide*. May, 2015.
- [16] Lattice Semiconductor Corporation *Lattice Diamond User Guide*. March, 2017.
- [17] Lattice Semiconductor Corporation *Lattice Diamond Tutorial*. September, 2016.
- [18] Lattice Semiconductor Corporation *Reveal User Guide*. March, 2015.
- [19] Lattice Semiconductor Corporation *sysIO Usage Guidelines for Lattice Devices*. Technical Note TN1000 October, 2005.
- [20] Lattice Semiconductor Corporation *Timing Closure*. October, 2013
- [21] Lattice Semiconductor Corporation *ECP5 and ECP5-5G sysCLOCK PLL/DLL Design and Usage Guide*. Technical Note TN1263, November, 2015
- [22] Lattice Semiconductor Corporation *ECP5 and ECP5-5G Memory Usage Guide*. Technical Note TN1264, November, 2015
- [23] Lattice Semiconductor Corporation *ECP5 and ECP5-5G sysDSP Usage Guide*. Technical Note TN1267, November, 2015

Elenco delle figure

1.1	Datalogic SRL Logo	5
2.1	Classificazione metodi Lidar	7
2.2	Esempi di strumenti di misura a Tempo di Volo presenti sul mercato	7
2.3	Schema a blocchi di uno strumento di misura della distanza a tempo di volo con due canali	8
2.4	Schematico dell'impulsatore Laser	10
2.5	Esempio di corrente misurata per due transistor a valanga (ZTX415 e 2N5192)	11
2.6	Caratteristiche TIA ad oggi sul mercato	12
2.7	Walk Error	12
2.8	Forme d'onda in ingresso al comparatore in diversi tipi di timing discriminator	13
2.9	Circuito di Time Measuring Unit attraverso la scarica-carica di una capacità	14
2.10	Circuito di Time Measuring Unit che utilizza un TVC	15
2.11	Circuito basato sul metodo Vernier	15
2.12	Esempio di circuito a latch basato sul Tapped Delay	16
2.13	Esempio di circuito mediante l'utilizzo di buffer basato sul Tapped Delay	16
2.14	Coefficienti di riflessione di alcuni materiali alla lunghezza d'onda di 900 nm	18
3.1	Laser Scanner di Sicurezza realizzato da Datalogic	19
3.2	Zona scansionata dal Laser scanner	20
3.3	Esempi di Applicazioni per Laser Scanner di Sicurezza	21
3.4	Correzione della misura mediante funzione errore	22
3.5	Struttura di ricezione e trasmissione degli impulsi descritta nel brevetto US 8,384,883	23

3.6	Schema a blocchi dell'algoritmo implementato all'interno dell'FPGA per migliorare la risoluzione	24
3.7	Calcolo dell'ampiezza dell'impulso	25
3.8	Segnali di ricezione dell'impulso in conformità con l'estensione dell'istogramma per l'interpolazione	26
3.9	27
3.10	Curva di riempimento dell'istogramma in funzione dell'ampiezza del segnale ricevuto e del valore delle soglie, il quale determina la sensibilità del canale di ricezione	28
3.11	29
3.12	31
3.13	Esempio bidimensionale di suddivisione in settori dell'ambiente circostante al laser scanner	32
3.14	Illustrazione della suddivisione degli impulsi ricevuti in più memorie di istogrammi e più periodi, intesi come rotazione del motore	33
3.15	Esempio ideale del segnale ricevuto da un hard object, da un soft object e da entrambi	35
3.16	Schema a blocchi dell'algoritmo	36
3.17	Esempi di segnale provenienti da diversi tipi di target	36
3.18	Pulse Averaging Method	37
3.19	Diagramma degli attuali Laser Scanner presenti nel mercato	38
4.1	Algoritmo di misura descritto nel brevetto US8,383,883 in ambiente Simulink	43
4.2	Istogramma realizzato a partire da 4 impulsi unipolari	43
4.3	Profondità statistica in funzione del periodo di emissione degli impulsi e alla risoluzione angolare	44
4.4	Lattice Data Flow	46
4.5	Clock-Segnale di enable per la cattura dei risultati-Risultato Finale di misura	47
4.6	Multi-Pulse ToF Engine Architecture - Top	49
4.7	Flow Chart della fase di inizializzazione gestita dal contatore	51
4.8	simulazione PWM Unit	51
4.9	Onda quadra generata dal blocco PWM Unit per il pilotaggio del laser	52
4.10	Simulazione SPI Unit	54
4.11	Impulso di stop all'ingresso della scheda TOF e a valle dell'amplificazione differenziale	54
4.12	Schema a blocchi del Ricevitore	56

4.13	Esempio di impulso all'interno della catena, campionamento in BIN e identificazione attraverso FLAG	59
4.14	Physical View della catena e multiplexer corrispondente all'impulso di START	60
4.15	Seconda cella della catena dell'impulso di START	61
4.16	Indirizzo della cella di ricezione - Valore di user_calib_do - clock	62
4.17	Esempio di creazione del valore calib_number	63
4.18	Algoritmo per il calcolo del bin dell'istogramma	64
4.19	Simulazione dalla prima fase di creazione degli istogrammi degli impulsi e di calibrazione	67
4.20	Simulazione dalla seconda fase di ricerca della moda all'interno degli istogrammi	67
4.21	Simulazione dalla terza fase di Reset delle due RAM	68
4.22	Simulazione dalla condizione critica in un cui un impulso cade durante una delle due fasi di ricerca della moda o reset	69
4.23	Data flow delle operazioni logiche per il calcolo del tempo di volo	71
4.24	Timing del del blocco di computazione del tempo di volo	74
4.25	Problema dovuto al campionamento non sequenziale della catena	74
5.1	Forme d'onda dell'impulso PWM, degli impulsi laser riprodotti con generatore di funzione e del valore di soglia del DAC.	77
5.2	Istogramma generato con 215 impulsi di misura realizzati con generatore di funzione	78
5.3	Funzione di densità di probabilità per una distanza di 1,5 m realizzata con generatore di funzione sulla base di 477 misure e 1 impulso di misura per la creazione dell'istogramma	79
5.4	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 1	80
5.5	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 3	81
5.6	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 5	82
5.7	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri con generatore di funzione e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 8	82

5.8	Valori mediani delle deviazioni standard in funzione del numero di impulsi, ciascuno ottenuto con un range di misura da 1 a 4 metri simulato con generatore di funzione.	83
5.9	Forme d'onda dell'impulso PWM, degli impulsi laser prodotti dal Laser Scanner e del valore di soglia del DAC.	84
5.10	Istogramma generato con 215 impulsi di misura realizzati con Laser-Scanner con finestra	85
5.11	Ambiente di lavoro con target avente riflettività al 90%.	86
5.12	Ambiente di lavoro con target avente riflettività al 90% osservato da un camera ad infrarossi	86
5.13	Forme d'onda dell'impulso PWM, degli impulsi laser prodotti dal LaserScanner senza l'ottica e del valore di soglia del DAC	87
5.14	Funzione di densità di probabilità costruite sulla base di 477 misure per un distanza fissa di 2 metri, per un numero di impulsi pari 1, 3 e 8	88
5.15	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri ottenuti con Laser Scanner e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 1	88
5.16	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri ottenuti con Laser Scanner e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 3	89
5.17	Andamento del valore medio, della deviazione standard e del loro valore mediano in un range di misura da 1 a 4 metri ottenuti con Laser Scanner e numero di impulsi per la creazione dell'istogramma pari a 8	89
5.18	Valori mediani delle deviazioni standard in funzione del numero di impulsi, ciascuno ottenuto con un range di misura da 1 a 4 metri simulato con generatore di funzione.	90