

**ALMA MATER STUDIORUM  
UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI BOLOGNA**

---

**FACOLTÀ DI INGEGNERIA**  
Corso di Laurea in Ingegneria Informatica

**Sviluppo di tecniche di signal  
processing real-time per la lettura  
di codici a barre**

Tesi di Laurea di:  
Alessandro Ghidotti Piovan

Relatore:  
Chiar.mo Prof. Luigi Di Stefano

Correlatore:  
Ing. Nicola Alessi

---

**Anno Accademico 2011–2012**



---

# Ringraziamenti

Questo lavoro conclude un lungo e difficile percorso nel quale mi sono avventurato con grande passione e volontà. Desidero quindi esprimere sinceri ringraziamenti a tutti coloro che hanno contribuito, in un modo o nell'altro, al raggiungimento di questo obiettivo per me così importante.

Il primo ringraziamento è per il Prof. Luigi Di Stefano, che con le sue lezioni mi ha fatto prima appassionare ai temi legati all'elaborazione di segnali digitali e mi ha dato poi l'opportunità di svolgere questo lavoro di tesi in un ambiente stimolante in cui ho potuto lavorare con persone esperte e capaci, consolidando così l'interesse per questi argomenti; esprimo anche il mio riconoscimento per la gentilezza e l'attenzione che mi ha riservato, per i preziosi consigli e per aver valorizzato il mio lavoro.

In secondo luogo, ringrazio l'Ing. Nicola Alessi per la disponibilità e la scrupolosa attività di revisione e supporto del mio lavoro. Un ringraziamento particolare vorrei riservarlo all'Ing. Davide Benghi, che mi ha principalmente affiancato durante l'attività di tesi, mi ha incoraggiato e ha creduto nelle mie capacità, all'Ing. Alessandro Brunetta, al Dott. Claudio Melotti e a tutti gli altri membri del Gruppo di R&D di Identificazione che mi hanno seguito ed assistito in questi mesi. Ringrazio anche Datalogic Automation per avermi dato

la possibilità di svolgere il tirocinio in collaborazione con personale altamente qualificato e di grande esperienza, da cui, in poco tempo, ho potuto imparare molto.

Desidero infine esprimere sentiti ringraziamenti alle persone, e in particolare alla mia famiglia, che in questi anni hanno condiviso insieme a me emozioni, soddisfazioni e difficoltà.

---

# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>1</b>
<b>1 Identificazione automatica</b>	<b>5</b>
1.1 Simbologie Ottiche . . . . .	6
1.2 Lettori Ottici . . . . .	12
<b>2 Disturbi nei segnali di codici a barre</b>	<b>17</b>
2.1 Speckle Noise . . . . .	17
2.2 Out-of-focus Blur . . . . .	26
<b>3 Tecniche di digitalizzazione</b>	<b>33</b>
3.1 Prototipo DS8100A . . . . .	34
3.2 Codici a barre di riferimento . . . . .	38
3.3 Piattaforma di lavoro . . . . .	41
3.4 Il software Zorro . . . . .	44
3.5 Metodo TCEC . . . . .	45
3.6 Metodo ATD . . . . .	59
3.7 Risultati . . . . .	73

<b>4 Conclusioni e sviluppi futuri</b>	<b>79</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>85</b>

---

# Introduzione

I magazzini automatizzati di oggi, i nastri trasportatori e gli stabilimenti di produzione richiedono sempre più l'implementazione di sistemi di identificazione. Infatti, una delle principali esigenze del processo produttivo è rappresentata dal legame tra l'informazione ed il flusso dei materiali. In tal modo, i vari oggetti possono essere identificati in qualsiasi momento, in qualunque punto del processo si trovino, accrescendo così la flessibilità del processo stesso in ogni sua fase.

La categoria principale di sistemi di identificazione ad oggi in uso è rappresentata dai sistemi di identificazione ottica, in cui si prevede che ogni oggetto sia identificabile mediante informazioni codificate all'interno di specifici simboli, stampati o impressi sugli oggetti stessi. Mediante opportuni lettori, tali informazioni vengono acquisite, decodificate e successivamente inoltrate a specifici sistemi informativi o di automazione industriale.

Questo lavoro descrive l'attività di tesi svolta durante un tirocinio di 6 mesi presso Datalogic Automation, azienda leader a livello mondiale nella produzione di sistemi di identificazione automatica (AutoID) e in particolare nello sviluppo di lettori di codici a barre. L'obiettivo è stato quello di studiare e sviluppare tecniche digitali per l'elaborazione del segnale elettrico prodotto da un nuovo pro-

totipo di scanner a tecnologia laser, per il quale è stata prevista la sostituzione della componentistica analogica attualmente dedicata all'algoritmo di digitalizzazione, con un FPGA a basso costo. Per *digitalizzazione* si intende l'individuazione dei punti di transizione significativi del livello del segnale ossia quelli corrispondenti alle variazioni di colore tra i vari elementi di un simbolo di un codice a barre.

Il requisito fondamentale ha riguardato l'efficienza computazionale dei metodi numerici sviluppati, in quanto la nuova piattaforma digitale di elaborazione deve consentire di mantenere invariate ed eventualmente migliorare le prestazioni in termini di tempi di lettura del dispositivo. Inoltre, è stato richiesto di ottenere un range di lettura almeno equivalente a quello in cui lo scanner in versione analogica è capace di garantire un'affidabilità del 100%.

Sono stati sviluppati allo scopo due diversi algoritmi real-time per l'elaborazione del predetto segnale, che hanno caratteristiche di efficienza compatibili con le specifiche dello scanner e che possono introdurre significativi miglioramenti riguardanti sia il range di lettura massimo del dispositivo, sia la robustezza della digitalizzazione di codici letti in condizioni non ottimali. Congiuntamente, sono state analizzate dal punto di vista teorico alcune delle principali problematiche coinvolte nel processo di elaborazione dell'informazione contenuta nel segnale digitale prodotto dallo scanner e sono state individuate alcune potenziali soluzioni e sviluppi futuri utili per conseguire miglioramenti ulteriori in termini sia di robustezza che di efficacia.

Il Cap. 1 fornirà una panoramica generale rispetto all'ambito dell'identificazione automatica e in particolare saranno forniti concetti di base sulle simbologie ottiche e sui dispositivi dedicati alla loro lettura, mettendo in evidenza alcune delle principali problematiche che coinvolgono il processo di acquisizione e decodifica delle informazioni mediante tali dispositivi.

Nel Cap. 2 infatti, sarà analizzato dal punto di vista teorico il disturbo noto come *speckle noise*. Esso si trova tipicamente

---

in sistemi di acquisizione basati su onde elettromagnetiche a fase coerente, appunto come i lettori ottici a tecnologia laser. Per la riduzione di tale disturbo sono stati proposti in letteratura molti metodi, alcuni dei quali sono stati riportati in quanto considerati i più efficaci. Inoltre, sarà esaminata la problematica della sfocatura o *blur*, strettamente correlata con la necessità di garantire ampi range di lettura congiuntamente all'utilizzo di sistemi ottici a fuoco fisso. In tale capitolo saranno infine riportati alcuni degli approcci proposti in letteratura per gestire la sfocatura o per ricavare da essa informazioni potenzialmente utili al miglioramento delle prestazioni del dispositivo di riferimento.

Nel Cap. 3 saranno invece descritte nel dettaglio le tecniche sviluppate in questo lavoro, confrontandone le prestazioni con quelle ottenibili con il metodo analogico tradizionale di elaborazione del segnale, attualmente implementato nello scanner.

Infine, il Cap. 4 conterrà sia una sintesi riassuntiva del lavoro svolto e dei risultati ottenuti, sia alcune proposte e sviluppi futuri potenzialmente utili per migliorare ulteriormente le prestazioni delle tecniche sviluppate.



---

# Identificazione automatica

I sistemi di *identificazione automatica (AutoID)* sono infrastrutture tecnologiche per l'acquisizione di informazioni codificate all'interno di specifici supporti. Il settore dell'AutoID sta vivendo un periodo di estrema dinamicità in termini di presenza sul mercato e le tecnologie che sono state finora sviluppate iniziano ad essere sufficientemente mature per affrontare la costante crescita di richieste di applicazioni e soluzioni atte ad assicurare, velocizzare ed automatizzare l'identificazione di beni e persone, così come la raccolta e l'elaborazione delle informazioni sui soggetti o sugli oggetti identificati. Inoltre, l'evoluzione tecnologica dei sistemi di AutoID continua ad essere in una fase di crescita significativa, soprattutto in termini di versatilità e affidabilità, lasciando così intravedere una graduale apertura verso campi di applicazione sempre più numerosi, che un tempo richiedevano necessariamente la discrezionalità dell'operatore umano.

L'identificazione automatica avviene principalmente grazie a tecnologie *ottiche* (e.g. codici a barre, sistemi di visione), *magnetiche* (e.g. carte di pagamento, badge per il controllo degli accessi) ed a tecnologie basate su *radiofrequenza* (e.g. RFID, NFC). Mentre i sistemi basati su bande magnetiche richiedono il contatto tra gli oggetti e i corrispondenti lettori, quelli basati su tecnologia ottica

o a radiofrequenza permettono di acquisire le informazioni senza contatto. Ciò è fondamentale sia per evitare la movimentazione di oggetti che normalmente sono caratterizzati da forma, materiali e dimensioni estremamente variabili, sia per ottenere prestazioni di lettura molto elevate.

I sistemi di identificazione ottica rappresentano circa il 75% di tutti i sistemi di AutoID attualmente in uso e trovano applicazione in moltissimi campi: dagli stabilimenti di produzione ai magazzini automatizzati, dalla pubblica amministrazione al settore dei trasporti e della logistica. Essi si basano sulla lettura di simboli stampati o impressi sugli oggetti da identificare, per mezzo di dispositivi specifici come gli scanner laser ed i lettori imager.

In questo capitolo saranno dapprima passate in rassegna le principali simbologie utilizzate nei sistemi di identificazione ottica, descrivendone le proprietà fondamentali ed i rispettivi campi di applicazione. Successivamente, saranno descritti i principi di funzionamento dei lettori dedicati all'acquisizione delle informazioni, con particolare riferimento agli scanner laser ed alle più comuni problematiche da affrontare durante l'elaborazione dei segnali da essi prodotti.

### 1.1 Simbologie Ottiche

I supporti utilizzati nei sistemi di identificazione ottica vanno sotto il nome di *simbologie ottiche* e comprendono moltissimi standard per la codifica delle informazioni su di essi. Tipicamente, le simbologie ottiche sono classificabili in due principali categorie, come riassunto dallo schema in Fig. 1.1.

I codici a barre trovano applicazioni ed utilizzi nella quasi totalità delle attività industriali, commerciali e della PA, mentre i codici 2D sono principalmente impiegati nel settore logistico. In generale, un simbolo di codice a barre consiste di:

## 1.1. Simbologie Ottiche

- un codice a barre, costituito appunto da *barre* (scure) e *spazi* (chiari), contenente l'informazione codificata. Ogni barra o spazio ha una larghezza multipla del cosiddetto *modulo*, ossia la larghezza della barra più piccola, indicativa anche della risoluzione del codice (e.g. 0.38 mm).
- due *quite zone*, ossia porzioni del simbolo aventi lo stesso colore dello sfondo, che precedono e seguono il codice e contribuiscono alla sua corretta individuazione e/o decodifica.
- una *riga di interpretazione*, ossia una sequenza di caratteri stampati sotto il codice a barre e contenente l'informazione codificata nel codice sotto forma di caratteri leggibili.

Viceversa, un simbolo di codice stacked può essere visto come l'insieme di più codici a barre della stessa simbologia contenenti caratteri diversi, organizzati per righe in una sorta di pila. In alcuni standard per codici stacked sono previste anche righe specifiche contenenti caratteri di controllo per la correzione degli errori. Infine, i codici matriciali presentano tipicamente una struttura quadrata e possono essere di dimensione prefissata o scalabile. Nel tempo, sono state sviluppate molte simbologie ottiche per rispondere a varie esigenze di identificazione. Infatti, applicazioni diverse possono

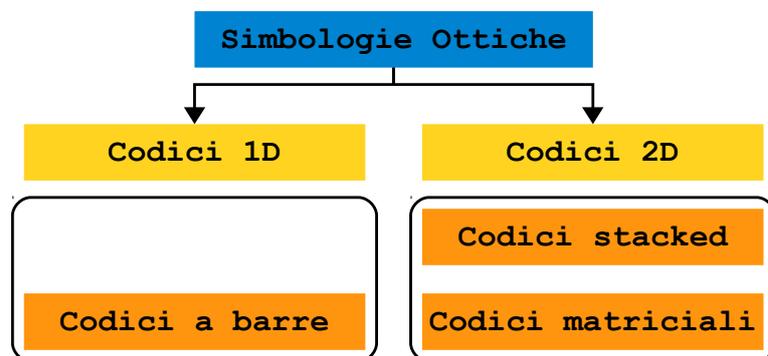
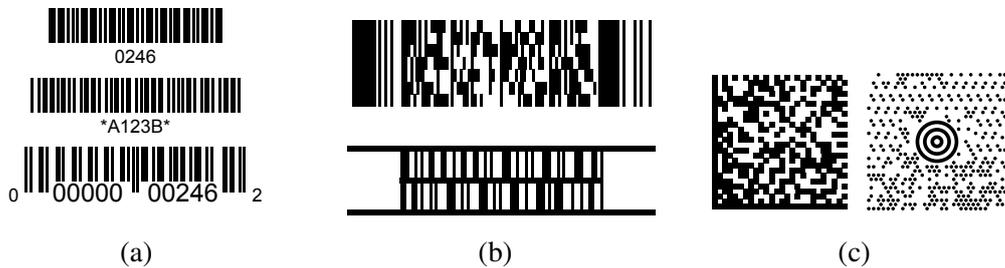


Figura 1.1: Tassonomia delle simbologie ottiche.

## 1. IDENTIFICAZIONE AUTOMATICA

---



**Figura 1.2:** Esempi di simbologie ottiche: codici a barre (a), codici stacked (b) e codici matriciali (c).

avere requisiti spesso contrastanti ed alcuni esempi tipici possono essere i seguenti:

- tolleranza alla qualità di stampa
- alta densità di informazione
- larghezza costante dei caratteri
- dimensioni massime del simbolo
- capacità di autoverifica e/o correzione degli errori

Tutte le simbologie 1D conosciute sono state sviluppate nel decennio tra il 1970 e il 1980 e solo alcune di esse sono state accettate e standardizzate, in quanto ciascuna ha caratteristiche specifiche che ne determinano l'utilizzo in base al contesto o ai requisiti di identificazione. I codici a barre (v. Fig. 1.2(a)), in generale, si possono classificare in codici *numerici* ed *alfanumerici*. I codici numerici consentono di codificare informazioni rappresentate esclusivamente con le cifre da 0 a 9 ed eventualmente caratteri speciali, mentre i codici alfanumerici permettono di codificare anche le lettere dell'alfabeto.

Nel settore del *material handling*, dove i sistemi di identificazione vengono tipicamente utilizzati ad esempio per pilotare sistemi di movimentazione o di smistamento di oggetti, è fondamentale

avere un'altissima affidabilità di lettura. Infatti, se l'informazione contenuta in un'etichetta non viene identificata in modo corretto, il bene può essere inviato ad una destinazione sbagliata o manipolato scorrettamente o addirittura distrutto. Questi errori possono quindi generare situazioni anche molto problematiche o pericolose. Pertanto, le applicazioni di AutoID dedicate a tale ambito hanno principalmente esigenze volte ad assicurare un'altissima affidabilità di lettura e quindi sono stati sviluppati codici, come quelli della famiglia 2/5, che possono codificare solo informazioni numeriche ed hanno una elevata tolleranza alla qualità di stampa. In particolare, lo standard *2/5 Industrial* definisce un simbolo dove l'informazione è contenuta nelle sole barre e quindi gli spazi non sono significativi. Ogni carattere è rappresentato con 5 barre, di cui 2 larghe e 3 strette. I rapporti di larghezza tra le barre sono da 1:2 a 1:3 e quindi è molto difficile commettere errori di interpretazione dei caratteri. Inoltre, poiché appunto non vi è informazione negli spazi, questo standard assicura un'elevata tolleranza alla qualità di stampa. Tuttavia, lo svantaggio principale di questa simbologia è rappresentato da una densità di informazione codificabile molto limitata. È stato pertanto introdotto un altro standard della stessa famiglia, detto *2/5 Interleaved*, che prevede la codifica di informazioni anche per mezzo degli spazi. La tolleranza alla qualità di stampa risulta dunque inferiore, ma nel complesso i rapporti tra barre e la capacità di autoverifica consentono di ottenere affidabilità sufficienti per molte delle applicazioni più richieste. È stato inoltre sviluppato uno standard con proprietà simili a quelle della simbologia 2/5 Interleaved, detto *Codabar*, che permette di codificare anche caratteri speciali oltre a quelli numerici.

Nell'ambito degli *stabilimenti di produzione* e in particolar modo nel settore dell'elettronica, si hanno sia requisiti di alta affidabilità, sia la necessità di codificare più informazioni all'interno delle etichette. Pertanto, sono stati sviluppati codici alfanumerici che mirano a soddisfare i suddetti requisiti come lo standard *Code39*. Esso prevede rapporti tra elementi da 1:2 a 1:3, così da garantire una

## 1. IDENTIFICAZIONE AUTOMATICA

---

buona affidabilità di lettura e nel contempo permette di codificare 26 lettere oltre alle cifre da 0 a 9 ed alcuni caratteri speciali.

Tutti i suddetti standard sacrificano la densità di informazione in favore dell'affidabilità di lettura. In altri ambiti di applicazione dei sistemi di identificazione, tuttavia, le condizioni in cui avviene la lettura sono generalmente più favorevoli oppure è possibile ripetere anche più volte una lettura qualora non sia avvenuta in modo corretto. Inoltre, in alcuni casi si può anche pensare di utilizzare processi di stampa dei simboli che ne garantiscono una migliore qualità.

Nell'ambito della *logistica* o delle *applicazioni retail*, ad esempio, lo standard 1D più utilizzato è il *Code128*. Esso permette di codificare tutti i 128 caratteri dello standard ASCII, grazie all'utilizzo di 4 diversi spessori di barre e spazi. La densità di informazione codificabile è quindi molto elevata ma la rappresentazione mediante 4 livelli di larghezza degli elementi rende questo standard molto poco tollerante alla qualità di stampa. Solitamente si tende quindi a ritenere che questo sia uno degli standard 1D più "difficili" da leggere con tecnologie di scansione laser e per questo motivo è stato utilizzato nel presente lavoro come simbologia di riferimento durante lo sviluppo degli algoritmi di elaborazione dei segnali.

Infine, sono state sviluppate alcune varianti numeriche dello standard Code128 appositamente pensate per specifiche applicazioni nel settore del *commercio* e della *logistica*, come gli standard *EAN8* ed *EAN13* che permettono di codificare rispettivamente 8 e 13 cifre in aree relativamente compatte, grazie a 10 possibili risoluzioni. Naturalmente, lo svantaggio principale di queste varianti, resta quello della tolleranza alla qualità di stampa, che in caso di alta risoluzione deve necessariamente avvenire con processi di stampa fotografica, calcografica o laser ad altissima precisione.

Le simbologie ottiche 2D sono invece più recenti, in particolare modo per quanto riguarda i codici matriciali. Esse sono state sviluppate per rispondere alle esigenze applicative in cui è necessaria sia un'elevata affidabilità di lettura sia una notevole densità di informazione.

I codici stacked (v. Fig. 1.2(b)) sono simbologie che sostanzialmente prevedono di codificare le informazioni in una struttura organizzata su più righe. La proprietà principale di questa categoria di codici, riguarda la flessibilità nell'adattare le dimensioni del simbolo all'area che si ha a disposizione, distribuendo appunto l'informazione anche in senso verticale. Le simbologie stacked possono rappresentare versioni su più righe di altri standard 1D o basarsi su elementi di simbologie esistenti, come previsto ad esempio dagli standard *Code 16K* e *Codablock*. In generale i codici stacked possono essere letti utilizzando i dispositivi già presenti sul mercato ma occorre estendere il software di decodifica esistente per interpretare in modo corretto informazioni distribuite anche verticalmente. Inoltre esistono simbologie stacked dotate di una struttura propria, come previsto per gli standard *Code 49* e *PDF 417*, per i quali occorre evidentemente sviluppare librerie di decodifica specifiche. La limitazione principale dei codici stacked riguarda la necessità di rispettarne le caratteristiche strutturali durante la lettura e quindi l'ordine di scansione delle varie righe.

I codici matriciali (v. Fig. 1.2(c)) invece, sono simbologie 2D che permettono di codificare moltissima informazione e di garantire un'affidabilità notevolmente superiore a quella ottenibile con i codici a barre o i codici stacked. Essi sono caratterizzati da una struttura avente formato proprio, poiché non sono in alcun modo riutilizzati elementi di simbologie 1D esistenti. Tuttavia, per la loro lettura non sono utilizzabili gli scanner laser ma è necessario fare riferimento a dispositivi per l'elaborazione di immagini. Gli standard matriciali più utilizzati nel settore della logistica sono il *Data Matrix* ed il *Maxi Code*. Lo standard Data Matrix prevede dimensioni variabili da 10 x 10 mm a 144 x 144 mm, mentre lo standard Maxi Code impone una dimensione fissa di 25.4 x 25.4 mm. Dal punto di vista del formato, è interessante osservare che mentre lo standard Data Matrix ha una struttura prettamente matriciale, lo standard Maxi Code è caratterizzato da un'organizzazione particolare che ne permette una lettura in modo omni-direzionale. Infatti, al centro dell'etichetta è presente un

elemento detto *centratore* e costituito da 3 cerchi concentrici, che viene utilizzato sia per riconoscere la simbologia, sia come punto di riferimento per la decodifica. Gli elementi che costituiscono il codice sono di forma esagonale e sono disposti in file intorno al centratore; 6 di questi elementi sono specificamente dedicati al riconoscimento dell'orientazione del simbolo, permettendone così la corretta decodifica indipendentemente dall'orientazione. Oltre al formato, la differenza principale che distingue questi standard matriciali riguarda il numero di caratteri che possono essere codificati. In particolare, il Maxi Code permette di codificare sino a 144 caratteri, mentre un simbolo Data Matrix può contenere fino a 2334 caratteri, appunto grazie alla sua proprietà di scalabilità. Entrambi questi standard hanno un'elevatissima affidabilità in quanto esistono algoritmi (e.g. Reed Solomon error-correction) che permettono di garantire una corretta lettura anche in presenza di aree danneggiate pari al 25% dell'intero codice.

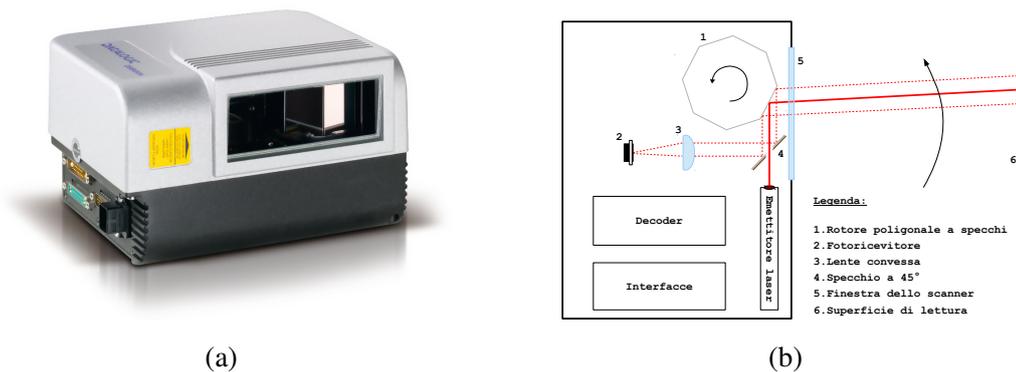
## 1.2 Lettori Ottici

Le tecnologie principalmente utilizzate per la scansione automatica di codici 1D e codici 2D sono rispettivamente gli *scanner laser* e i *lettori imager* (e.g. CMOS o CCD). Data l'importanza delle applicazioni dell'identificazione ottica, è necessario che i lettori siano in grado di decodificare correttamente e velocemente i codici stampati sugli oggetti, considerando che un errore di identificazione può creare situazioni anche molto problematiche o pericolose, come l'invio di un oggetto ad una destinazione errata o la distruzione dello stesso, indipendentemente dal suo contenuto.

I requisiti per questi lettori comprendono tipicamente un intervallo compatto di distanze all'interno del quale devono essere in grado di decodificare codici di diverse simbologie e/o risoluzioni ed eventualmente tollerare determinate angolazioni di pitch o skew

relative al posizionamento del simbolo rispetto all'asse ottico del dispositivo.

I lettori a tecnologia laser si possono distinguere in *scanner a postazione fissa* e *scanner manuali*. Gli scanner a postazione fissa sono composti da un emettitore laser che emette un raggio di luce coerente monocromatica che colpisce un rotore poligonale a specchi, il quale lo devia sulla superficie di scansione. Come schematizzato in Fig. 1.3(b), a causa della rotazione del rotore, il raggio transita con una certa velocità sulla superficie di scansione e nel caso venga incontrato un codice a barre, il fascio di luce laser viene diffuso dal simbolo in tutte le direzioni e in particolare verso lo scanner stesso. All'interno dello scanner, il fascio ricevuto viene nuovamente devia-



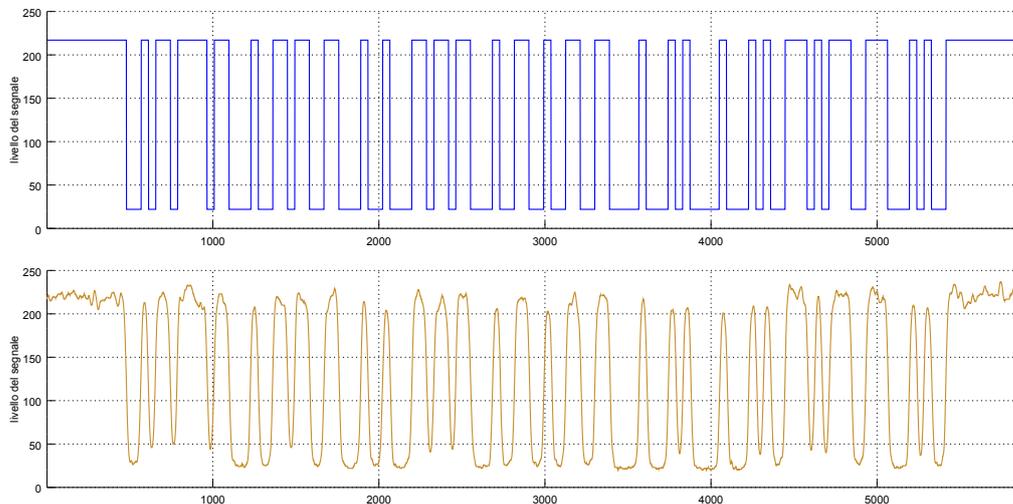
**Figura 1.3:** Scanner a postazione fissa Datalogic DS8100A (a) e schema di funzionamento interno (b).

to dallo specchio del rotore poligonale su una lente convessa, che concentra la luce su un fotoricevitore. In corrispondenza delle barre, la riflettanza del simbolo è minore rispetto alla riflettanza degli spazi e questo risulta in una quantità rispettivamente minore o maggiore di luce ricevuta dal sensore. Esso quindi converte l'intensità luminosa in un segnale elettrico avente fluttuazioni di ampiezza correlate alla riflettanza della superficie del simbolo e che quindi potrà essere elaborato per estrarre l'informazione desiderata. La dinamica del segnale elettrico corrispondente ad un codice a barre è rappresentata

## 1. IDENTIFICAZIONE AUTOMATICA

---

in Fig. 1.4. Gli scanner manuali si basano sugli stessi principi di



**Figura 1.4:** Esempio di acquisizione con uno scanner a tecnologia laser. Dall'alto in basso: il codice ideale, il livello del segnale elettrico corrispondente.

quelli a postazione fissa, ma utilizzano componenti differenti (e.g. specchi oscillanti) per la deviazione del fascio laser. Essi tendono a fornire prestazioni superiori agli scanner fissi per quanto riguarda gli angoli di skew e pitch tollerati, mentre hanno prestazioni notevolmente minori relativamente all'intervallo di distanze in cui viene garantita la capacità di lettura.

Il segnale elettrico da elaborare contiene distorsioni e non idealità rispetto alle fluttuazioni nominali attese, principalmente a causa di tre fattori. In primo luogo sono presenti disturbi dovuti alla non idealità dell'elettronica coinvolta nel processo di acquisizione. In generale, questo disturbo può essere considerato rumore additivo indipendente dal segnale ed identicamente distribuito (i.e. *white noise*). In secondo luogo, specialmente nel caso degli scanner laser, è presente anche una tipologia di rumore detta *speckle noise*, che ha intensità dipendente dal livello del segnale. In ultimo, fissata una certa distanza ottimale di lettura alla quale si trova il piano a fuoco del sistema di acquisizione, il segnale corrispondente al simbolo da

leggere tende a risentire di una distorsione detta *out-of-focus blur* o *sfocatura*, tanto più accentuata quanto aumenta la distanza del simbolo dal piano a fuoco.

A causa di queste anomalie nel segnale elettrico ottenuto mediante il processo di acquisizione, la sua elaborazione necessita di metodologie di digitalizzazione e di estrazione dell'informazione spesso sofisticate, onde evitare di commettere errori nella decodifica del simbolo. Tali tecniche possono essere di tipo analogico o digitale, ma in entrambi i casi debbono essere soddisfatti requisiti temporali di l'elaborazione spesso molto stringenti e ciò comporta la necessità di individuare approcci ad-hoc efficaci e nel contempo molto efficienti. Mentre i disturbi di tipo elettronico sono piuttosto semplici da gestire, le altre due problematiche succitate sono quelle che tipicamente creano i maggiori problemi per una corretta digitalizzazione.



---

# Disturbi nei segnali di codici a barre

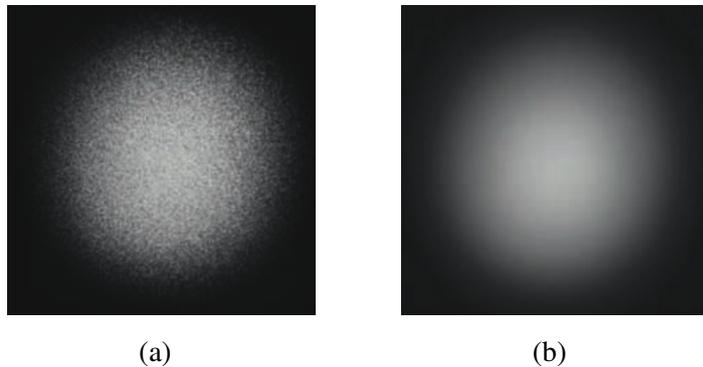
## 2.1 Speckle Noise

Uno dei disturbi che maggiormente provocano difficoltà nell'elaborazione dei segnali acquisiti con tecnologie di scansione laser e specialmente per quanto riguarda l'individuazione di features (e.g. digitalizzazione), è il cosiddetto *speckle noise* o *speckle pattern*.

Quando un oggetto viene illuminato da una sorgente di luce monocromatica a fase coerente come la luce laser, si può osservare come il segnale acquisito tenda a presentare particolari fluttuazioni casuali, anche di notevole ampiezza, che nel caso di immagini 2D (e.g. *Synthetic-Aperture Radar (SAR) imaging*) sono visivamente simili a “macchioline” (v. Fig. 2.1). Questo tipo di disturbo si verifica perché le rugosità della superficie non ideale dell'oggetto illuminato causano deviazioni spurie e casuali nonché sfasamenti delle onde luminose su di essa incidenti. Il risultato di questi fenomeni è la sovrapposizione di onde luminose tra loro interferenti a diversa ampiezza e fase che generano un complesso pattern casuale che viene a deteriorare il segnale acquisito.

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---



**Figura 2.1:** Spot laser con (a) e senza (b) speckle pattern.

Analisi dettagliate delle caratteristiche statistiche dello speckle noise sono state effettuate a partire dagli anni '60, soprattutto con riferimento ai sistemi di scansione laser. Tuttavia, recentemente si è potuto osservare come in tutti i tipi di immagini acquisite con tecnologie ad onde elettromagnetiche a fase coerente (e.g. sistemi di telerilevamento radar coerente (SAR), tecniche di imaging ad ultrasuoni, etc.) lo speckle noise abbia dirette analogie con i sistemi di acquisizione basati su luce laser.

Poiché una trattazione rigorosa delle caratteristiche dello speckle noise richiede uno studio del fenomeno a partire dalle proprietà fisiche della diffusione ottica e della riflessione delle onde elettromagnetiche incidenti su superfici ruvide, tende a risultare piuttosto complessa. In [1] viene mostrato come sia tuttavia possibile trattare le proprietà dello speckle noise da un punto di vista più intuitivo, senza utilizzare il completo livello di dettaglio necessario per una trattazione analitica rigorosa, riconducendo lo speckle pattern al problema noto come *random-walk*.

Una *random-walk* formalizza il processo stocastico relativo al moto di un punto che si sposta in uno spazio  $k$ -dimensionale per passi successivi. Ad ogni passo il punto si muove in una direzione qualsiasi nello spazio ed il problema è quello di calcolare la probabilità che dopo  $n$  passi il punto si trovi in una certa posizione,

indicata da un vettore  $k$ -dimensionale. Il problema è stato studiato per  $k = 1, 2, 3$ .

Un risultato interessante emerso dallo studio di questo problema è che la probabilità che dopo  $n$  passi il punto si trovi in una certa posizione, ha per ogni dimensione le caratteristiche di una distribuzione binomiale [2] e per il teorema del limite centrale, se  $n$  è sufficientemente grande, tale distribuzione tende alla distribuzione gaussiana. Supponendo ora che il campo incidente sulla superficie illuminata sia monocromatico e polarizzato, si può rappresentare la “portante” laser con un segnale analitico complesso della forma

$$u(x, y; t) = A(x, y; t)e^{j2\pi vt} \quad (2.1)$$

dove  $v$  è la frequenza ottica ed  $A(x, y; t)$  è un fasore complesso che rappresenta la funzione di modulazione in ampiezza di tale portante, ossia

$$A(x, y; t) = |A(x, y; t)|e^{j\theta(x, y; t)}. \quad (2.2)$$

Considerando quindi il problema di caratterizzare la funzione di modulazione in ampiezza della portante luminosa dopo essere stata riflessa dalla superficie illuminata, si può vedere tale segnale modulante come il risultato dei contributi di molte onde interferenti, deviate o sfasate dopo aver irradiato la superficie, ossia:

$$A(x, y; t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N |a_k| e^{j\Theta_k} \quad (2.3)$$

dove  $|a_k|$  e  $\Theta_k$  rappresentano l'ampiezza e la fase del  $k$ -esimo contributo, mentre  $N$  rappresenta il numero totale di tali contributi. Il fattore  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  viene introdotto affinché la varianza della distribuzione che si andrà a calcolare nel seguito, resti finita anche per  $N \rightarrow \infty$ .

Se assumiamo che l'ampiezza e la fase del  $k$ -esimo contributo siano statisticamente indipendenti rispetto a quelle di ogni altro contributo e che la fase di ciascuno di essi sia distribuita uniformemente nell'intervallo  $[-\pi, \pi]$ , allora si può dimostrare [3, sez. 2.2] che

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---

il problema di caratterizzare statisticamente ampiezza e fase del fasore  $A(x, y; t)$  può essere formulato in termini di random-walk. In particolare, si noti che l'assunzione sulla distribuzione della fase dei vari contributi equivale a supporre che la superficie illuminata abbia asperità nell'ordine di grandezza della lunghezza d'onda della luce irradiante (e.g. per il laser a luce rossa la lunghezza d'onda è di 650-670 nm).

Il risultato della caratterizzazione del fenomeno in termini di random-walk, produce i seguenti risultati [3, sez. 2.3]:

- considerando un numero  $N$  di contributi sufficientemente alto, la parte reale e la parte immaginaria del fasore  $A(x, y; t)$  hanno distribuzione gaussiana a media nulla e con la stessa varianza.
- sotto l'assunzione di indipendenza statistica di modulo e fase di ogni contributo, la probabilità congiunta di occorrenza di un fasore modulante avente determinati modulo e fase è definita da una distribuzione gaussiana bidimensionale a media nulla con una certa varianza  $\sigma^2$ .
- considerando la distribuzione marginale della sola ampiezza del fasore, si ha che questa coincide con una *distribuzione di Rayleigh* avente moda  $\sigma$ .

A questo punto è opportuno considerare che il segnale acquisito deriva dall'intensità della luce incidente sul sensore, piuttosto che dall'ampiezza istantanea del fasore modulante, ossia dalla potenza della luce su di esso incidente per unità di area. Nel caso di onde luminose polarizzate e monocromatiche, si ha che [3, sez. 3.1] l'intensità istantanea della luce incidente è data da

$$I(t) = |A(t)|^2. \quad (2.4)$$

Per completare quindi la caratterizzazione statistica del disturbo, occorre stimare la distribuzione di probabilità dell'intensità del fascio ricevuto dal sensore. Per fare ciò, si può osservare che poiché

la relazione tra intensità e ampiezza  $I = f(A) = |A^2|$  è una funzione monotona, grazie al metodo dell'inversione si ha che

$$pdf_I(I) = pdf_A(A) \left| \frac{dA}{dI} \right| \quad (2.5)$$

$$= pdf_A(f^{-1}(I)) \left| \frac{d[f^{-1}(I)]}{dI} \right| \quad (2.6)$$

$$= pdf_A(\sqrt{I}) \left| \frac{d[\sqrt{I}]}{dI} \right| \quad (2.7)$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{I}} pdf_A(\sqrt{I}) \quad (2.8)$$

ed essendo  $pdf_A(A)$  una distribuzione di Rayleigh di moda pari a  $\sigma$ , si ottiene

$$pdf_A(A) = \frac{A}{\sigma^2} e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}} \quad (2.9)$$

$$pdf_I(I) = \frac{1}{2\sqrt{I}} \frac{\sqrt{I}}{\sigma^2} e^{-\frac{I}{2\sigma^2}} \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{I}{2\sigma^2}} \quad (2.11)$$

$$= \frac{1}{\mu_I} e^{-\frac{I}{\mu_I}} \quad (2.12)$$

e pertanto la distribuzione dell'intensità della luce incidente sul sensore è esponenziale. Quando lo speckle noise ha questa distribuzione di intensità, viene anche definito *fully-developed speckle*.

Una proprietà fondamentale di tale distribuzione è che la media coincide con la deviazione standard  $\mu_I = \sigma_I = 2\sigma^2$  e questo implica che le variazioni di intensità possono potenzialmente essere dello stesso ordine di grandezza della media. Pertanto, è immediato convincersi come lo speckle noise possa dare luogo a fluttuazioni di intensità "importanti", tali da produrre severi deterioramenti del segnale. Inoltre, si può osservare che tali fluttuazioni sono

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---

correlate alla media del segnale e quindi lo speckle noise viene tipicamente considerato *moltiplicativo*, con riferimento ad un modello matematico del tipo

$$g = h * (f \cdot s) + n \quad (2.13)$$

dove  $g$  è il segnale osservato,  $h$  è la risposta impulsiva (i.e. PSF) del sistema di acquisizione,  $f$  è il segnale “ideale” desiderato,  $s$  è lo speckle noise ed  $n$  è un eventuale rumore additivo (e.g. rumore elettronico).

Sulla base di questo modello generale, sono stati sviluppati alcuni filtri digitali non lineari adattivi (e.g. [4–7]) che si propongono di ridurre l’effetto del disturbo in immagini acquisite con sistemi (SAR). L’idea di fondo è quella di stimare il valore del segnale originale utilizzando statistiche locali del segnale osservato.

Il metodo proposto in [4], *non* considera la risposta impulsiva del sistema di acquisizione e consiste nel calcolare uno stimatore *lineare* che utilizza come parametro di ottimizzazione l’errore quadratico medio tra il valore stimato  $\hat{f}$  ed il segnale desiderato  $f$ . Uno stimatore di questo tipo va sotto il nome di *stimatore Linear Local Minimum Mean Square Error (LLMMSE)* e si ottiene risolvendo l’equazione

$$\hat{f}_{LLMMSE} = \mu_f + C_{fg} C_{gg}^{-1} (g - \mu_g) \quad (2.14)$$

dove  $C_{fg}$  indica la matrice di covarianza tra i vettori aleatori  $f$  e  $g$ .

A partire da questo modello e facendo opportune condizioni sulle caratteristiche statistiche dei segnali e del rumore, si può derivare il seguente schema generale di stimatore, utilizzabile per ridurre diverse tipologie di rumore soddisfacenti le condizioni sopra citate.

$$\hat{f}_{LLMMSE} = \mu_g + \frac{\sigma_f^2}{\sigma_g^2} (g - \mu_g) \quad (2.15)$$

Inoltre, per l’implementazione di filtri mediante il suddetto schema vengono utilizzate statistiche locali (i.e. sliding-window), che possono essere calcolate in modo incrementale molto efficiente.

Un filtro di questo tipo tende ad attenuare molto il rumore in corrispondenza delle aree uniformi ed a limitarne la riduzione in corrispondenza dei dettagli. Intuitivamente, in un'area uniforme si avrà che  $\sigma_f^2 \approx 0$  e quindi si otterrà la stima  $\hat{f} \approx \mu_g$ ; viceversa, in una zona in cui è presente una variazione significativa di contrasto, nell'ipotesi (ragionevole) di  $SNR \gg 1$ , si avrà che  $\sigma_f^2 \approx \sigma_g^2$  e in definitiva la stima sarà  $\hat{f} \approx g$ .

Sulla base del suddetto schema, sono state proposte soluzioni per l'attenuazione di rumore additivo, moltiplicativo e per una combinazione dei due. È stato inoltre proposto di utilizzare una funzione di pesatura delle statistiche locali (e.g. Gaussiana) ai fini di migliorare la capacità del filtro di preservare i dettagli.

Nell'implementazione di tale tipologia di filtri, inoltre, si possono fornire indicazioni statistiche sul rumore da eliminare, o previa parametrizzazione offline oppure utilizzando un meccanismo di stima online, basato sul cosiddetto parametro *Equivalent Number of Looks (ENL)*. Esso rappresenta una stima del livello dello speckle noise: più il suo valore è alto e minore è il livello del rumore. L'idea che sta alla base dell'utilizzo di questo parametro fa riferimento ai metodi di riduzione dello speckle noise in ambito SAR basati su *multi-look imaging*. Essi consistono nell'effettuare la media di più immagini differenti della stessa scena osservata. Perciò, nel caso di look singolo lo speckle noise è maggiore rispetto al risultato di più look.

In [6] viene invece proposto un metodo per ridurre lo speckle noise mediante la convoluzione tra l'immagine osservata e una funzione esponenziale bilatera, calcolata utilizzando statistiche locali in accordo ad un approccio MMSE, sotto l'assunzione che l'immagine ideale sia ottenibile mediante un processo autoregressivo con funzione di autocorrelazione esponenziale. Diversamente da [4, 5], il modello dell'immagine osservata tiene conto anche della funzione di trasferimento del sistema di acquisizione SAR, che viene appunto utilizzata nella stima MMSE dei coefficienti del filtro. In definitiva,

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---

il filtro proposto può essere formulato come segue

$$\hat{x} = m * y \quad m(t) = K_0 \alpha e^{-\alpha|t|} \quad \alpha = K_1 \sqrt{ENL} \quad (2.16)$$

dove  $t = (i, j)$  denota le coordinate del running pixel,  $K_0$  è un coefficiente di normalizzazione,  $K_1$  è un coefficiente che determina l'importanza da dare al rumore nel calcolo dei coefficienti,  $ENL = L_V/L_M^2$  è una stima del rumore moltiplicativo con  $L_M$ ,  $L_V$  media e varianza locali.

Un'altra tipologia di filtri adattivi non lineari riguarda i filtri *omomorfici* [8]. L'idea che sta alla base di questa tipologia di filtri consiste nel trasformare il segnale osservato mediante una compressione logaritmica, in modo tale da trasformare il rumore moltiplicativo in rumore additivo. Concettualmente la trasformazione è la seguente

$$y = xs \quad \ln(y) = \ln(xs) = \ln(x) + \ln(s) \quad (2.17)$$

$$\ln(x) = \ln(y) - \ln(s) = c \quad (2.18)$$

e dopo aver elaborato il segnale compresso, si può ricavare il segnale desiderato attraverso un'antitrasformazione del tipo

$$\hat{x} = e^{\tilde{c}} \quad (2.19)$$

dove  $\tilde{c}$  rappresenta il segnale risultante dopo un'opportuna elaborazione del segnale compresso. Eventualmente, è anche possibile sostituire il numero di eulero  $e$  con un'altra base, per ottenere maggiori prestazioni in termini di tempi di calcolo. Per processare il segnale trasformato viene tipicamente proposto di utilizzare un filtro lineare di sharpening [9, sez. 2.2.5] oppure un filtro non lineare adattivo (i.e. [5]) per la riduzione del rumore additivo [10].

Infine, un'altra categoria di filtri per la riduzione dello speckle noise sono filtri *iterativi* basati sulla soluzione di una *equazione differenziale alle derivate parziali (PDE)* che tipicamente hanno come modello generale di riferimento quello dell'equazione di diffusione del calore, equivalente ad uno smoothing gaussiano multi-scala.

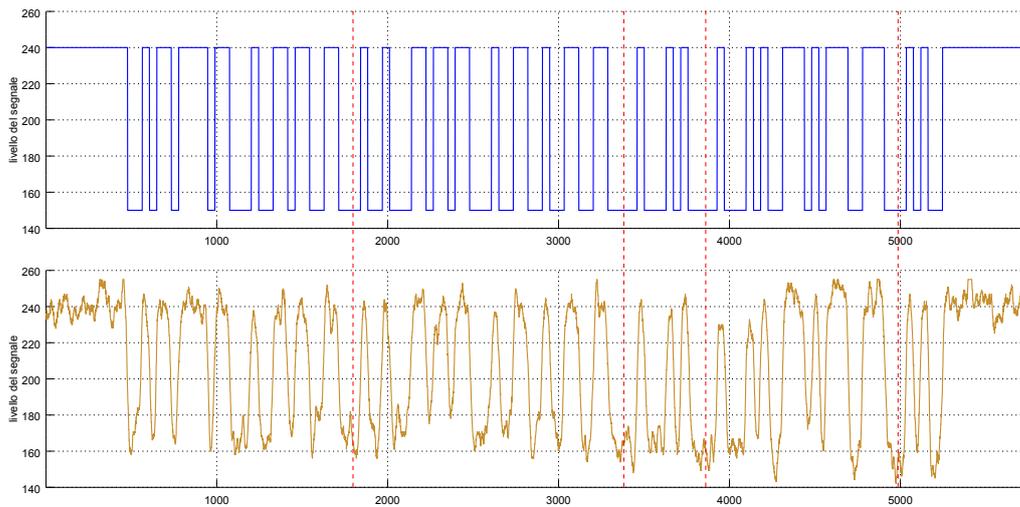
L'idea che sta alla base di questi filtri, è quella di realizzare uno smoothing mediante una diffusione *non-isotropica* [11] dipendente dalle caratteristiche locali dell'immagine processata. In particolare, il coefficiente di diffusione non viene posto costante in ogni punto dell'immagine (i.e. diffusione *isotropica*) ma viene calcolato con una funzione del gradiente della stessa. L'obiettivo è quello di "bloccare" la diffusione del calore in corrispondenza di features significative (e.g. edge) e di effettuare invece uno smoothing gaussiano nelle aree sostanzialmente uniformi. Questa metodologia funziona molto bene nel caso di rumore additivo, ma tende ad accentuare lo speckle noise. In [12] è stato proposto di utilizzare un diverso metodo per calcolare il valore del coefficiente di diffusione del calore, sostanzialmente utilizzando statistiche locali similmente al caso dei filtri adattivi citati in precedenza. Questo algoritmo viene detto *Speckle Reducing Anisotropic Diffusion (SRAD)* e rappresenta una versione PDE dei filtri adattivi di riduzione dello speckle noise. In [13] viene proposto un metodo basato sulla diffusione anisotropica detto *Nonlinear Coherent Diffusion (NCD)* che sostanzialmente effettua uno smoothing mediante diffusione previa compressione logaritmica del segnale originale. In questo modo lo speckle noise può essere trattato come additivo. È importante notare come i metodi basati su equazioni di diffusione siano *iterativi* e quindi richiedono di memorizzare almeno due copie dell'intero segnale. Ad ogni iterazione viene applicato l'algoritmo sul segnale ottenuto con l'iterazione precedente. Tipicamente, si è visto che per immagini SAR l'algoritmo SRAD ottiene un risultato ottimale dopo circa 100 iterazioni, mentre le simulazioni effettuate con l'algoritmo NCD evidenziano buoni risultati già dopo 10 iterazioni.

In conclusione, sono stati svolti molti studi comparativi tra i diversi metodi di riduzione dello speckle noise [14–18], anche con riferimento a diverse applicazioni (e.g. SAR, imaging basato su ultrasuoni). Ciò che sostanzialmente emerge, è che i metodi basati su diffusione consentono di ottenere i migliori risultati, mentre i filtri adattivi producono risultati accettabili nella maggior parte dei

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---

casi, migliorando notevolmente l'effetto di smoothing rispetto a filtri lineari "standard". Anche nel caso dei segnali di codice a barre 1D ottenuti con scanner laser, lo speckle noise è in grado di generare fluttuazioni spurie di notevole intensità ed un esempio è rappresentato in Fig. 2.2. Questi deterioramenti del segnale hanno



**Figura 2.2:** Segnale di codice a barre affetto da speckle noise. Si confrontino i valori nominali con quelli assunti dal segnale ad esempio in corrispondenza dei pixel 1800, 3400, 3850, 4980.

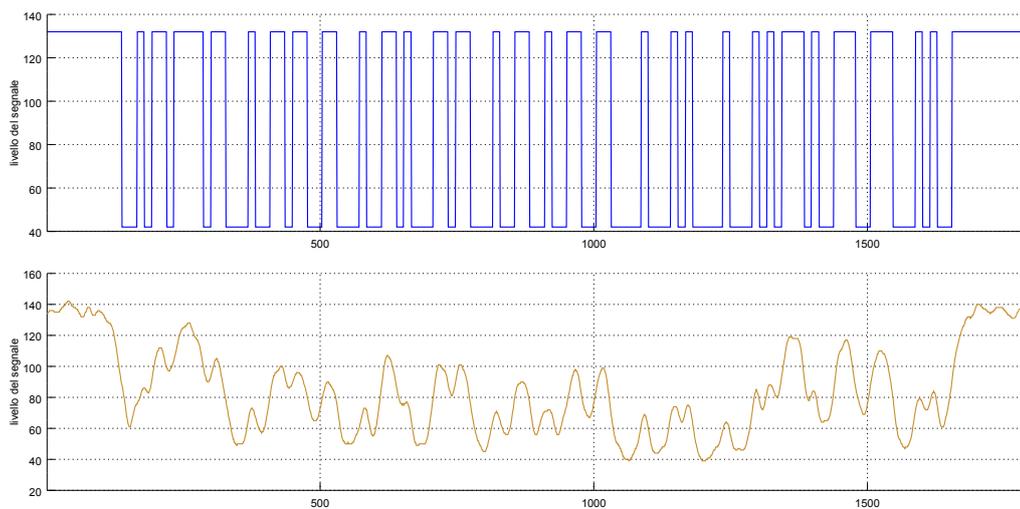
effetti molto negativi soprattutto quando si effettuano elaborazioni basate su derivata o in generale su filtri di tipo passa-alto, atti ad enfatizzare variazioni repentine del segnale stesso. Infatti, in questi casi viene enfatizzato anche il rumore e qualora si volesse seguire questo tipo di approcci risulta in generale necessario pre-processare il segnale con un opportuno operatore di riduzione dello speckle noise.

### 2.2 Out-of-focus Blur

In ogni sistema di acquisizione ottica di immagini o di segnali 1D, tanto più la superficie di interesse è lontana dal piano di fuoco

## 2.2. Out-of-focus Blur

e tanto più il segnale corrispondente tende a subire una distorsione detta *out-of-focus blur* o *sfocatura*. Nel caso particolare degli scanner a postazione fissa a lunga gittata, i requisiti temporali di lettura impongono la necessità di decodificare codici posti a distanze anche considerevoli dal piano di fuoco del lettore, in quanto i sistemi di lenti dotati di auto-focus hanno velocità di focalizzazione assolutamente incompatibili con le esigenze applicative di questi dispositivi. Pertanto, le soluzioni più frequentemente utilizzate per coprire range di distanze considerevoli consistono nell'utilizzo di più laser, diversamente focalizzati, che vengono opportunamente commutati in base alla distanza del simbolo dal dispositivo. In ogni caso, anche con questi approcci la sfocatura tende ad essere notevole, come si può osservare nell'esempio di Fig. 2.3. Per questo motivo,



**Figura 2.3:** Esempio di segnale di codice a barre ottenuto da uno scanner laser a postazione fissa, notevolmente distorto a causa della sfocatura.

gli algoritmi di elaborazione dei segnali di codici a barre debbono essere in grado di estrarre le informazioni di interesse anche in presenza di blur molto accentuato.

Si definisce *Point Spread Function (PSF)* la risposta impulsiva dell'operatore LSI con cui viene modellata la risposta di un siste-

ma di acquisizione ottica, per ogni punto della scena osservata. In generale, le immagini acquisite con un qualsiasi sistema di acquisizione ottica rappresentano versioni deteriorate di un'acquisizione ideale della scena osservata sia per la presenza ineludibile di rumore elettronico, sia a causa della dimensione non nulla dei cerchi di confusione proiettati sul piano immagine. Se le dimensioni di tali cerchi di confusione sono sufficientemente piccole da essere contenute in un singolo pixel del sensore della camera, allora il blur dovuto alla sfocatura non sarà significativo mentre al contrario, tanto più il diametro dei cerchi di confusione aumenta, tanto più interferiranno punti della scena tra loro vicini e provocheranno un deterioramento del segnale acquisito.

Da un punto di vista applicativo, può essere utile conoscere la PSF corrispondente ad un segnale osservato per diversi motivi. In primo luogo si potrebbe fare una *restoration* del segnale, ossia produrre un nuovo segnale in cui idealmente siano stati annullati gli effetti deterioranti della PSF. Inoltre, si potrebbero fare considerazioni sulle caratteristiche della PSF per ottenere informazioni sulla distanza alla quale l'oggetto di interesse si trova rispetto al sistema di acquisizione. Infine, un'altra possibilità è quella di calcolare con metodi rigorosi l'entità delle deformazioni indotte dal blur ed utilizzarle a posteriori ai fini della correzione di errori nell'estrazione di informazioni (e.g. riposizionamento degli edge di un simbolo di codice a barre dopo la digitalizzazione).

Se si considera la PSF come un operatore LSI, che il sensore della camera sia lineare ed escludendo eventuali sorgenti esterne di rumore additivo o moltiplicativo, il modello generale dell'immagine osservata è dato da

$$y(i, j) = x(i, j) * b(i, j) \quad (2.20)$$

ossia dalla convoluzione dell'immagine ideale  $x(i, j)$  con l'operatore  $b(i, j)$  che rappresenta la PSF.

In [19] vengono proposti due possibili modelli per la caratterizzazione della sfocatura corrispondente al blur introdotto dalla PSF

del sistema di acquisizione: un modello *geometrico* ed un modello *ottico*. Il modello geometrico tratta i raggi luminosi come semirette che mappano i punti collineari della scena in corrispondenti punti *unici* sul piano immagine. Se il piano osservato non è a fuoco rispetto al sistema di lenti della camera, sul piano immagine viene prodotto un cerchio di confusione per ogni punto del piano osservato non a fuoco. Data l'equazione delle lenti sottili

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{v} + \frac{1}{u} \quad (2.21)$$

dove  $f$  è la lunghezza focale dell'ottica,  $v$  è la focale effettiva (i.e. distanza tra la lente e il piano immagine) ed  $u$  è la distanza del piano a fuoco dalla lente, se consideriamo un punto della scena fuori fuoco esso avrà una distanza  $u_0 \neq u$ . Il raggio del cerchio di confusione generato dal piano immagine può essere calcolato come segue

$$r = f^2 \frac{|u_0 - u|}{2u_0(u - f)F} \quad (2.22)$$

dove  $F$  è il cosiddetto *f-number* ossia il rapporto tra la lunghezza focale e il diametro della lente.

La sfocatura del sistema di acquisizione può essere quindi espresso geometricamente da

$$b(\rho) = \begin{cases} \frac{1}{\pi r^2} & , 0 \leq \rho < r \\ 0 & , \text{altrimenti} \end{cases} \quad (2.23)$$

dove  $\rho = \sqrt{i^2 + j^2}$ . Il modello geometrico della sfocatura è completamente caratterizzato dal diametro del cerchio di confusione e richiede una conoscenza "a priori" dei suddetti parametri intrinseci della camera.

Il modello ottico invece, prende anche in considerazione il fenomeno della diffrazione delle onde luminose. Secondo questo modello, la PSF viene calcolata effettuando l'anti-trasformata di Fourier della *Optical Transfer Function (OTF)*, ossia della risposta

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---

in frequenza del sistema ottico, normalizzata per avere guadagno unitario in continua. Tale funzione può essere descritta come segue

$$B(u, \Delta) = \frac{4}{\pi} \int_1^u \sqrt{1 - \psi} \cos(2\pi\Delta(\psi - u)) d\psi \quad (2.24)$$

dove  $u$  è la frequenza radiale e  $\Delta$  è una misura del grado di sfocatura data da

$$\Delta = \left(\frac{4}{\lambda}\right) \frac{a^2 Z}{2f(f + Z)} \quad Z = \frac{f^2(u_0 - u)}{(u - f)(u_0 - f)} \quad (2.25)$$

dove  $\lambda$  è la lunghezza d'onda del singolo raggio di luce coerente. Quindi, per ottenere un modello della sfocatura secondo il modello ottico, oltre ai parametri intrinseci della camera occorre avere una conoscenza "a priori" di  $\Delta$  e  $\lambda$ .

Tuttavia, in [20] viene dimostrato che sebbene il modello ottico sia più accurato rispetto al modello geometrico, dopo una discretizzazione per l'impiego della PSF in algoritmi di restoration di immagini digitali, esso non dà luogo a miglioramenti significativi dei risultati a parità di algoritmo. Al contrario, un utilizzo di tale modello richiede vengano effettuati molti più calcoli rispetto al modello geometrico.

Per quanto riguarda il profilo di intensità luminosa distribuita nei cerchi di confusione, in [21] si è dimostrata la validità della modellazione di tale profilo con una distribuzione Gaussiana 2D avente media nulla e varianza  $\sigma_{psf}^2$ . Date le proprietà di tale distribuzione, si può ragionevolmente approssimare il diametro del cerchio di confusione con la lunghezza  $6 \cdot \sigma_{psf}$  e quindi nell'ipotesi di conoscere il valore di  $\sigma_{psf}$ , si può calcolare una stima della distanza del punto osservato. Sono stati proposti molti metodi per stimare la varianza della PSF, alcuni dei quali sono riportati nel seguito.

In [21] viene proposto di stimare la varianza  $\sigma_{psf}^2$  utilizzando la pendenza del Laplaciano dell'immagine in corrispondenza di uno

zero-crossing (i.e. di un edge). Tale pendenza viene messa in relazione con la derivata ideale della PSF cercata ottenendo un'equazione del tipo

$$At_0^2 + B = C \quad (2.26)$$

dove  $t_0$  rappresenta il punto (nel senso delle ascisse o delle ordinate) in cui si è localizzato lo zero-crossing. Viene inoltre mostrato come attraverso una regressione lineare si possono stimare i parametri  $A$ ,  $B$  e  $C$ . Infine, viene stimata la varianza della PSF come

$$\hat{\sigma}_{psf}^2 = |2A| \quad (2.27)$$

In [22] si propone di stimare  $\sigma_{psf}^2$  in corrispondenza di un edge utilizzando versioni ulteriormente sfuocate del segnale osservato. In particolare, vengono prodotte due versioni “smooth” dell'immagine, elaborate con filtri Gaussiani di taglia diversa (i.e.  $\sigma_b > \sigma_a$ ). Sotto l'ipotesi che  $\sigma_b, \sigma_a \gg \sigma_{psf}$ , viene stimata la varianza della PSF utilizzando la relazione

$$\hat{\sigma}_{psf}^2 = \left( \frac{\sigma_a \sigma_b}{(\sigma_b - \sigma_a)R + \sigma_b} \right) \quad R = \frac{y(i, j) - y_a(i, j)}{y(i, j)_a - y_b(i, j)} \quad (2.28)$$

dove  $(i, j)$  è il punto corrispondente all'edge,  $y_a$  e  $y_b$  sono le versioni “smooth” del segnale osservato rispettivamente ottenute con filtri gaussiani di parametro  $\sigma_b$  e  $\sigma_a$ .

Le suddette considerazioni sono state riferite al caso delle immagini digitali in quanto esso dà luogo ad un modello di carattere più generale. Naturalmente, le stesse considerazioni possono essere riformulate nel caso 1D e in particolare con riferimento ai segnali prodotti da lettori di codici a barre basati su tecnologia laser o CCD array.

Infine, in [23] viene proposto di stimare la PSF di un segnale 1D a partire da uno step-edge isolato e di massima ampiezza. Una volta localizzata la posizione dell'edge, la stima viene ottenuta con la seguente relazione

$$\hat{\sigma}_{psf}^2 = \left| \frac{\dot{y}(t_0)}{\ddot{y}(t_0)} \right| \quad (2.29)$$

## 2. DISTURBI NEI SEGNALI DI CODICI A BARRE

---

dove con  $t_0$  è la posizione dell'edge all'interno del segnale osservato.

# Tecniche di digitalizzazione

In questo capitolo saranno descritte le tecniche numeriche sviluppate per risolvere il problema della digitalizzazione del segnale elettrico prodotto da uno scanner a tecnologia laser, con particolare riferimento ad un prototipo di scanner per il quale si intende sostituire la componentistica analogica dedicata al predetto scopo con un FPGA a basso costo. Come premesse per esporre compiutamente il lavoro svolto, occorre in primo luogo fornire alcune informazioni di carattere generale riguardanti le prestazioni attuali del dispositivo utilizzato e le sue specifiche di funzionamento. In secondo luogo, saranno approfondite le caratteristiche fondamentali dei codici a barre a cui si è fatto riferimento e la piattaforma di lavoro. Infine, prima di spiegare nel dettaglio gli algoritmi proposti, sarà brevemente descritto l'ambiente software con cui principalmente è avvenuta la sperimentazione.

## 3.1 Prototipo DS8100A

Lo sviluppo delle tecniche che saranno descritte nel seguito, è avvenuto con riferimento ad un prototipo di scanner laser a postazione fissa derivato dal modello DS8100A (v. Fig. 1.3(a)). La categoria a cui tale prodotto afferisce è quella degli scanner a lunga gittata, in quanto nominalmente è in grado di leggere correttamente codici in un range di distanze che, con riferimento alla risoluzione 0.38 mm e nel caso ottimale, varia da 55 cm a 170 cm. In realtà questi range fanno riferimento ad una versione analogica a 3 laser dello scanner, mentre il prototipo utilizzato è attualmente dotato di 2 soli laser, focalizzati in modo da coprire lo stesso range di distanze. Il laser focalizzato per letture a distanza elevata è denominato *laser 1*, quello dedicato a letture a distanza ravvicinata è detto *laser 2*.

Una caratteristica importante di questo modello di scanner riguarda la possibilità di avere informazioni sulla distanza dalla superficie di scansione. Questa tecnologia, nota come *CDSQUARE<sup>TM</sup>* (*Code Distance Detector*), viene utilizzata congiuntamente per selezionare il laser meglio focalizzato rispetto alla distanza di lettura e per ottenere informazioni relative a dimensioni e forma degli oggetti in transito. Pertanto, queste informazioni potrebbero essere utilizzate anche per l'elaborazione del segnale acquisito, al fine di ottenere parametrizzazioni adattive degli algoritmi di digitalizzazione.

Ovviamente, l'eliminazione di un laser comporta la necessità di elaborare segnali che, ai margini del range di lettura, risultano essere decisamente più sfocati rispetto a quelli da trattare con la versione a 3 laser. Per questo motivo, è stato sviluppato un filtro analogico di enfasi, che consente di migliorare notevolmente la qualità del segnale ai margini del range di lettura, facilitando così un'elaborazione dello stesso. Tuttavia, la combinazione di tale filtro analogico con le tecniche "tradizionali" di digitalizzazione del segnale, non appare comunque in grado di garantire un range complessivo di lettura pari a quello della versione dello scanner dotata di 3 laser. Ciò è dovuto al fatto che, per rispettare i requisiti in termini di velocità

### 3.1. Prototipo DS8100A

	<b>Normale</b>	<b>Enfasi</b>
0.30	520–1000	500–1120
0.38	460–1120	460–1220
0.50	360–1280	400–1400

(a) Grade A (GA)

	<b>Normale</b>	<b>Enfasi</b>
0.30	520 – 1000	500 – 1140
0.50	380 – 1300	400 – 1360

(b) Grade B Dark (GBD)

	<b>Normale</b>	<b>Enfasi</b>
0.30	540 – 920	520 – 1040
0.50	480 – 1200	480 – 1260

(c) Grade B Light (GBL)

	<b>Normale</b>	<b>Enfasi</b>
0.30	500 – 1000	460 – 1060
0.50	400 – 1240	420 – 1280

(d) Grade C Dark (GCD)

	<b>Normale</b>	<b>Enfasi</b>
0.30	/	/
0.50	/	/

(e) Grade C Light (GCL)

**Tabella 3.1:** Range di lettura al 100% ottenibili con il laser 2 del prototipo di scanner in versione analogica. Attualmente, con test chart GCL non si ha la lettura al 100% a nessuna distanza.

di scansione e decodifica del dispositivo, non è possibile introdurre ulteriori ritardi nella generazione del segnale digitalizzato e quindi l'approccio analogico risulta essere sostanzialmente al limite delle sue potenzialità rispetto alle caratteristiche richieste.

Pertanto, si è ritenuto vantaggioso sfruttare le maggiori potenzialità di un approccio numerico alla digitalizzazione, appunto sostituendo la componentistica analogica di elaborazione del segnale con un FPGA a basso costo. Con riferimento a questa nuova piattaforma di lavoro, il filtro di enfasi presente nella versione analogica dello scanner non è più disponibile e quindi occorre individuare tecniche alternative di digitalizzazione in grado di funzionare adeguatamente

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

anche in presenza di blur, oppure sviluppare un adeguato operatore digitale di deblur del segnale con prestazioni almeno equivalenti al suddetto filtro analogico o ancora, possibilmente coniugare i due approcci per ottenere un risultato ottimale.

La caratteristica fondamentale di questo tipo di scanner riguarda la velocità di scansione. In particolare, il rotore poligonale di cui lo scanner è dotato, effettua un'intera rotazione in 8 ms ed è quindi in grado di effettuare una scansione ogni ms. Questa caratteristica è di importanza cruciale per il target applicativo del dispositivo, in quanto viene tipicamente impiegato per leggere codici a barre stampati su oggetti in transito su nastri trasportatori, in modo tale da consentire ad un sistema di controllo dedicato di effettuare, ad esempio, lo smistamento degli oggetti in base alle informazioni da essi ricavate.

Poiché tipicamente gli oggetti transitano sotto le postazioni di lettura con disposizioni casuali, l'orientazione relativa tra il lettore e il codice può essere tale per cui il fascio di luce laser attraversi solo parzialmente il codice. Se ciò avviene, chiaramente, la sequenza da elaborare risulterà incompleta.

Per far fronte a queste problematiche, Datalogic ha sviluppato sia sistemi di identificazione automatica che comprendono stazioni omnidirezionali multi-scanner capaci di garantire la lettura a 360°, sia un software di decodifica molto sofisticato, noto con il nome di *ACR<sup>TM</sup> (Advanced Code Reconstruction)*, in grado di ricostruire il codice complessivo a partire da più sezioni parziali o danneggiate dello stesso. Proprio per questo motivo è assolutamente necessaria una elevata velocità di scansione: durante il transito degli oggetti sotto la postazione di lettura, devono poter essere acquisite ed elaborate anche diverse scansioni parziali dei codici su di essi stampati, in modo tale da ricostruirli correttamente e fornire l'affidabilità di lettura richiesta per questi tipi di applicazioni.

Gli algoritmi di elaborazione del segnale acquisito, sia analogici che digitali, sono dunque vincolati ad avere prestazioni di tipo real-time e non sono ammissibili ritardi consistenti nella generazione

del segnale digitalizzato. Nel caso di elaborazioni numeriche del segnale, ciò porta a dover escludere a priori tecniche che richiedono la memorizzazione dell'intera scansione o sue di porzioni di lunghezza significativa. Infatti, approcci di questo tipo prevedono in generale di eseguire l'elaborazione richiesta dopo aver effettuato la scansione o al più dopo aver localizzato almeno un codice. Viene così inevitabilmente introdotto un ritardo consistente che con l'hardware attualmente a disposizione non è possibile tollerare. Inoltre, nell'idea di utilizzare un FPGA come base di elaborazione, risulta molto difficile gestire la memorizzazione di migliaia di pixel, congiuntamente alle risorse necessarie per la digitalizzazione del segnale e per il calcolo della distanza.

Sebbene il limite massimo di pixel che possono essere memorizzati ad ogni scansione non sia stato formalmente definito, indicativamente è stato ritenuto ammissibile l'utilizzo di un buffer di circa 100 pixel. Inoltre, vale la pena di osservare che il segnale digitalizzato viene fornito al decodificatore sotto forma di *conteggi*, ossia non vengono trasferiti gli indici assoluti dei punti di massima variazione del segnale (i.e. edge) nell'ambito della sequenza digitalizzata, ma le distanze tra edge successivi. A mano a mano che avviene la loro generazione, tali informazioni sono inoltrate al decodificatore mediante una FIFO. Questo approccio evidenzia ancora una volta la necessità di non introdurre ritardi: un metodo numerico potenzialmente efficace, infatti, potrebbe essere quello di effettuare una digitalizzazione "di base", senza memorizzare i pixel del segnale ma accumulando i soli indici degli edge. Successivamente si potrebbero effettuare opportune elaborazioni su base statistica (e.g. metodo di Otsu [24]) per distinguere gli edge effettivi da eventuale rumore. Purtroppo, anche questa tipologia di approcci tende ad introdurre ritardi significativi, specialmente quando il segnale risulta essere molto rumoroso e quindi la digitalizzazione preliminare può individuare un elevato numero di edge spuri, producendo così una sequenza di punti da memorizzare di lunghezza anche molto maggiore rispetto ai limiti stabiliti.

In definitiva, le caratteristiche tecniche ed applicative dello scanner impongono requisiti piuttosto rigidi e quindi i metodi sviluppati in questo lavoro sono assolutamente real-time e non prevedono la memorizzazione di un numero di pixel superiore al limite indicato. Inoltre, data la base hardware di elaborazione, non si è fatto uso di calcoli “pesanti” (e.g. in virgola mobile) ma sono state utilizzate le operazioni più semplici possibile. In ultimo, la Tab. 3.1 riporta i range di lettura al 100% attualmente ottenibili con la versione analogica dello scanner, riferiti al laser 2. Infatti, come già accennato in precedenza, i metodi che saranno descritti nel seguito sono stati sviluppati con riferimento al solo laser 2 e l’estensione ad entrambi i laser può essere effettuata come sviluppo futuro.

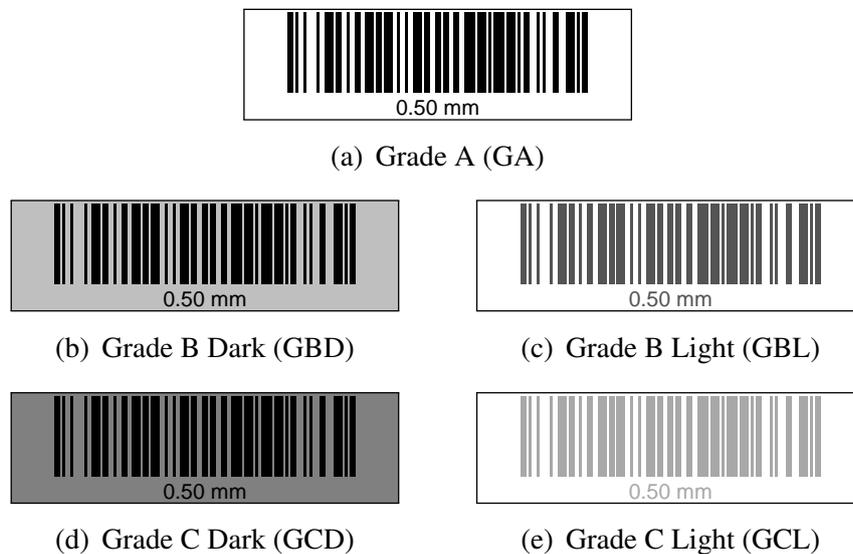
## 3.2 Codici a barre di riferimento

Per acquisire segnali digitali da utilizzare durante le sperimentazioni, si è fatto riferimento a 3 diverse risoluzioni di codici a barre ed a 5 distinte caratteristiche di contrasto relative ai colori di stampa dei codici stessi. In particolare, le risoluzioni di riferimento sono state 0.30 mm, 0.38 mm e 0.50 mm; tali risoluzioni sono state selezionate in quanto compatibili con la configurazione della componentistica ottica del dispositivo. Le stampe a diverso contrasto, denominate *test chart*, sono ripartite in diversi “gradi di difficoltà” detti *grade*, come rappresentato in Fig. 3.1.

I grade considerati, a loro volta, debbono essere classificati in due categorie: *dark* (scuri) e *light* (chiari). I grade scuri sono utilizzati tipicamente per simulare l’acquisizione di codici stampati su carta colorata o comunque non perfettamente bianca; i grade chiari possono invece rappresentare codici che ad esempio sono stati a lungo esposti a luce solare diretta e che quindi risultano “sbiaditi”. La distinzione tra le difficoltà B e C concerne invece il grado di contrasto posseduto dal simbolo. In particolare, nel caso di difficoltà C il contrasto è minimo sia per i test chart scuri che

## 3.2. Codici a barre di riferimento

---



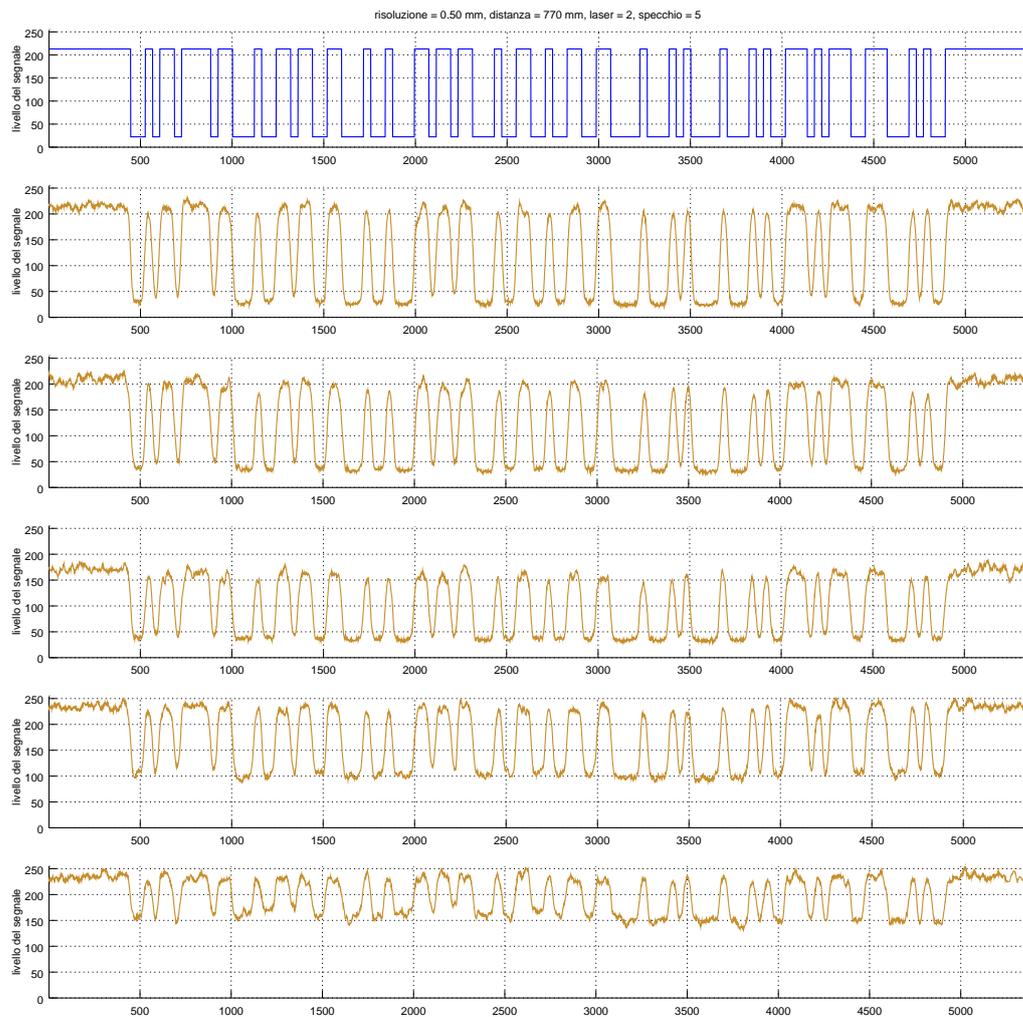
**Figura 3.1:** Test chart di riferimento.

per quelli chiari. All'atto pratico i segnali acquisiti con test chart chiari, risultano i più difficili da elaborare, in quanto l'intensità dello speckle noise è tanto maggiore quanto lo è il livello del segnale; infatti, se la tonalità della stampa è chiara, la media del segnale acquisito risulta essere maggiore. Pertanto, in questi casi non solo si ha la necessità di evitare gli effetti di tale disturbo per ottenere una corretta estrazione dell'informazione, ma ciò deve anche avvenire in condizioni di basso contrasto, ossia con una varianza del segnale significativamente ridotta rispetto al caso ideale.

Infatti, un segnale a basso contrasto tende in generale a subire un deterioramento maggiore rispetto all'effetto della sfocatura e del rumore e quindi tipicamente il range di lettura massimo di un lettore di codici a barre non può essere indipendente dalle caratteristiche del materiale e della qualità di stampa. Tuttavia, quando si fa riferimento a grade scuri e sebbene il contrasto sia ridotto rispetto al caso ideale (i.e. grade A), l'effetto dello speckle noise risulta molto meno evidente poiché il livello della media del segnale è minore. Pertanto la componente di deterioramento del segnale dovuta a tale disturbo

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---



**Figura 3.2:** Confronto tra segnali acquisiti utilizzando differenti test chart. Dall'alto in basso: il segnale ideale, GA, GBD, GCD, GBL, GCL.

risulta meno significativa rispetto ai corrispondenti test chart della categoria light e ci si può dunque aspettare di ottenere gittate di lettura tendenzialmente maggiori. In Fig. 3.2 è rappresentato un esempio di segnali acquisiti alla stessa distanza ma con grade diversi, dove si possono osservare le suddette differenze sia in termini di contrasto, sia relativamente alla media del segnale e alla presenza di fluttuazioni spurie dovute allo speckle noise.

Per testare le metodologie sviluppate, sono state considerate 8 scansioni successive per ogni distanza e per ogni test chart, ciascuna corrispondente ad uno degli 8 specchi del rotore poligonale di cui è dotato lo scanner. Infine, è doveroso osservare che, sebbene lo scanner sia dotato di due laser, ciascuno focalizzato su range di distanze differenti, lo sviluppo è avvenuto con riferimento ad un solo di essi in quanto non è stato possibile disporre di tutte le forme d'onda relative ai possibili test chart con entrambi i laser.

## 3.3 Piattaforma di lavoro

Per ottenere un database di forme d'onda contenente tutti i segnali corrispondenti ai suddetti test chart, sono state effettuate opportune acquisizioni mediante un'infrastruttura di test, denominata *lobatore*, presente nella divisione di R&D della sede aziendale in cui il tirocinio ha avuto luogo. Sostanzialmente, il lobatore è un banco di prova sul quale lo scanner viene posizionato in modo tale che il fascio luminoso da esso prodotto possa attraversare una superficie di lettura a distanza regolabile. Lo scanner è inoltre collegato ad un oscilloscopio, mediante il quale il segnale analogico acquisito dal dispositivo viene campionato e salvato su disco sotto forma di file binario.

Come accennato in precedenza, per ogni grade e per ogni distanza sono state effettuate 8 acquisizioni e le considerazioni statistiche sull'efficacia dei metodi sviluppati sono state basate su tale campione di dati. La frequenza di campionamento utilizzata per la

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

conversione A/D dei segnali prodotti dallo scanner è stata scelta a 100 MHz e la quantizzazione del segnale è stata effettuata ad 8 bit, per cui il livello del segnale risulta variabile nell'intervallo [0...255]. Poiché lo scanner effettua ogni scansione in 1 ms, ogni forma d'onda risulta costituita da 100000 campioni (o pixel). Tale frequenza di campionamento è giustificata dal fatto che, ad elevate distanze, l'informazione da decodificare si concentra in un piccolo numero di pixel rispetto alla lunghezza complessiva della scansione ed è quindi necessario un buon livello di dettaglio per garantire che l'informazione sia estratta con precisione sufficiente per poterla decodificare.

A titolo di esempio, se si considera un codice di risoluzione 0.30 mm posto alla massima distanza di lettura attualmente raggiungibile con il modello analogico, la corrispondente forma d'onda campionata a 100 MHz presenta una dimensione minima degli elementi di circa 13 pixel. Inoltre, tenendo conto di tutte le 3 risoluzioni di codici a barre considerate, la dimensione in pixel della porzione di scansione contenente il codice è risultata variare da un minimo di circa 1800 pixel (i.e. caso 0.30 mm) ad un massimo di circa 8200 pixel (i.e. caso 0.50 mm). Tali valori sono stati determinati con riferimento alle distanze di lettura rispettivamente massima e minima ottenibili con l'attuale versione analogica dello scanner.

Dunque, data l'ampia gamma dei possibili segnali da elaborare, sia in termini di "dimensioni" che in termini di contrasto e ricordando la presenza di disturbi in grado di deteriorare significativamente tali segnali, risulta difficile ottenere risultati accettabili con le convenzionali tecniche di signal processing. Occorre quindi individuare metodologie ad-hoc o modifiche opportune agli approcci standard per fornire una soluzione adeguata alle caratteristiche specifiche dei segnali osservati.

Infatti, se ad esempio viene processato il segnale con un operatore lineare di edge detection (e.g. Canny edge-detector [25]), occorre scegliere una parametrizzazione tale per cui la risposta dell'operatore sia corretta tanto alla minima quanto alla massima distanza.

L'operatore ottimale di edge detection dovrà avere una dimensione del supporto ed una risposta in frequenza tali da eliminare il rumore e localizzare accuratamente i punti di massima variazione del segnale, senza sopprimere nessuna feature di interesse.

Tuttavia se alla massima distanza l'informazione è contenuta in circa 2000 pixel e l'operatore viene configurato per funzionare correttamente a tale distanza, qualora venga poi applicato alla minima distanza tenderà ad avere un effetto di riduzione del rumore irrisorio nonché una risposta tendenzialmente non ottima in termini di localizzazione. Se invece l'operatore venisse configurato per rispondere in modo adeguato alla minima distanza, dove l'informazione può avere una lunghezza circa 4 volte maggiore, l'effetto dell'operatore su un segnale acquisito alla massima distanza di lettura sarebbe quello di accomunare molte delle feature di interesse a fluttuazioni dovute al rumore. In nessuno di questi casi, dunque, la digitalizzazione avverrebbe in modo corretto.

Sulla base delle suddette considerazioni, sono state sviluppate due distinte metodologie ad-hoc per l'elaborazione di tali segnali, mediante le quali è possibile leggere correttamente le informazioni all'interno dei range di distanze nominali per ciascun test chart nonché di ampliare significativamente il range di lettura in alcuni dei casi esaminati.

Il primo metodo, denominato *TCEC (Threshold Compression and Edge Correction)*, si basa sulla generazione di una versione passa-basso del segnale, che viene dapprima compressa mediante una funzione non lineare e poi utilizzata come soglia per individuare le posizioni approssimative dei punti significativi di transizione del segnale. Tali posizioni vengono successivamente "corrette" utilizzando una versione "smooth" della derivata del segnale.

Il secondo metodo, denominato *ATD (Adaptive Thresholding of Derivative)*, prevede di effettuare dapprima un passo di pre-processing in cui viene ridotto lo speckle noise mediante un filtro non lineare e successivamente di ottenere i punti di interesse sogliando una versione "smooth" della derivata del segnale pre-

filtrato, secondo un approccio adattivo basato sulle caratteristiche di ampiezza di tale derivata.

Infine, dal punto di vista operativo, i suddetti algoritmi sono stati sviluppati come componenti per un software proprietario fornito da Datalogic. Tale software, denominato Zorro, è stato utilizzato per simulare l'applicazione dei metodi sviluppati alle varie forme d'onda acquisite.

## 3.4 Il software Zorro

Il software principalmente utilizzato durante lo sviluppo degli algoritmi proposti è stato realizzato da Datalogic e permette di simulare completamente le prestazioni degli algoritmi di elaborazione numerica dei segnali in quanto è predisposto per verificare se l'informazione estratta dalla scansione può effettivamente essere decodificata. Infatti, tale software prevede un modulo da interfacciare con il software di decodifica specificamente utilizzato per il dispositivo a cui si sta facendo riferimento.

Purtroppo, il software era inizialmente stato concepito per effettuare simulazioni su forme d'onda acquisite da lettori manuali e quindi si è reso necessario apportare modifiche sostanziali alla sua architettura affinché potesse funzionare correttamente anche con altre tipologie di acquisizioni.

La prima parte del tirocinio, dunque, è stata dedicata alla modifica di alcuni moduli di tale software e al debugging di altri malfunzionamenti che rendevano impossibile un suo utilizzo concreto ai fini dello sviluppo di nuovi algoritmi. Inoltre, sono state introdotte modifiche anche al modulo di decodifica, in modo da renderlo compatibile con il decodificatore attualmente in uso sul dispositivo di riferimento e con le tecnologie proprietarie di ricostruzione.

Gli algoritmi sono stati sviluppati in linguaggio C ed inseriti all'interno di una libreria dinamica (i.e. dll) che viene caricata all'avvio del software. La scelta del linguaggio riguarda sia l'in-

terfaccia nativa del software Zorro, sia la necessità massimizzare la velocità di simulazione, in quanto il numero delle forme d'onda utilizzate per i test è molto elevato (e.g. 10000). Inoltre, utilizzando tale linguaggio è stato anche possibile implementare gli algoritmi con riferimento, laddove possibile, a schemi di calcolo incrementali computazionalmente molto efficienti.

Infine, parte del lavoro di simulazione e caratterizzazione è stato anche svolto utilizzando il software open-source Octave 3.6.2, in particolar modo per la generazione di supporti di convoluzione, per le analisi statistiche e per il collezionamento dei risultati finali.

## 3.5 Metodo TCEC

Il metodo denominato TCEC (Threshold Compression and Edge Correction) trae spunto da un algoritmo analogico di digitalizzazione brevettato Datalogic [26], che sostanzialmente prevede di confrontare opportunamente il segnale osservato con una o più sue versioni passa-basso, ottenute in generale con filtri FIR ed opportunamente “allineate” al segnale di partenza. Il confronto tra i segnali generati e/o quello iniziale, essenzialmente consiste nel contrassegnare come edge i punti di intersezione tra di essi. Nel caso in esame, questo approccio è intrinsecamente limitato dal fatto che la gamma di possibili segnali da digitalizzare è molto ampia e quindi risulta di fatto impossibile generare versioni passa-basso del segnale adatte ad un'applicazione digitale dell'algoritmo.

In particolare, supponendo di scegliere un filtro adatto per produrre un segnale confrontabile con quello originale nel caso di massima distanza e risoluzione, quando la scansione avviene a distanza ridotta e contiene codici a bassa risoluzione, il segnale passa-basso ottenuto viene sostanzialmente a coincidere con il segnale di partenza, non essendo quindi più confrontabile con esso. Inoltre, un filtro di taglia sufficiente a produrre un segnale adeguato nel caso di minima distanza e risoluzione, viene ad avere un numero di

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

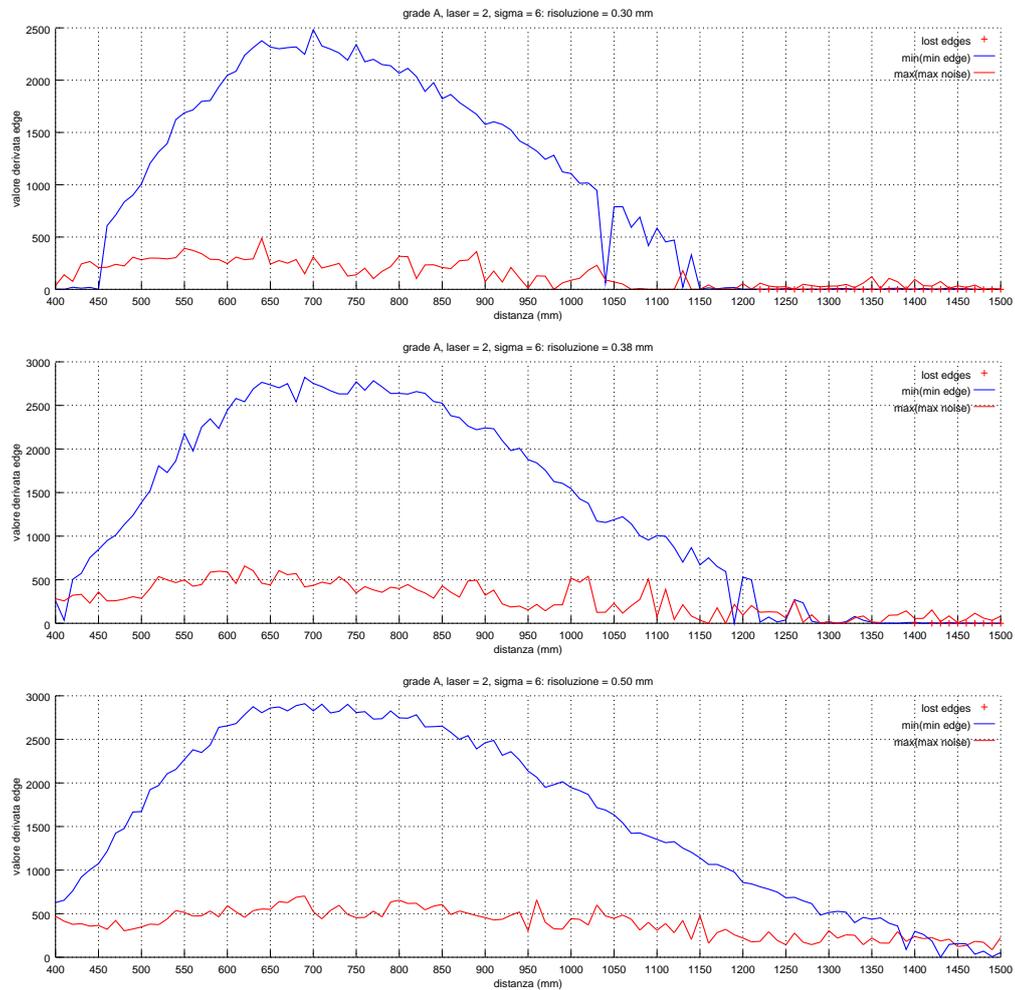
---

“taps” eccessivo rispetto ai limiti di memorizzazione per l’hardware a disposizione. Infine, risulta spesso difficile selezionare i punti da contrassegnare come edge in quanto, a causa del rumore, si possono avere edge spuri o mancanti, oppure intersezioni non univoche del segnale osservato con sue versioni passa-basso e tra le versioni passa-basso stesse.

Per contro, uno degli operatori di image processing più conosciuti ed utilizzati è il Canny edge-detector [25], che consiste nel filtraggio preliminare del segnale con filtro gaussiano 2D e nella successiva ricerca degli estremanti locali della derivata prima nella direzione del gradiente. A parte possibili ottimizzazioni derivanti dalle proprietà della funzione gaussiana, Canny propone anche un metodo di discriminazione tra rumore e feature significative utilizzando un meccanismo con isteresi basato su due soglie. In questo modo risulta possibile effettuare una detection efficace anche in presenza di immagini molto rumorose e nel contempo si elimina il cosiddetto *edge streaking*, ossia errori nella rilevazione dei contorni degli oggetti che insorgono quando viene utilizzata un’unica soglia e il livello del segnale tende ad oscillare intorno al livello scelto per essa.

Un aspetto interessante del lavoro di Canny, riguarda il fatto che ha dimostrato rigorosamente l’ottimalità dell’operatore proposto utilizzando il modello di step-edge 1D. Tale modello si adatta perfettamente al caso dei segnali generati da un lettore di codici a barre a tecnologia laser e per questo motivo si è cercato di applicare l’operatore di Canny ai segnali in esame. Purtroppo, si è potuto verificare che, come mostrato in Fig. 3.3, non esiste un livello di soglia fisso né una soglia dipendente dalla distanza in grado di discriminare gli edge dal rumore per tutte le risoluzioni e le distanze richieste. Infatti, basta vedere che, con questo operatore, potrebbero concettualmente essere “letti” codici di risoluzione 0.38 mm sino alla distanza di circa 1330 mm, ma ciò implica che il livello di soglia dovrà sostanzialmente tendere a 0. Adoperando una soglia nulla a tale distanza, tuttavia, nel caso di codici a risoluzione 0.50 mm

### 3.5. Metodo TCEC



**Figura 3.3:** Confronto tra rumore e valori della derivata in corrispondenza degli edge. In blu il minimo dei valori della derivata calcolato sugli 8 specchi per ogni di stanza; in rosso il massimo del rumore. Con il simbolo “+” sono indicate le distanze alle quali non è più possibile rilevare gli edge utilizzando la derivata, in quanto i picchi corrispondenti sono scomparsi per l’eccessivo blur. Si noti che la rilevazione non implica la decodifica.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

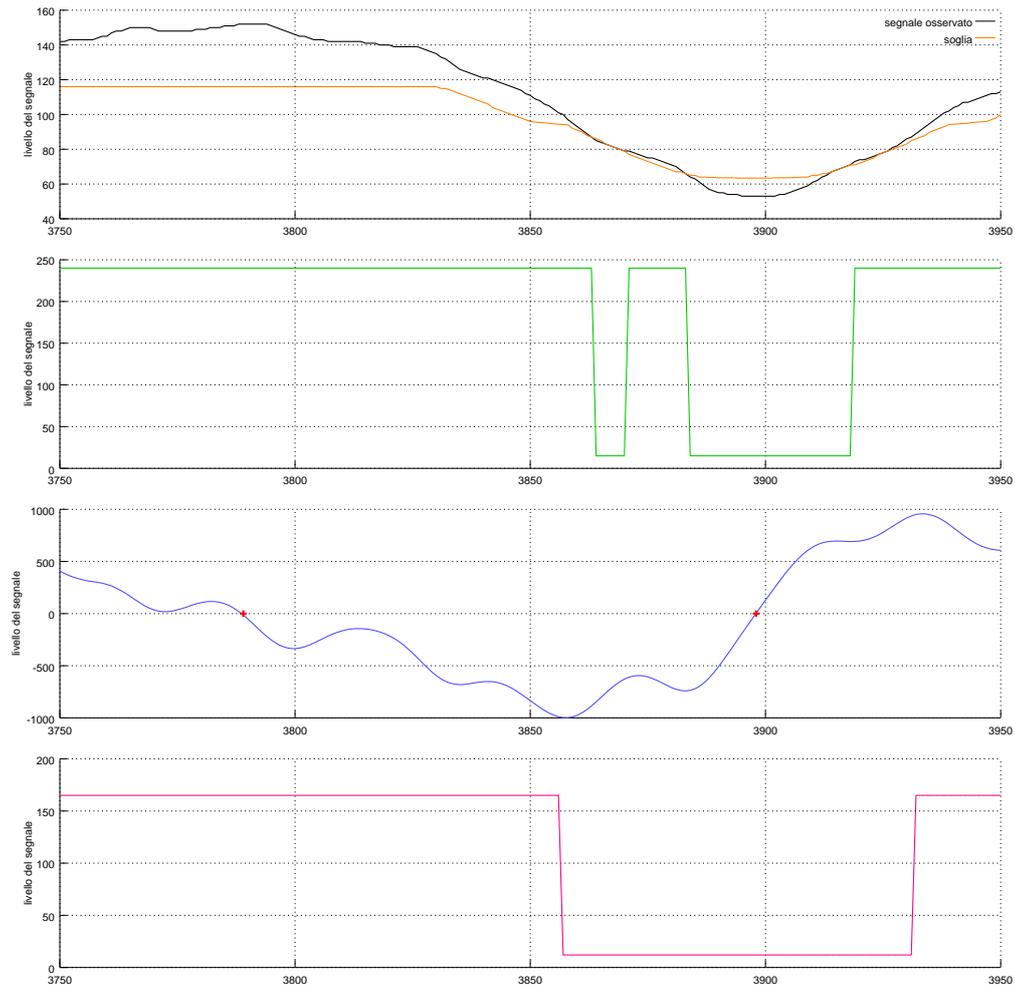
---

sarebbe digitalizzato anche il rumore. Quindi, pur ipotizzando di conoscere la distanza, ma non potendo sapere a priori la risoluzione del codice che sarà letto, risulta impossibile selezionare un livello di soglia adeguato per soddisfare i requisiti in termini di range di lettura minimi (v. Tab. 3.1). Inoltre, nel caso in esame non è apparso di alcuna utilità utilizzare la sogliatura con isteresi proposta da Canny, in quanto la forma d'onda analizzata è 1D e le feature da individuare sono "puntuali".

Tuttavia, ciò che si è potuto osservare con interesse è che, fissata una determinata varianza per la funzione gaussiana associata all'operatore di Canny (e.g.  $\sigma = 6$ ) e supponendo di poter individuare con certezza i soli estremanti significativi della derivata del segnale, si potrebbe ottenere non solo una digitalizzazione tale da garantire la decodifica al 100% nel range richiesto, ma anche di ampliare significativamente la gittata nella maggior parte dei casi. Ciò è possibile grazie all'elevata tolleranza alle distorsioni del software di decodifica.

Sulla base di queste osservazioni, si è cercato di coniugare i due suddetti approcci così da sfruttare le proprietà di entrambi. In particolare, l'idea di fondo è quella di utilizzare l'operatore ottimo di Canny per ottenere una localizzazione tale da garantire una corretta decodifica e di sostituire la sogliatura con isteresi da esso proposta con una operazione che è stata definita *edge-correction*. In particolare, si assume di avere effettuato una digitalizzazione "di massima" che tipicamente non è caratterizzata da una buona localizzazione dei punti individuati e può comprendere anche edge spuri erroneamente rilevati. A partire da questa digitalizzazione approssimata, l'operazione proposta consiste nel valutare il segno della derivata prima in corrispondenza delle posizioni approssimate o eventualmente multiple degli edge rilevati in prima battuta e poi correggerle sostituendovi l'estremante locale di segno concorde della derivata stessa. In altre parole, punti non correttamente localizzati vengono corretti e posizionati sull'estremante locale della derivata, mentre edge spuri vengono eliminati in quanto fatti confluire tutti

nello stesso pixel corrispondente all'edge effettivo. In Fig. 3.4 si può vedere un esempio di edge-correction, in cui l'edge effettivo non è stato localizzato correttamente e sono stati anche rilevati alcuni edge spuri.

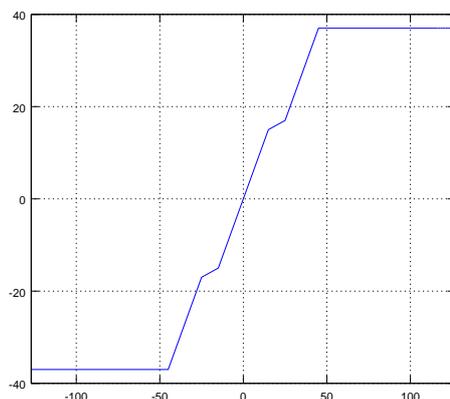


**Figura 3.4:** Esempio di edge-correction. Dall'alto in basso: intersezioni tra la soglia e il segnale osservato, la digitalizzazione approssimata, la risposta dell'operatore di edge-detection, la digitalizzazione ottenuta. In rosso sono evidenziati i punti in cui la derivata cambia segno: eventuali edge spuri individuati all'interno di tale intervallo sono associati all'estremante corrispondente.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

Per la digitalizzazione approssimata, l'idea è stata quella di individuare dei potenziali candidati ad edge utilizzando una variante del metodo proposto in [26], che consiste nell'utilizzare una sola versione passa-basso del segnale, alla quale vengono opportunamente limitati i livelli di variabilità mediante una funzione di compressione non lineare. Si ottiene così un nuovo segnale, definito *soglia*, da confrontare opportunamente con quello di partenza. Come si può osservare in Fig. 3.5, la funzione di compressione lascia il segnale in ingresso sostanzialmente invariato entro un certo range di variabilità, ne "rallenta" la dinamica solo in minima parte all'interno di tale intervallo e ne effettua un troncamento netto quando tende ad allontanarsi troppo dall'origine. In questo modo, nel caso di letture a distanza elevata la soglia è di per sé abbastanza veloce da localizzare correttamente gli edge ma non a sufficienza da rilevare edge spuri in corrispondenza di picchi o valli del segnale; nel caso di codici a distanza ravvicinata invece, la soglia tende a coincidere con il segnale di partenza in corrispondenza degli edge, ma grazie alla compressione si riesce ad impedire che sia digitalizzato eventuale rumore in corrispondenza di picchi e valli.



**Figura 3.5:** Funzione di compressione del segnale passa-basso per la generazione della soglia.

Inoltre, in quest'ultimo caso la localizzazione degli edge tende ad essere totalmente errata perché, per semplicità, si è scelto

di marcare come edge ogni punto di intersezione della soglia con il segnale osservato, indipendentemente dal fatto che questi risultino o meno su un flesso del segnale. È altresì possibile, come già evidenziato in Fig. 3.4, che si abbiano intersezioni multiple lungo un edge a causa della rumorosità del segnale; tuttavia, tali errori possono essere risolti mediante l'algoritmo di edge correction, mentre intersezioni erronee in corrispondenza di picchi o valli del segnale tendono ad essere associate ad estremanti spuri della derivata e quindi generalmente comportano errori nella digitalizzazione complessiva.

In Fig. 3.6 è rappresentato lo schema a blocchi del metodo proposto: la derivata "smooth" è ottenuta mediante convoluzione del segnale con la derivata prima di una funzione gaussiana; sia l'operazione di denoising preliminare sia la generazione della versione passa-basso del segnale sono ottenute utilizzando filtri di media. La scelta di tale categoria di filtri è legata alla possibilità di implementarli con schemi di calcolo incrementali estremamente efficienti dal punto di vista computazionale.

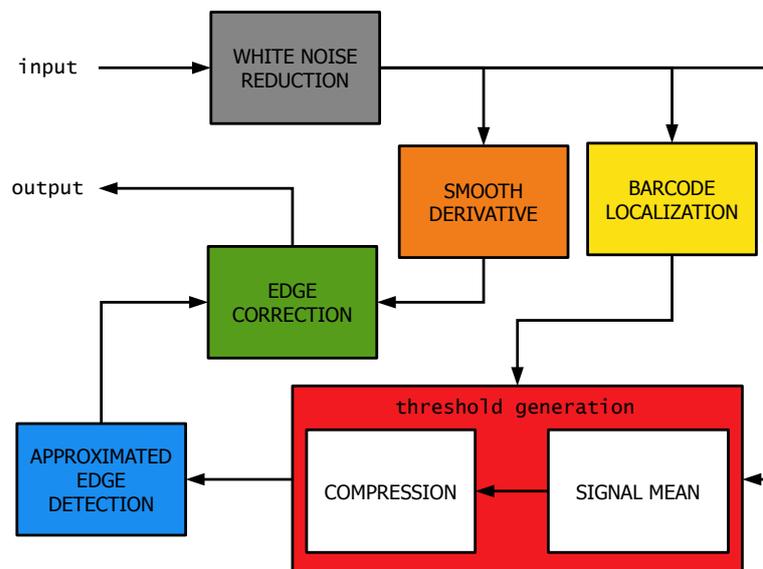


Figura 3.6: Schema a blocchi del metodo TCEC.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

Il blocco denominato *Barcode Localization* rappresenta una componente dell'algoritmo che si occupa di localizzare il codice all'interno della scansione, in modo da attivare le elaborazioni relative alla digitalizzazione effettiva solo all'interno di una precisa *finestra di consenso*. Tale blocco rappresenta un'implementazione numerica del metodo attualmente utilizzato nella versione analogica dello scanner. Si è infatti potuto osservare che questo localizzatore, se implementato con metodi numerici, ha prestazioni sostanzialmente identiche al caso analogico. Quindi, poiché il metodo viene attualmente utilizzato in diversi prodotti Datalogic, rappresenta una tecnica efficace, affidabile e consolidata per individuare la finestra di consenso. Si noti, infine, che la funzione di generazione della soglia rappresentata in Fig. 3.5, prevede una compressione ulteriore del segnale in ingresso, limitatamente ad alcuni intervalli di variabilità piuttosto ridotti. Tali intervalli sono stati sperimentalmente rilevati e riguardano soprattutto le situazioni in cui il segnale corrisponde ad un codice a fuoco ma avente basso contrasto (i.e. GBL, GCL). In questi casi le fluttuazioni dovute allo speckle noise tendono ad essere di ampiezza notevole e quindi provocano spesso intersezioni spurie in corrispondenza di picchi e valli del segnale osservato. Utilizzando questa ulteriore compressione, si è ottenuto un sensibile aumento della robustezza e dell'affidabilità del metodo nel suo complesso.

A questo punto, rimane da descrivere l'aspetto chiave di tutta la metodologia, ossia la selezione dell'origine della funzione di compressione. In buona sostanza, la compressione è realizzata mediante una lookup table in cui si entra in ascissa con il segnale passa-basso generato a partire dal segnale osservato e si ottiene in uscita la soglia compressa. Il problema principale di questo approccio è la determinazione del punto di riferimento per traslare opportunamente l'origine della funzione di compressione in funzione del livello e della variabilità del segnale. A tal proposito, sono stati individuati due approcci: il primo prevede di individuare un livello di riferimento fisso, che resta valido per tutta la lunghezza della finestra di consenso; nel secondo si propone di generare un livello di riferimen-

to variabile, che essenzialmente *insegu*a la dinamica del segnale, al fine di essere più robusti alle variazioni di media dello stesso.

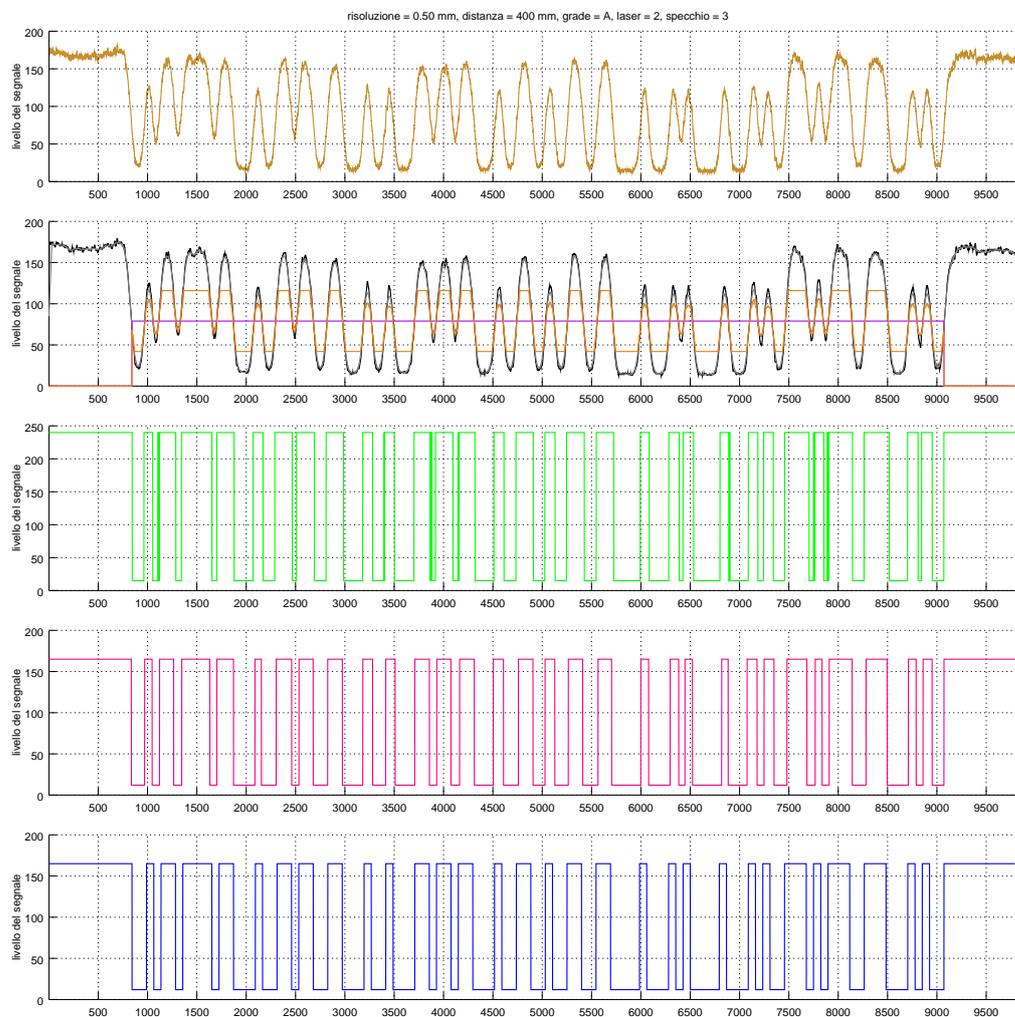
Il primo approccio è rappresentato in Fig. 3.7. La generazione del segnale di riferimento si basa sull'assunto che la finestra di consenso sia stata rilevata correttamente e che quindi il primo "edge approssimato" sia appunto rappresentato dall'inizio della finestra di consenso stessa. Viene quindi individuato l'edge "corretto" e il livello corrispondente al flesso del segnale individuato in questa fase, viene memorizzato ed utilizzato come riferimento per la compressione.

L'approccio può in prima battuta apparire poco affidabile ed approssimativo, ma in realtà possono essere fatte due considerazioni che lo denotano un approccio plausibile per un'implementazione pratica.

Prima di tutto, introduciamo il concetto di *edge interferenti*. Due edge si dicono interferenti se distano un numero di pixel minore della metà della larghezza in pixel del supporto associato alla psf del sistema di acquisizione. Pertanto, quando il codice viene letto ad una distanza corrispondente o molto prossima a quella del piano di fuoco, la larghezza del supporto della psf sarà minima e quindi difficilmente due edge saranno interferenti. Viceversa, quando la lettura avviene fuori fuoco, lo spot laser tenderà ad intersecare più elementi del codice, provocando quindi interferenza.

Tuttavia, come si può osservare in Fig. 3.8 ed indipendentemente dalla larghezza del supporto, quando si ha poca o nulla interferenza tra edge la variazione di livello del segnale tende ad essere massima e coerentemente anche il contrasto. Pertanto, osservando che in generale ogni codice a barre deve essere preceduto e seguito da corrispondenti quite zone, si può affermare che il primo edge della sequenza incontrato nell'ambito della scansione, sia un edge a bassa interferenza. Se vale questa proprietà, allora tendenzialmente il livello del segnale corrispondente al flesso rifletterà con sufficiente approssimazione la media del segnale e quindi risulta utilizzabile come riferimento per la funzione di compressione.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE



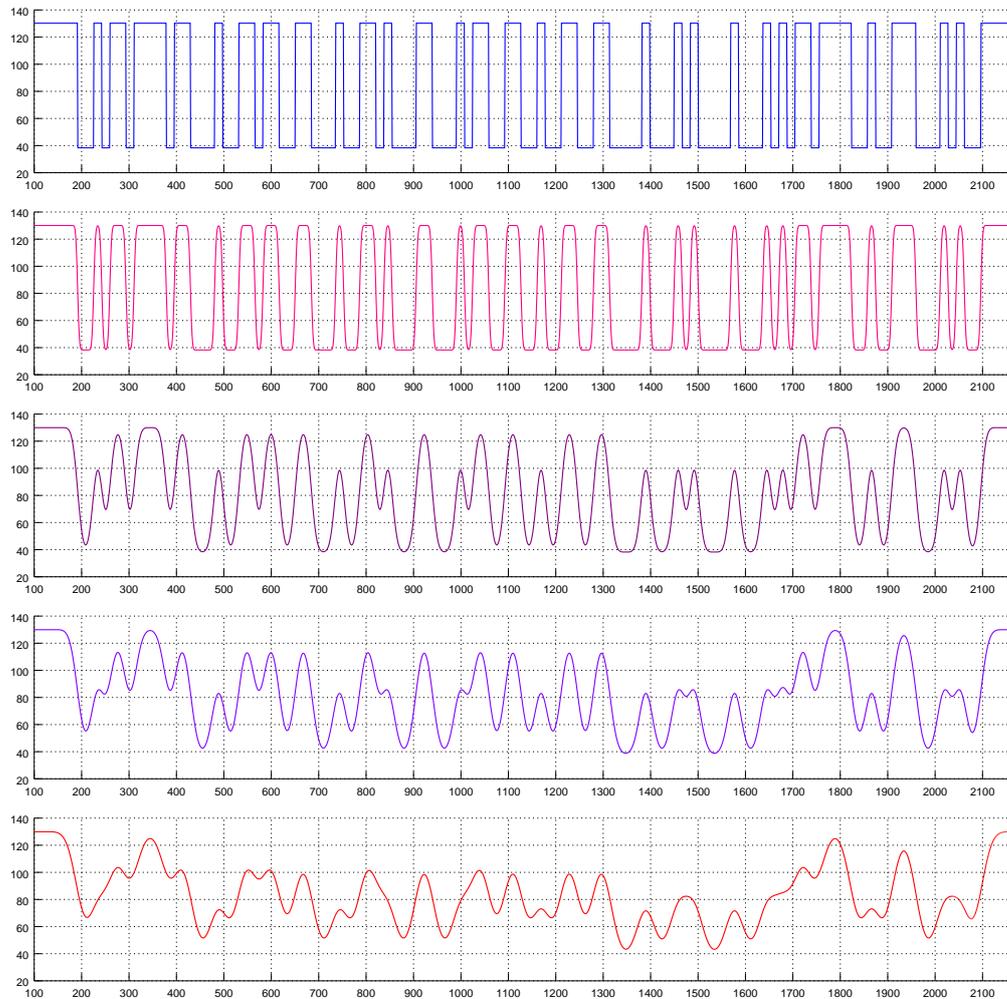
**Figura 3.7:** Algoritmo TCEC. Dall'alto in basso: il segnale osservato, la generazione della soglia (arancio) con riferimento ad un livello costante (viola), la digitalizzazione approssimata, la digitalizzazione ottenuta, il segnale ideale. Si noti che a distanza ravvicinata la versione passa-basso del segnale (grigio) sostanzialmente coincide con il segnale denoised (nero).

Inoltre, è importante osservare che la suddetta proprietà e in particolare la stima della media del segnale mediante il primo edge, tendono ad essere sempre meno verificate a mano a mano che aumenta la distanza di lettura e che quindi si ha un livello di interferenza tra edge sempre maggiore. In questi casi, tuttavia, la variabilità ammessa dalla funzione di compressione di fatto tende a comprendere l'intero range di livelli in cui varia il segnale osservato, in quanto all'aumentare della distanza si riduce il contrasto. Ad esempio, come evidenziato in Fig. 3.5, si può asserire che la saturazione interviene solo se il valore del segnale si discosta più di 40 livelli dal centro selezionato. Se si osserva ora la Fig. 3.9, ci si può convincere che tanto maggiore è la distanza e tanto minore tende ad essere il contrasto del segnale, indipendentemente dal grade e dalla risoluzione del codice. In questi casi, quindi, l'intervallo di livelli in cui il segnale non subisce significativa compressione sostanzialmente include tutta la dinamica di ampiezza del segnale.

Pertanto, a distanze elevate il livello di riferimento per la compressione potrà chiaramente essere significativamente distante dalla media effettiva del segnale ma, poiché la funzione di compressione in generale non ha effetto sul segnale passa-basso generato, la digitalizzazione avviene comunque in modo corretto. Naturalmente, il problema di interferenza risulta simile anche per distanze ravvicinate ed in effetti in questo caso l'approccio proposto non appare molto robusto. Tuttavia, si può osservare sperimentalmente che, a causa delle notevoli dimensioni del codice all'interno della scansione e dell'ampio range di livelli di variabilità del segnale, nella maggior parte di questi casi la dinamica della soglia è sufficiente a renderla confrontabile con il segnale da digitalizzare, nonostante il livello del primo flesso rilevato si discosti significativamente dalla media effettiva del segnale stesso (v. Fig. 3.7). Inoltre, qualora il metodo sviluppato sia molto efficace a distanza elevata, si può optare per una modifica della focalizzazione dell'ottica, in modo da garantire poca interferenza a distanza ravvicinata. In definitiva, si ritiene questo approccio sufficientemente valido ma solo nell'ipotesi in cui

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---



**Figura 3.8:** Simulazione degli effetti dell'interferenza tra edge sul segnale. Dall'alto in basso: il segnale ideale, la convoluzione del segnale ideale con funzioni gaussiane di varianza crescente:  $\sigma = 3$ ,  $\sigma = 9$ ,  $\sigma = 13$ ,  $\sigma = 18$ .

le variazioni di contrasto e di media del segnale relativo al codice acquisito non siano significative.

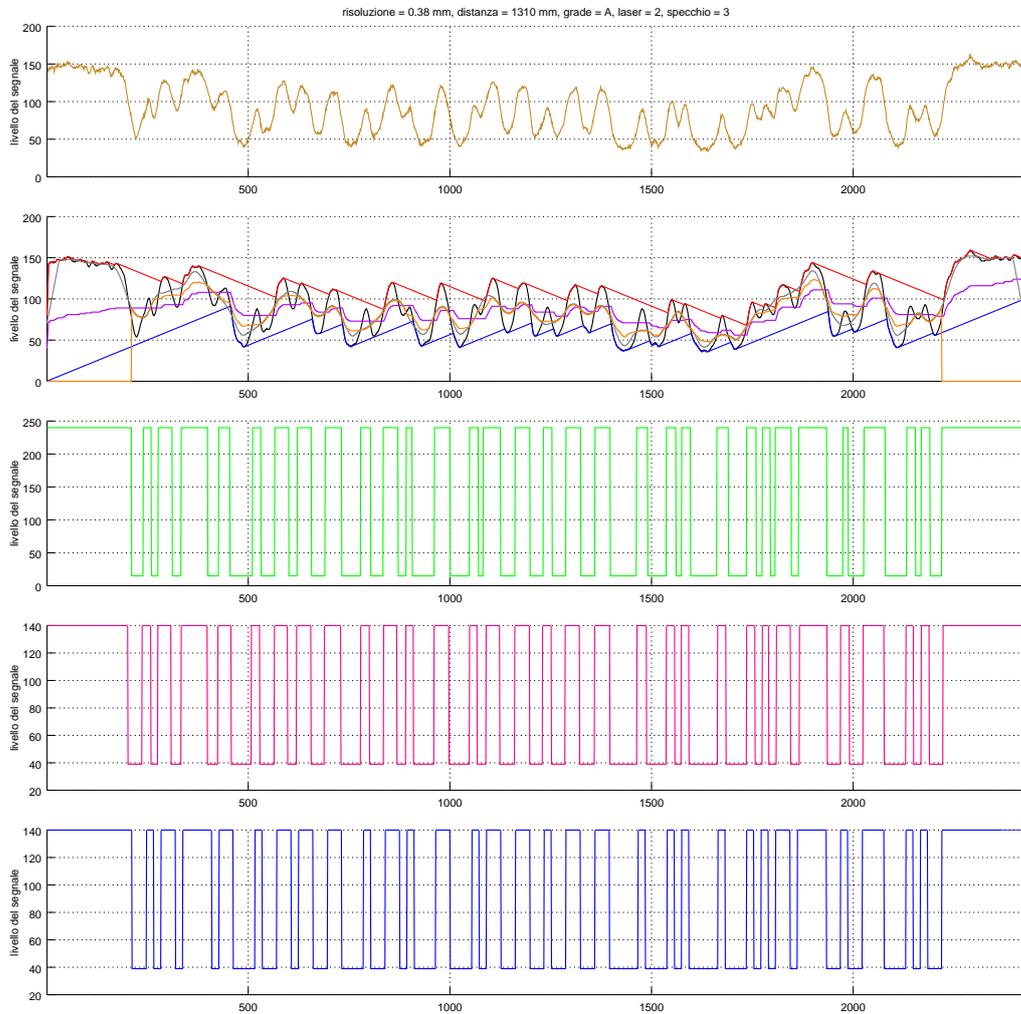
Purtroppo, questa ipotesi non può essere garantita nel contesto di una effettiva applicazione industriale e quindi è stato proposto un secondo approccio che consente di aumentare la robustezza di lettura rispetto alle condizioni effettive del codice acquisito. In particolare, esso prevede di sostituire il livello costante di riferimento per la funzione di compressione, con un segnale di livello variabile in funzione della dinamica del segnale. Per generare tale segnale, sono stati dapprima utilizzati due rilevatori di picco con cui si è ottenuta una stima dell'involuppo del segnale e poi è stato valutato il valor medio tra i due rilevatori per calcolare il riferimento.

Come evidenziato in Fig. 3.9, il nuovo segnale di riferimento tende ad inseguire la dinamica del segnale e quindi, previa opportuna riconfigurazione dei parametri di compressione, si possono ottenere sostanzialmente gli stessi risultati del caso precedente, ma con una maggiore robustezza a variazioni di media e di contrasto del segnale.

Il metodo è stato testato su tutti i grade e i risultati sono apparsi significativi. Tuttavia, il problema principale di questo tipo di metodo riguarda la robustezza allo speckle noise. In particolare, è risultato possibile eguagliare ed in alcuni casi anche ampliare il range attuale di lettura, ad esclusione del grade C light. In questi casi, infatti, il contrasto è troppo ridotto perché la funzione di compressione possa garantire di non digitalizzare eventuale rumore in corrispondenza di picchi e valli del segnale.

Per contro, il vantaggio principale di questa tecnica riguarda la grande capacità di gestire la sfocatura ad elevata distanza: la soglia generata, infatti, permette di digitalizzare correttamente il segnale ben oltre il range di lettura della versione analogica, anche quando l'interferenza tra edge è tale da rendere le fluttuazioni corrispondenti del segnale quasi impercettibili. Tuttavia, esiste comunque un limite in termini di decodifica, dovuto alla deformazione del segnale indotta dalla psf del sistema di acquisizione, che provoca lo spostamento dei punti di flesso dalla loro posizione ideale.

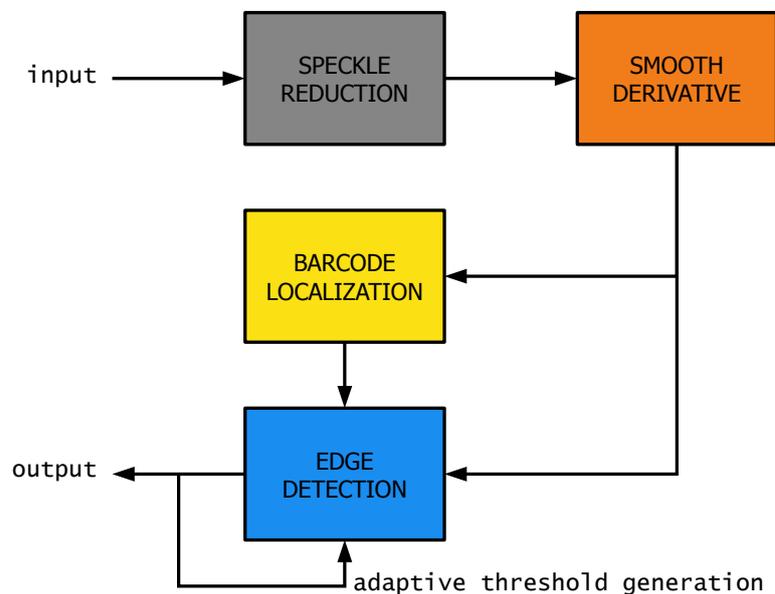
### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE



**Figura 3.9:** Algoritmo TCEC. Dall'alto in basso: il segnale osservato, la generazione della soglia (arancio) con riferimento ad un livello variabile (viola) generato mediante due rilevatori di picco (rosso e blu), la digitalizzazione approssimata, la digitalizzazione ottenuta, il segnale ideale. Si noti che a distanze elevate la funzione di compressione tende ad avere scarsa efficacia, producendo una soglia (arancio) molto prossima al segnale passa-basso (grigio).

## 3.6 Metodo ATD

Per rendere la digitalizzazione più robusta allo speckle noise, si è pensato di affrontare il problema da un diverso punto di vista. La proposta è quella di utilizzare esclusivamente l'operatore di Canny e realizzare una tecnica di sogliatura adattiva della derivata prima del segnale, dipendente appunto dalle caratteristiche locali della derivata stessa. Questo metodo, denominato *Adaptive Derivative Thresholding (ATD)*, è schematizzato in Fig. 3.10.



**Figura 3.10:** Schema a blocchi del metodo ATD.

Vale la pena di puntualizzare da subito che l'algoritmo ATD prevede di effettuare una localizzazione della finestra di consenso alternativa a quella utilizzata con l'algoritmo TCEC. Questo nuovo localizzatore, infatti, è risultato essere più robusto di quello "tradizionale" quando lo speckle noise è molto accentuato e in particolare con test chart di tipo GBL/GCL. Dunque, l'algoritmo TCEC fallisce la digitalizzazione principalmente a causa di tale disturbo, ma in molti casi gli errori sono dovuti ad un'errata localizzazione della finestra di consenso.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

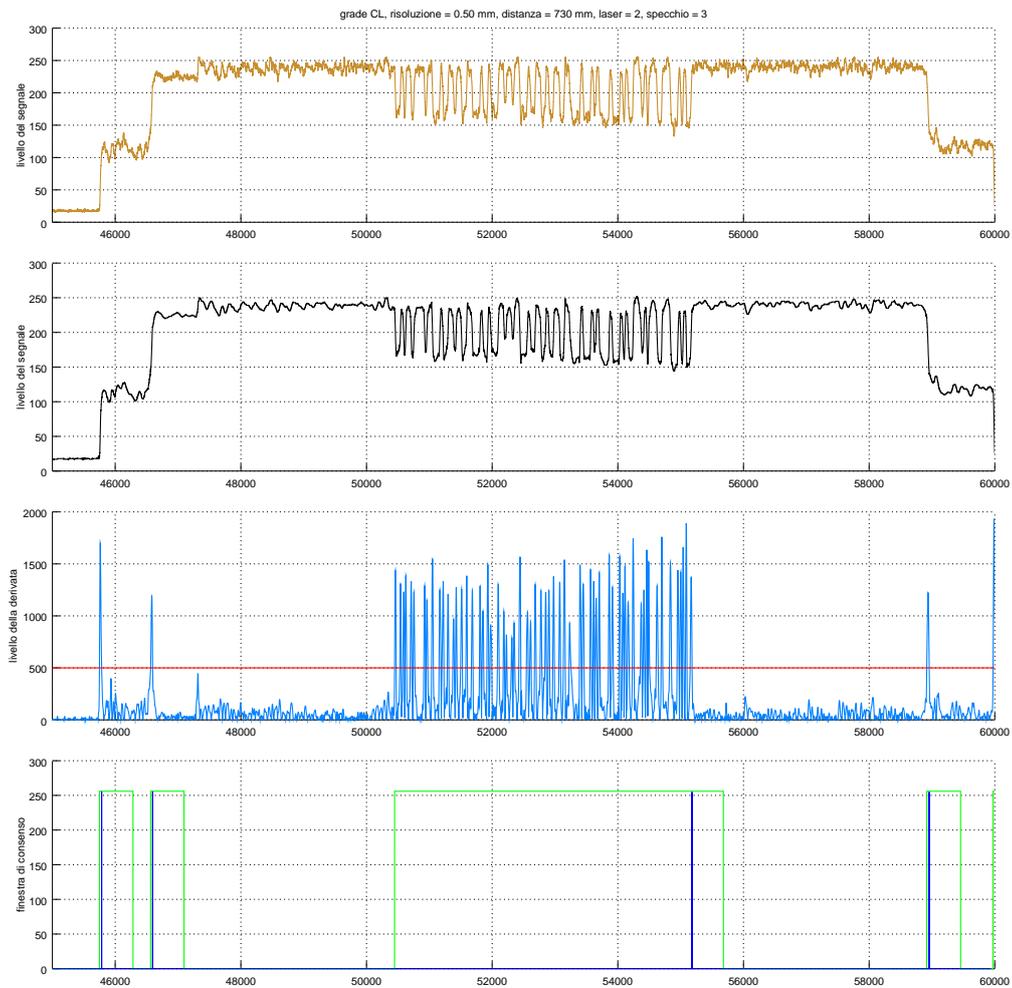
Inoltre, è stato effettuato un passo preliminare di riduzione dello speckle noise, utilizzando un filtro adattivo non lineare derivato dal filtro proposto da Kuan [4]. Tale filtro ha la capacità di ridurre significativamente l'effetto dello speckle noise nella generazione di fluttuazioni spurie della derivata, ma ha la controindicazione fondamentale che, in quanto non lineare, tende a deformare il segnale elaborato, soprattutto alle elevate distanze. Nel complesso, tuttavia, le prestazioni ottenibili con il metodo ATD sono leggermente inferiori riguardo alla gittata di lettura, ma appaiono significativamente superiori rispetto al metodo TCEC in termini di robustezza allo speckle noise.

Per la localizzazione della finestra di consenso, il segnale despeckled viene convoluto dapprima con la derivata prima di una funzione gaussiana e poi viene utilizzato soltanto il valore assoluto del segnale risultante. In particolare, è ovvio osservare come la derivata del segnale tenda ad aumentare notevolmente la sua varianza in corrispondenza del codice, appunto per la presenza di repentine variazioni del segnale. Fissando quindi una soglia sul valore assoluto della derivata, si può ottenere il punto di inizio ed eventualmente quello di fine della finestra di consenso. Eventualmente, tale soglia può essere calcolata in funzione della distanza. In Fig. 3.11 sono riportati i passaggi iniziali della tecnica proposta per la localizzazione.

Inoltre, per determinare la chiusura della finestra di consenso, occorre stabilire un numero massimo di pixel in cui mantenere la finestra aperta anche in assenza di attraversamenti della soglia da parte della derivata. Ciò è necessario perché se il segnale è molto sfocato, solo gli edge a bassa interferenza saranno associati ad un valore della derivata tale da superare la soglia, come infatti si può intuire dall'esempio in Fig. 3.8.

Per questo motivo, è stata temporizzata l'apertura della finestra utilizzando un contatore. Come schematizzato in Fig. 3.12, per ogni pixel della derivata maggiore della soglia, il contatore viene caricato al suo valore massimo e per ogni altro pixel viene decrementato.

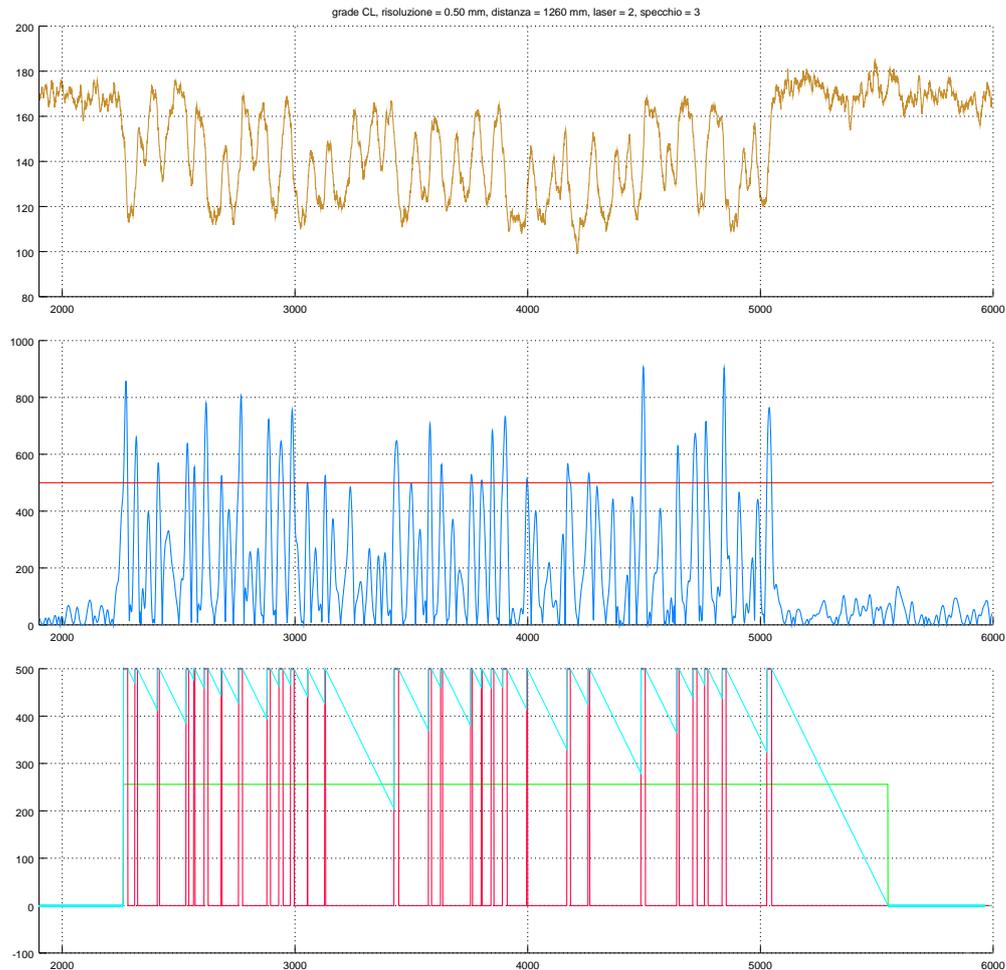
### 3.6. Metodo ATD



**Figura 3.11:** Localizzazione proposta per il metodo ATD. Dall'alto in basso: il segnale osservato, il segnale despeckled, la derivata del segnale despeckled (azzurro) e la soglia (rosso), il punto di inizio della finestra (verde) e quello di fine (blu).

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---



**Figura 3.12:** Temporizzazione della finestra. Dall'alto in basso: il segnale osservato, il valore assoluto della derivata (blu) e la soglia (rosso), la dinamica del contatore (azzurro) e gli intervalli in cui la derivata è superiore alla soglia (rosso). Si noti l'apertura e la chiusura della finestra di consenso (verde).

Quando il contatore raggiunge il valore 0, si contrassegna il pixel corrispondente con il punto di chiusura della finestra. Si noti che tale punto è tipicamente molto più avanti nella sequenza osservata rispetto a quello dell'ultima variazione significativa del segnale. Viene pertanto via via mantenuta memoria dell'ultimo pixel in cui il contatore è stato ricaricato. Si può dimostrare che, per le proprietà della funzione gaussiana con cui generalmente viene modellata la psf del sistema di acquisizione e sotto opportune condizioni riguardanti il massimo livello di sfocatura del segnale, il picco della derivata corrispondente all'edge non può essere successivo all'ultimo punto di ricarica del contatore e non può esservi nessun altro edge significativo immediatamente successivo ad esso. Pertanto, la sequenza contenente il codice è limitata dal primo e dall'ultimo punto in cui viene caricato il contatore.

Una volta localizzato il codice, si utilizza la stessa derivata ma questa volta se ne adopera anche il segno per discriminare gli estremi significativi, similmente a quanto effettuato con l'algoritmo TCEC. In questo caso, tuttavia, non viene effettuata una preliminare digitalizzazione approssimata, ma viene sogliata la derivata in modo adattivo, supponendo che valgano le seguenti proprietà:

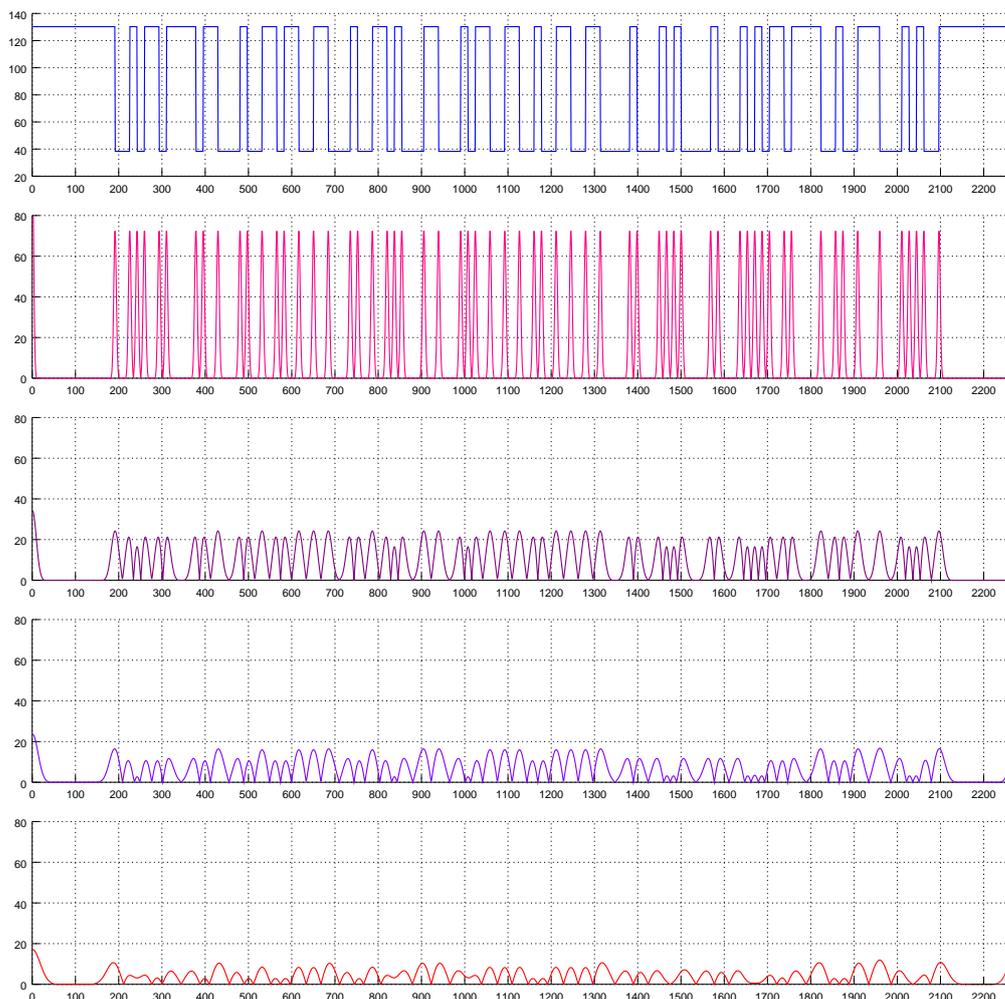
- È sempre possibile localizzare correttamente il primo edge significativo all'interno della finestra di consenso.
- L'intensità dello speckle noise è tanto maggiore quanto la superficie di lettura è vicina al piano di fuoco.
- Il rapporto segnale/rumore è molto maggiore di 1.

Qualora sussistano le predette condizioni, la soglia può essere determinata in modo adattivo utilizzando il *rapporto* fra i livelli di picchi successivi della derivata. Infatti, se si osserva la dinamica in termini di ampiezza del valore assoluto della derivata in presenza di blur (v. Fig. 3.13), si ha che il livello in corrispondenza di edge interferenti è sempre minore di quello relativo ad edge non

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

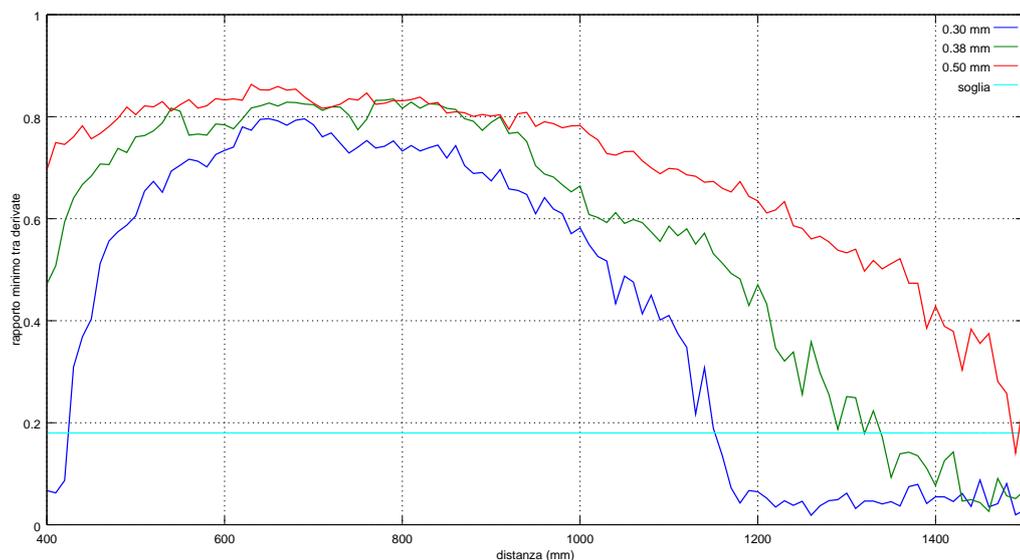
interferenti. Supponendo di considerare il caso peggiore, ossia quello di un edge relativo all'inizio di un codice o ad un elemento a bassa interferenza (i.e. elemento di larghezza massima) seguito da un treno di elementi di larghezza minima, si è ritenuto ragionevole mettere in relazione il livello della derivata di edge successivi e considerare il minimo rapporto tra essi.



**Figura 3.13:** Simulazione degli effetti dell'interferenza tra edge sulla derivata del segnale. Dall'alto in basso: il segnale ideale, la convoluzione del segnale ideale con derivate di funzioni gaussiane di varianza crescente:  $\sigma = 3$ ,  $\sigma = 9$ ,  $\sigma = 13$ ,  $\sigma = 18$ .

Per calcolare dunque una stima del minimo rapporto tra edge successivi con riferimento ai segnali a disposizione, è stato applicato offline l'algoritmo TCEC fornendogli, al posto della digitalizzazione approssimata, il segnale ideale. Della digitalizzazione risultante, sono stati considerati tutti i corrispondenti estremanti della derivata ed è stato determinato, per ogni distanza e per ogni risoluzione, il minimo rapporto tra i livelli ivi determinati.

Il risultato di questa caratterizzazione è rappresentato in Fig. 3.14, dove è evidente come in corrispondenza della distanza di massimo fuoco, il rapporto tra il livello minimo ed il livello massimo tenda a 1 (i.e. tutti i picchi della derivata hanno circa la stessa altezza).



**Figura 3.14:** Caratterizzazione dei rapporti minimi tra i valori della derivata in corrispondenza degli edge. Si può ottenere una soglia adattiva selezionando il rapporto minimo (azzurro) per accettare gli estremanti successivi della derivata in funzione del valore di quelli precedenti.

Al contrario, a mano a mano che aumenta la sfocatura i picchi della derivata risultano essere sempre più disomogenei fino a scomparire quando l'interferenza diventa eccessiva (v. Fig. 3.13); ciò è dovuto sia alla psf del sistema di acquisizione che riduce la

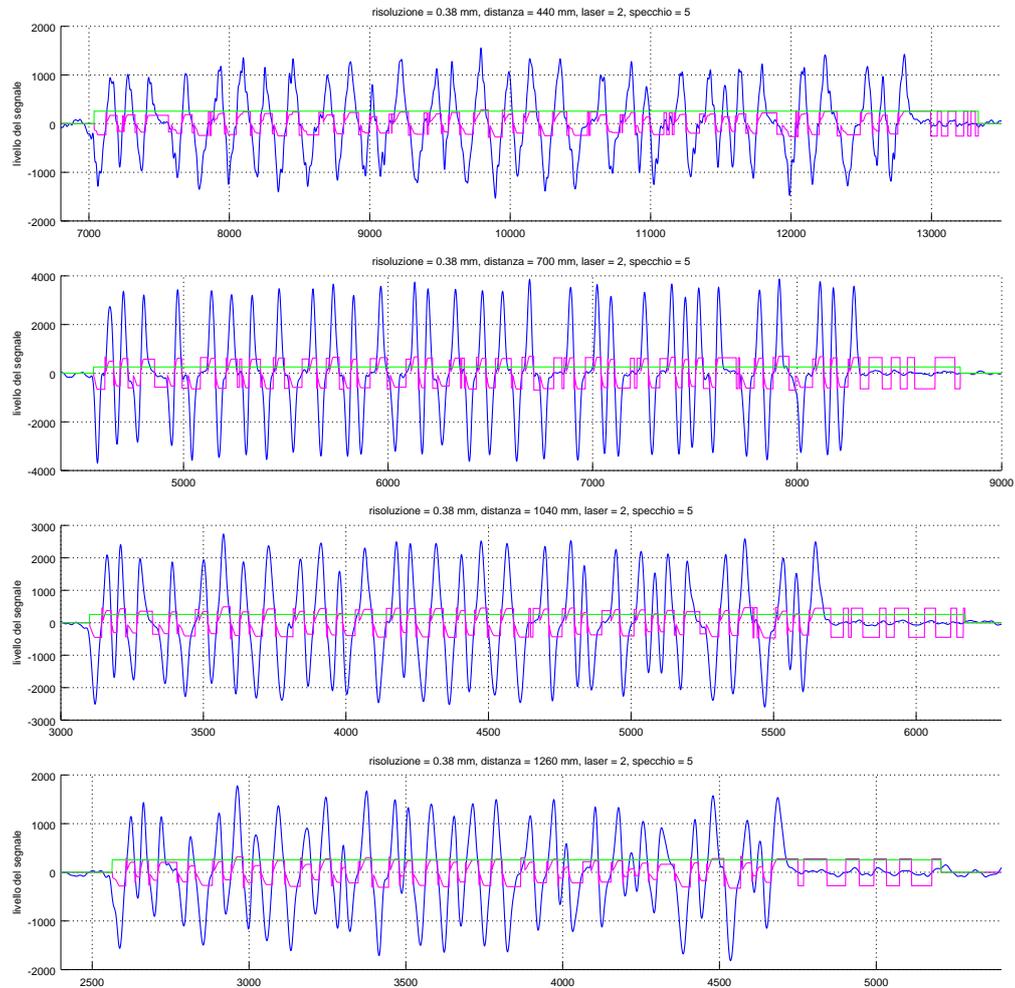
banda del segnale, sia all'interferenza crescente tra edge che riduce ulteriormente la velocità di variazione del segnale.

Osservando la dinamica delle curve che rappresentano il rapporto tra derivate e confrontandola con i range delle distanze richiesti, si può pensare di ottenere una gittata di lettura adeguata applicando una soglia direttamente su tale rapporto. L'idea di fondo è che, quando il segnale è a fuoco, il valore assoluto dei picchi delle derivate in corrispondenza degli edge si può assumere sia molto elevato, come appunto è mostrato in Fig. 3.13. Se poi lo speckle noise ha intensità tanto maggiore quanto il piano di lettura è a fuoco, è sufficiente che per ogni distanza l'SNR sia maggiore del reciproco del valore del rapporto selezionato e si potranno discriminare correttamente gli estremanti relativi agli edge dal rumore. Il risultato netto è dunque quello di ottenere una soglia adattiva, tendenzialmente alta e costante quando il segnale è a fuoco e, al contrario, molto variabile in senso adattivo quando il segnale è sfocato.

Per ottenere una soglia con queste caratteristiche è sufficiente scandire la derivata "smooth" e rilevare via via gli estremanti significativi, ossia quelli che in valore assoluto sono maggiori dell'ultimo valore calcolato per la soglia. A partire dal primo picco immediatamente successivo all'inizio della finestra di consenso, la soglia viene calcolata moltiplicando il valore del picco per il rapporto calcolato offline. Il valore risultante rappresenta la soglia per accettare l'eventuale estremante successivo e così via. In altre parole, per ogni edge individuato viene ricalcolato il valore della soglia da utilizzare per l'accettazione dell'edge successivo. In Fig. 3.15 è rappresentato un esempio di generazione della soglia a vari livelli di sfocatura del segnale, così da metterne in evidenza l'adattività.

È importante osservare il comportamento della soglia nell'intervallo immediatamente precedente la chiusura della finestra. Poiché, come già osservato in Fig. 3.8 si può considerare che il primo ed eventualmente l'ultimo edge di un codice siano rispettivamente preceduti e seguiti dalle relative quite zone, si può affermare che l'ultimo edge significativo della sequenza avrà poca interferenza con

### 3.6. Metodo ATD



**Figura 3.15:** Esempio di soglia adattiva basata sul rapporto tra derivate. La soglia viene ricalcolata ad ogni edge accettato, ossia ogni volta che la derivata supera la soglia. Dall'alto in basso: derivata e soglia a 440 mm, a 700 mm, a 1040 mm e 1260 mm. In verde la finestra di consenso. Si noti il valore assoluto dei picchi della derivata in relazione alla distanza.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---

i precedenti e quindi che il picco della derivata corrispondente sarà di valore elevato (v. Fig. 3.13). Pertanto, l'ultimo valore di soglia calcolato tenderà in generale ad essere alto e quindi difficilmente sarà digitalizzato rumore prima della chiusura della finestra. Qualora questo avvenisse, si possono ipotizzare due diversi approcci di soluzione, ricordando che è possibile individuare con precisione la posizione della fine effettiva del codice all'interno della finestra (v. Fig. 3.11):

- Si possono memorizzare in un buffer di piccole dimensioni i soli indici della sequenza che vengono digitalizzati nel periodo che intercorre tra una carica del contatore di temporizzazione e la successiva. Se il contatore non arriva a 0, possono essere inoltrati gli edge finora rilevati alla FIFO da cui il decodificatore preleva i dati, viceversa, si inviano sulla FIFO i soli edge di indice minore di quello che marca la fine effettiva del codice all'interno della finestra di consenso.
- Si può effettuare una modifica minima al software di decodifica comunicando, al termine di ogni codice digitalizzato nell'ambito di una scansione, anche gli indici di inizio e fine effettivi dei codici individuati. In questo modo, non solo si evitano errori di digitalizzazione, ma si può ridurre il carico computazionale di decodifica in eccesso. Infatti, eventuali digitalizzazioni spurie contenenti un numero di edge troppo piccolo per poterle considerare codici o porzioni di codice, possono essere immediatamente escluse dall'elaborazione associata alla decodifica.

Come accennato in precedenza, una delle condizioni chiave per il funzionamento dell'algoritmo ATD è che il SNR sia sufficientemente elevato, specialmente quando il piano di lettura è a fuoco e lo speckle noise ha intensità maggiore. Tuttavia, una delle proprietà principali dello speckle noise riguarda proprio la sua intensità, che può raggiungere livelli nell'ordine di grandezza della media del

segnale. Ciò implica deterioramenti del segnale estremamente gravi che, specialmente nei casi GCL e GBL rendono falsa la condizione suddetta.

Per questo motivo, si è cercato di ridurre lo speckle noise utilizzando un filtro non lineare, come passo di elaborazione iniziale dell'algoritmo. Tale filtro, rappresenta una versione adattata al caso 1D di un operatore proposto per la riduzione di rumore moltiplicativo in immagini SAR [4]. L'operatore realizza un stimatore lineare LLMMSE che utilizza al più statistiche del secondo ordine e in particolare media e varianza. Se operato su sliding-window, il calcolo per ogni pixel di queste informazioni può essere effettuato in modo estremamente efficiente mediante schemi di calcolo incrementali. Dal punto di vista computazionale infatti, il filtro richiede l'esecuzione di 10 moltiplicazioni, 5 sottrazioni, 5 addizioni ed 1 divisione in virgola fissa per pixel. Tale costo computazionale è indipendente dalla dimensione del supporto scelto per il filtro.

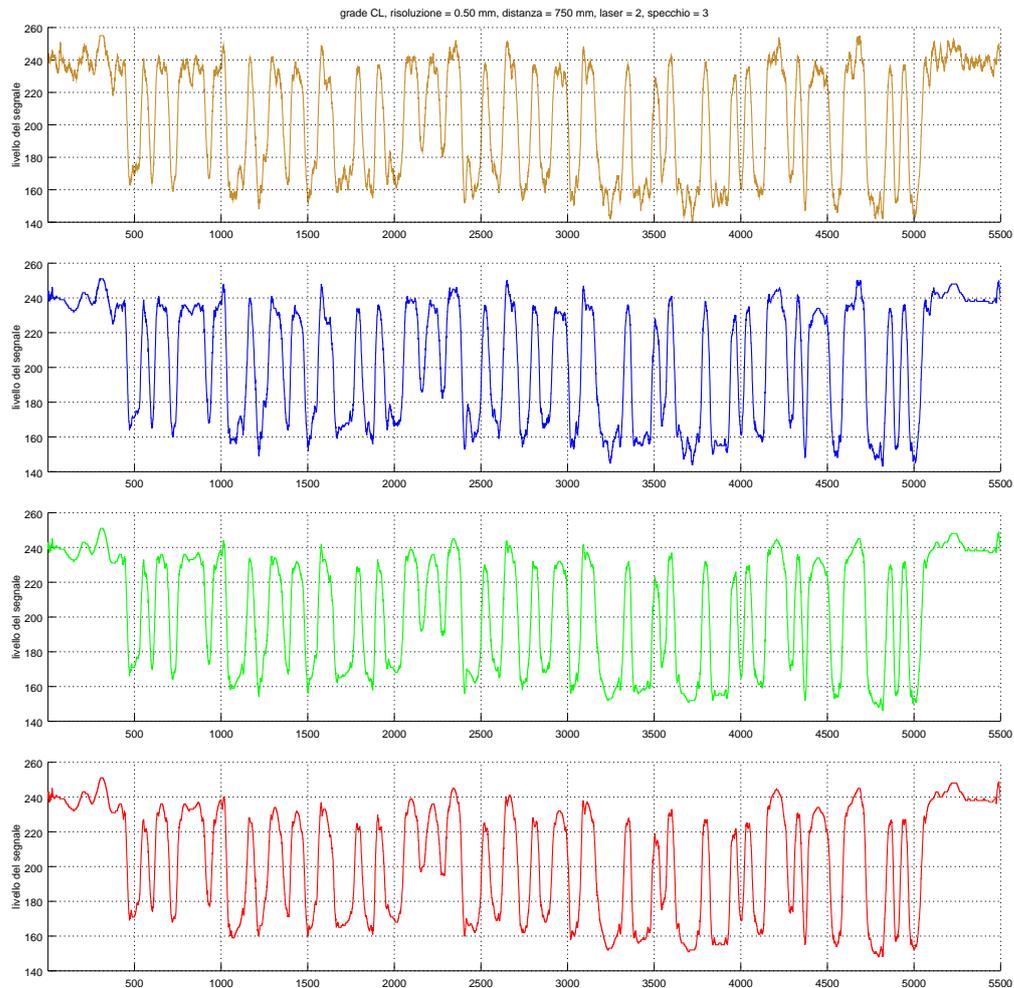
L'effetto del filtro ove applicato a segnali degradati da speckle noise è risultato interessante, come riportato in Fig. 3.16. L'intensità dell'azione del filtro può essere configurata sia mediante la dimensione del supporto, sia regolando un parametro con cui si fornisce al filtro una stima della varianza del rumore moltiplicativo.

Specialmente nel caso di segnali relativi a test chart della categoria "light", un passo preliminare di riduzione dello speckle noise consente di rendere l'algoritmo nel complesso sufficientemente robusto per una digitalizzazione efficace. Inoltre, in questo modo si rende più robusta anche la localizzazione del codice per mezzo della derivata. Tuttavia, questo passo di despeckling introduce due problematiche principali:

- Quando la lettura avviene a distanza molto elevata, il codice è contenuto in un numero di pixel ridotto. Fissata dunque una larghezza del supporto adeguata per ridurre significativamente il disturbo per codici a fuoco, tipicamente tale dimensione non è più adeguata quando gli elementi del codice hanno una

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE

---



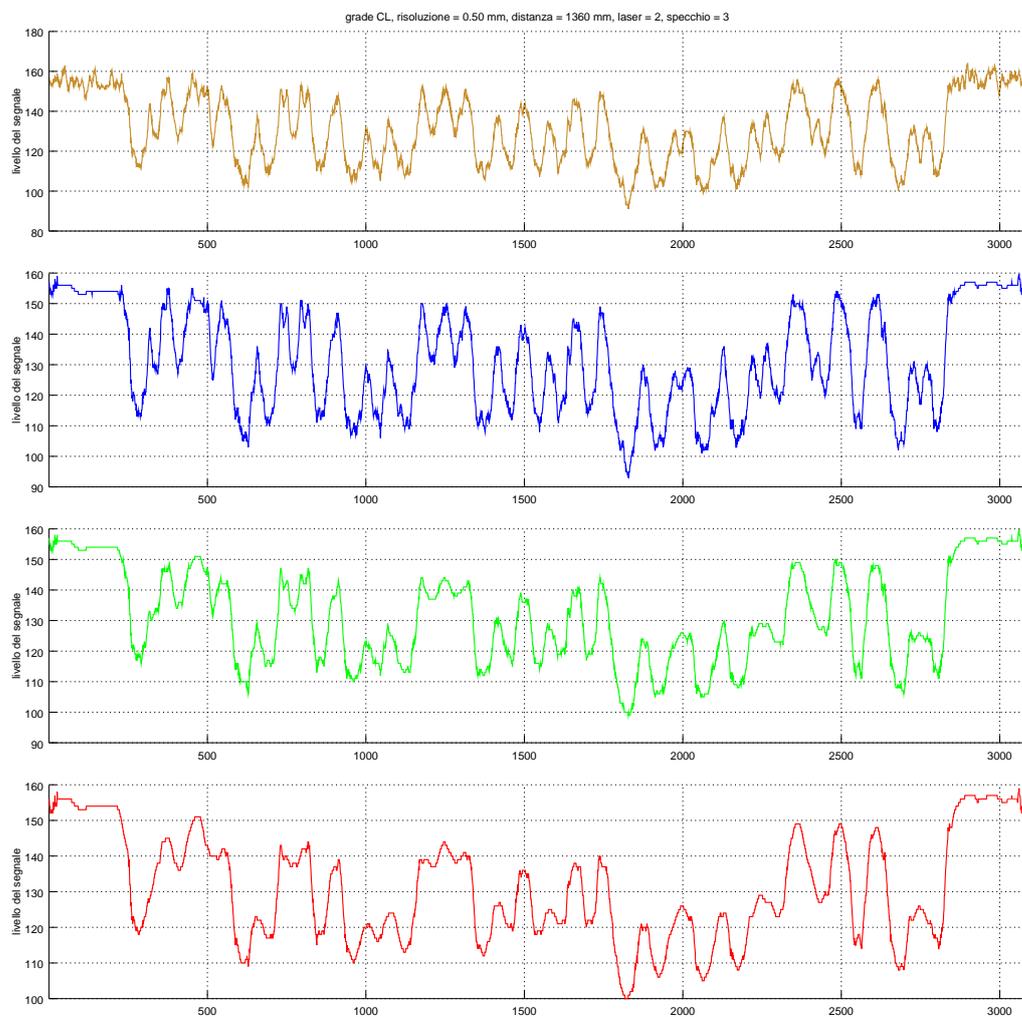
**Figura 3.16:** Esempio di riduzione dello speckle noise mediante il filtro adattivo. Dall'alto in basso: il segnale osservato, filtraggio con supporto di larghezza 55 pixel e varianza 0.0005, 0.0025, 0.0045. Si noti, ad esempio, l'effetto del filtro intorno ai pixel 2400, 3700 e 4700.

lunghezza in pixel ridotta. In generale, poiché il filtro ha un'azione maggiore quando il livello del segnale è alto, nel caso test chart scuri l'effetto del filtro è poco significativo. Quando invece si fa riferimento a test chart "chiari", si ha la situazione opposta e quindi il filtro tende ad introdurre notevoli deformazioni del segnale qualora la varianza calcolata all'interno del supporto sia compatibile con quella associata allo speckle noise. Pertanto, quando il codice è lontano (e piccolo), tendenzialmente il filtro tende a considerare gli edge come rumore e tenta di eliminarli. Un esempio è riportato in Fig. 3.17.

- In generale, l'utilizzo di un filtro non lineare comporta deformazioni nella forma d'onda risultante. Se ciò avviene, tendenzialmente la derivata "smooth" del segnale deformato non si può più considerare un operatore preciso, perché localizzerebbe gli edge di un segnale avente già i flessi "spostati". Sperimentalmente si è tuttavia osservato che, nonostante tali deformazioni, il range di lettura tende a ricalcare quello dato come specifica e talvolta a migliorarlo, anche se effettivamente per alcuni scansioni la decodifica fallisce sebbene la digitalizzazione sia avvenuta con successo. Si può tuttavia dimostrare che in buona parte di questi casi particolari, applicando l'operatore di edge detection direttamente sul segnale di partenza (v. metodo TCEC), anche la decodifica avviene con successo e quindi il problema è evidentemente derivante dalle deformazioni del segnale introdotte dal filtro.

Nel Cap. 4 saranno tuttavia indicati possibili spunti per lo sviluppo di tecniche migliorative ai fini della riduzione dei suddetti effetti negativi.

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE



**Figura 3.17:** Esempio di effetto negativo del filtro per la riduzione dello speckle noise. Dall'alto in basso: il segnale osservato, filtraggio con supporto di larghezza 55 pixel e varianza 0.0005 (blu), 0.0025 (verde), 0.0045 (rosso).

## 3.7 Risultati

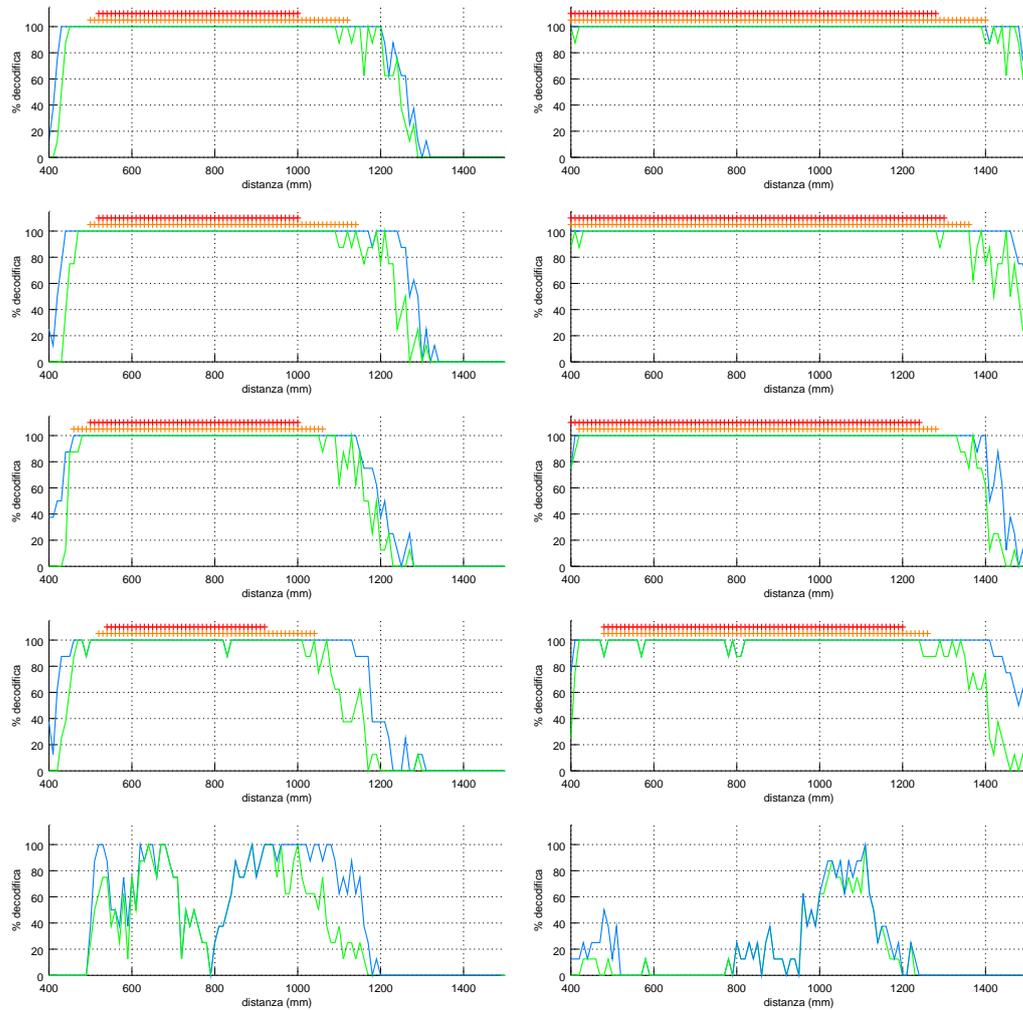
Come già accennato in precedenza, i due metodi proposti sono stati applicati ad 8 forme d'onda per ogni distanza nel range 400–1500 mm e per ogni test chart, con riferimento alle risoluzioni 0.30 mm, 0.38 mm e 0.50 mm. Qualora si vogliano prendere in considerazione altre risoluzioni, è necessario apportare modifiche al sistema ottico del dispositivo in quanto non è possibile garantire buone prestazioni di lettura per tutte le risoluzioni con un'unica configurazione. È fondamentale inoltre ricordare che, sostituendo il circuito analogico che effettua la digitalizzazione del segnale, viene meno anche il filtro analogico di enfasi che consentiva di migliorare notevolmente la qualità del segnale. Pertanto, le forme d'onda a cui si è fatto riferimento durante lo sviluppo degli algoritmi proposti e per determinare le loro prestazioni sono state utilizzate nella loro versione “originale”.

L'algoritmo TCEC si è dimostrato molto efficace per la digitalizzazione di segnali sfocati ad elevata distanza anche se non appare molto robusto quando il segnale ha basso contrasto e lo speckle noise è molto accentuato. La sua efficacia in termini di robustezza al blur è legata al fatto che la posizione degli edge eventualmente rilevati in prima battuta viene corretta sui picchi della derivata calcolata con l'operatore ottimo di Canny. Pertanto, non vengono introdotte ulteriori deformazioni al segnale osservato, perlomeno sino a che la lunghezza degli elementi del codice non è tale da interferire con la dimensione del supporto utilizzato per il calcolo della derivata “smooth”.

I risultati sono apparsi interessanti: i range di lettura simulati sono tendenzialmente migliori rispetto al caso indicato come “normale” in Tab. 3.1 e confrontabili con quelli ottenuti utilizzando l'enfasi analogica sul segnale. Inoltre, come riassunto in Fig. 3.18, in alcuni casi questo metodo permette addirittura di estendere il range rispetto alle specifiche.

Ciò che è importante sottolineare è che, utilizzando segnali

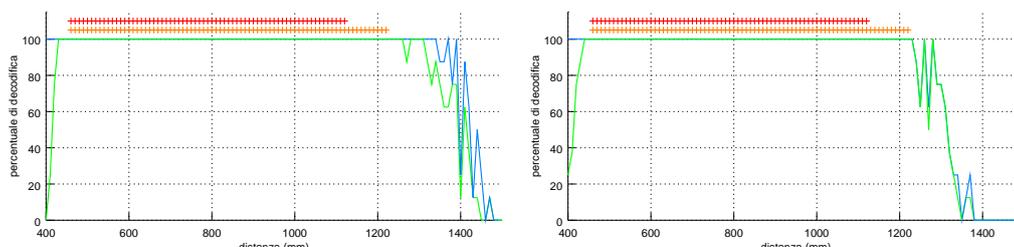
### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE



**Figura 3.18:** Prestazioni di lettura simulate utilizzando l'algoritmo TCEC. A sinistra i risultati per la risoluzione 0.30 mm, a destra per la risoluzione 0.50 mm. Dall'alto in basso: GA, GBD, GCD, GBL, GCL. In rosso il range della versione analogica senza enfasi, in arancio con enfasi. In verde la % di decodifica, in blu la % di digitalizzazione.

non enfatizzati, una corretta digitalizzazione implica il successo nella decodifica all'interno del range di riferimento senza enfasi. Tuttavia, è opportuno osservare che, sebbene in alcuni casi (v. 0.50 mm – GBD) la digitalizzazione avvenga correttamente all'interno ed eventualmente anche oltre il range di riferimento con enfasi, i segnali utilizzati sono deteriorati sia dal blur che dal rumore. Pertanto, è apparso ragionevole che in tali casi la decodifica possa fallire ed è quindi necessario individuare tecniche aggiuntive per migliorare ulteriormente la localizzazione o la qualità del segnale elaborato.

Le performance del metodo con riferimento alla risoluzione 0.38 mm ed al grade A sono riportate in Fig. 3.19; non sono infatti risultati disponibili gli altri tipi di test chart per tale risoluzione.

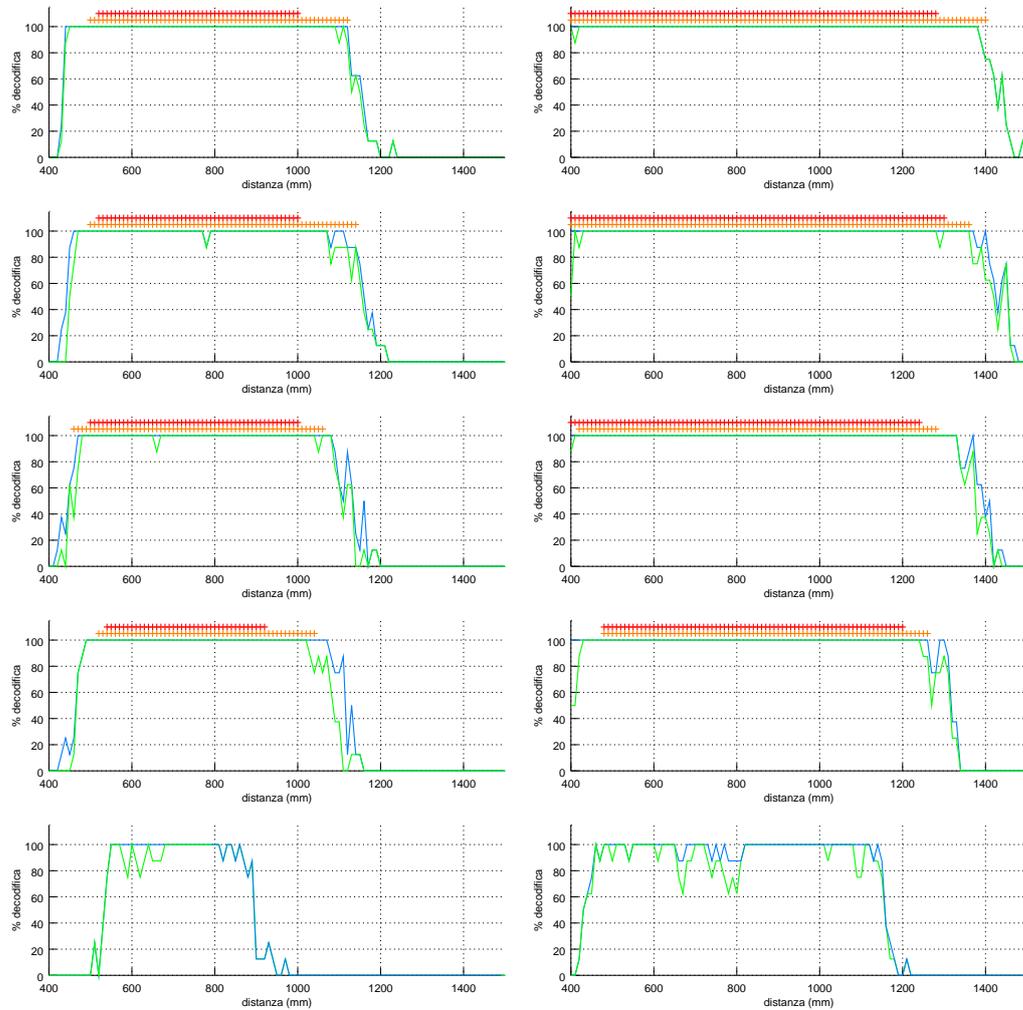


**Figura 3.19:** Prestazioni di lettura simulate per la risoluzione 0.38 mm su grade A. A sinistra l'algoritmo TCEC, a destra l'algoritmo ATD. In rosso il range della versione analogica senza enfasi, in arancio con enfasi. In verde la % di decodifica, in blu la % di digitalizzazione.

L'algoritmo ATD prevede di effettuare un'elaborazione preliminare per la riduzione dello speckle noise mediante un filtro non lineare e quindi ha un'efficacia in termini di lettura ad elevata distanza inferiore rispetto all'algoritmo TCEC. Tuttavia, appare molto più robusto quando lo speckle noise è accentuato e nel complesso ha dimostrato prestazioni interessanti, che sono riassunte in Fig. 3.20.

Si ritiene importante sottolineare che, laddove la digitalizzazione sia avvenuta correttamente ma la decodifica sia fallita, è probabile che la causa dell'errore sia dovuta alla eventuale deformazione del segnale introdotta dal filtro non lineare di riduzione dello speckle

### 3. TECNICHE DI DIGITALIZZAZIONE



**Figura 3.20:** Prestazioni di lettura simulate utilizzando l'algoritmo ATD. A sinistra i risultati per la risoluzione 0.30 mm, a destra per la risoluzione 0.50 mm. Dall'alto in basso: GA, GBD, GCD, GBL, GCL. In rosso il range della versione analogica senza enfasi, in arancio con enfasi. In verde la % di decodifica, in blu la % di digitalizzazione.

noise. In questi casi, tuttavia, se alla stessa distanza la decodifica è avvenuta correttamente con l'algoritmo TCEC, si può assumere che l'errore sia recuperabile e nel Cap. 4 sarà avanzata una proposta a tale scopo. Anche per questo metodo, infine, i risultati relativi alla risoluzione 0.38 mm sono riportati in Fig. 3.19.



---

## Conclusioni e sviluppi futuri

In questo lavoro sono stati sviluppati alcuni metodi potenzialmente utili per migliorare le prestazioni di lettura di scanner laser a postazione fissa per applicazioni di identificazione automatica. Dopo una fase preliminare di formazione sul settore di riferimento e sulle problematiche principali relative alla digitalizzazione di segnali di codici a barre, si è costruito un database di forme d'onda per codici di diverse risoluzioni acquisiti in un ampio range di distanze e con riferimento a tipologie di stampa diverse. Sulla base di tali segnali sono stati sviluppate tecniche numeriche potenzialmente utili per migliorare la risoluzione di varie categorie di problematiche legate alla lettura di codici a barre. Sono stati infatti proposti due algoritmi per la digitalizzazione dei segnali, un algoritmo per la precisa localizzazione della porzione di scansione contenente il codice ed è stato individuato in letteratura un filtro adattivo in grado di ridurre sensibilmente lo speckle noise e la cui applicazione ha un costo computazionale compatibile con l'hardware a disposizione. Tali metodologie sono state testate sul database suddetto utilizzando un software di simulazione proprietario fornito da Datalogic e denominato Zorro. Gli algoritmi sono stati sviluppati in linguaggio C

#### 4. CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

---

utilizzando, laddove possibile, schemi di calcolo incrementali per massimizzarne l'efficienza. I risultati ottenuti sono apparsi interessanti ed in molti casi è stato anche possibile migliorare le prestazioni attuali di lettura del dispositivo. Risulta necessario quindi effettuare ulteriori simulazioni con riferimento situazioni di lettura più complesse, per verificare se le prestazioni osservate degli algoritmi si possano effettivamente confermare comparabili con quelle attuali in ambiente industriale.

Durante lo sviluppo delle suddette tecniche, sono anche emersi numerosi spunti potenzialmente utili per realizzare nuovi algoritmi o per migliorare quelli proposti. Alcune di queste idee sono state sviluppate solo parzialmente in quanto non è stato possibile ottenere risultati concreti nel tempo rimasto del tirocinio.

Come primo argomento di sperimentazione, poiché grazie alla tecnologia *CDSQUARE*<sup>TM</sup> esiste la possibilità di utilizzare l'informazione sulla distanza, sarebbe interessante individuare uno o più modi per parametrizzare gli algoritmi di digitalizzazione in funzione di essa. Come si può notare in Fig. 3.3 e in Fig. 3.14, i valori assoluti delle derivate e i rapporti minimi tra esse sono contrastanti per risoluzioni diverse alla stessa distanza. Pertanto, si ritiene difficile o impossibile parametrizzare una soglia per la derivata in funzione della distanza. Ciò che invece si ritiene plausibile e probabilmente molto efficace, riguarda una eventuale parametrizzazione delle elaborazioni di pre-filtering. In particolare, nel caso dell'algoritmo TCEC si potrebbe associare ad ogni distanza un filtro di media di taglia opportuna, così da effettuare un denoising efficace a tutte le distanze senza mai deformare il segnale. Tale associazione potrebbe essere ottenuta mediante una lookup table.

Per quanto riguarda l'algoritmo ATD, invece, si potrebbe pensare di parametrizzare la varianza stimata per lo speckle noise, in modo tale che l'azione di despeckling sia intensa nella zona più rumorosa del range di lettura e scarsa o preferibilmente nulla quando la lettura avviene a distanza elevata. Si ha ragione di ritenere che il suddetto approccio sia probabilmente il miglior candidato per

---

ottenere range di digitalizzazione simili a quelli ottenuti con l'algoritmo TCEC e congiuntamente buona robustezza agli effetti dello speckle noise. Il parametro da associare alla distanza, può essere o determinato sperimentalmente, oppure analizzando la varianza del segnale in corrispondenza delle quite zone, in quanto zone uniformi in cui la media del segnale è massima. Eventualmente, supponendo di poter calcolare tale varianza online, si potrebbe rendere ancora più adattivo l'algoritmo attuale senza quindi necessariamente utilizzare l'informazione sulla distanza. Infine, il filtro utilizzato per la riduzione dello speckle noise potrebbe essere modificato per ridurre, in un'unica soluzione, anche rumore additivo di tipo elettronico. Questa modifica potrebbe essere realizzata osservando come Lee [5] ha modellato uno stimatore approssimato avente proprio tali caratteristiche.

Un'altra categoria di sviluppi, invece, riguarda la sperimentazione di tecniche atte a migliorare la qualità della derivata "smooth", al fine di rendere ottenere un edge-detection più robusta e precisa. Un primo possibile approccio è quello di generare uno scale-space, utilizzando più filtri gaussiani [27]. Si possono poi individuare gli edge "significativi", che tendenzialmente saranno localizzati con più precisione grazie alla combinazione della risposta di più operatori di taglia diversa. Questo approccio potrebbe da un lato migliorare la decodifica per entrambi gli algoritmi e dall'altro consentire un'ulteriore riduzione della soglia di accettazione degli edge per il metodo ATD. Un secondo approccio potrebbe invece essere quello di optare per un diverso operatore. In particolare, in [28] si propone un nuovo operatore lineare di edge-detection, ottimizzato per essere più robusto allo speckle noise. Tale operatore potrebbe essere sostituito all'edge-detector di Canny così da poter ridurre ulteriormente l'azione del filtro non lineare di despeckling e quindi anche la deformazione del segnale risultante, mantenendo tuttavia elevata la robustezza dell'algoritmo ATD al disturbo. Tuttavia, come documentato dallo stesso autore, tale operatore potrebbe avere una precisione di localizzazione inferiore rispetto all'operatore di Canny.

#### 4. CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

---

Inoltre, è utile ricordare che con l'algoritmo ATD, in alcuni casi la decodifica fallisce anche se la digitalizzazione è avvenuta in modo corretto, sebbene alla stessa distanza la lettura avvenga correttamente utilizzando l'algoritmo TCEC; questo effetto indesiderato è imputabile ad una deformazione del segnale dovuta al filtro non lineare di despeckling. Per eliminare questo problema si potrebbe utilizzare l'output dell'algoritmo ATD come ingresso per una edge-correction sulla derivata del segnale non pre-filtrato. Infatti, se a parità di digitalizzazione e distanza la decodifica ha successo con l'algoritmo TCEC, evidentemente si dovrà ottenere un successo anche a valle dell'operazione di edge-correction. Tuttavia, ciò comporta il calcolo di un'altra convoluzione per la generazione di una seconda derivata "smooth" e quindi si è ritenuto opportuno lasciare questo spunto come sviluppo futuro affinché se ne possa valutare l'applicabilità dal punto di vista computazionale con l'hardware a disposizione. D'altronde, si tratterebbe semplicemente di aggiungere allo schema di Fig. 3.10 e a valle del blocco di edge-detection, l'operazione di edge-correction indicata in Fig. 3.6. Inoltre, qualora necessario, si potrebbe ridurre ulteriormente il costo computazionale complessivo degli algoritmi proposti, sostituendo l'operatore di Canny con una sua versione ricorsiva, come indicato in [29]. Dopo aver verificato se l'applicazione di tale operatore ai segnali acquisiti dia effettivamente luogo alle stesse prestazioni di lettura ottenute con l'operatore di Canny, si può sfruttare il vantaggio computazionale per eseguire anche la suddetta operazione di correzione senza incrementare significativamente il costo computazionale complessivo dell'algoritmo.

Un'altra possibilità interessante per migliorare le prestazioni di lettura è descritta in [23] e consiste nell'utilizzare picchi e valli del segnale come punti di riferimento per effettuare la decodifica. L'autore ha dimostrato che queste feature sono più robuste alla sfocatura, nel senso che tendono a conservare la loro posizione nominale anche in presenza di blur molto accentuato. Al contrario, le posizioni osservate dei flessi del segnale appaiono avere una cor-

---

relazione molto maggiore con gli effetti negativi dell'interferenza tra edge. Pertanto, potrebbe essere interessante calcolare queste feature utilizzando l'algoritmo proposto nel suddetto lavoro e verificare se sia effettivamente possibile migliorare la percentuale di successo della decodifica laddove comunque vi sia stata una corretta digitalizzazione.

Ancora, altri approcci potrebbero basarsi sulla conoscenza, effettiva o approssimata, della larghezza del supporto associato alla psf del sistema di acquisizione. Ad esempio, supponendo di modellare la psf come una funzione gaussiana, in [30] si propone di determinare analiticamente una stima della posizione che l'edge avrebbe avuto se non vi fosse stata la deformazione del segnale dovuta al blur, utilizzando la derivata del segnale ed i "midpoint" associati a picchi e valli dello stesso. Oppure, supponendo di poter disporre di un mapping preciso tra distanza e larghezza del supporto della psf, si ritiene possibile e probabilmente molto efficace implementare un approccio "ibrido": il blocco di "speckle-reduction" riferito in Fig. 3.10, può essere sostituito da un operatore che effettua un passo di riduzione dello speckle noise seguito da un parziale deblur. In particolare, il mapping potrebbe essere ottenuto offline mediante un processo di misurazione sperimentale dello spot laser ed il deblur potrebbe essere ottenuto applicando il filtro inverso proposto in [23]. Per quanto riguarda la riduzione dello speckle noise, il filtro proposto in [6] prevede di utilizzare l'informazione sulla psf per calcolare una funzione di weighting dell'operazione di despeckling e secondo quanto riportato in [15, 16] tende ad avere in generale un'efficacia maggiore rispetto al filtro utilizzato in questo lavoro. Inoltre, anche in questo caso, la parametrizzazione dell'algoritmo di despeckling in funzione della distanza si ritiene possa ridurre notevolmente l'effetto collaterale evidenziato in Fig. 3.17.

Infine, sono stati individuati altri temi di sperimentazione per migliorare l'algoritmo di localizzazione della finestra di consenso proposto. In particolare, appare interessante l'opportunità di eliminare sia la soglia costante applicata al valore assoluto della

#### 4. CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI

---

derivata (v. Fig. 3.11), sia la temporizzazione basata su contatore ed individuare la finestra di consenso utilizzando tecniche di change-detection [31, 32]. Tali tecniche, infatti, risultano essere molto efficienti dal punto di vista computazionale e quindi è probabile siano implementabili in pratica con l'hardware a disposizione.

---

# Bibliografia

- [1] J. Goodman, “Some fundamental properties of speckle,” *JOSA*, vol. 66, no. 11, pp. 1145–1150, 1976.
- [2] R. Monte, “The random walk for dummies,” *MIT Undergraduate Journal of Mathematics*, vol. 1, pp. 143–148, 1999.
- [3] J. Goodman, *Speckle phenomena in optics: theory and applications*. Roberts & Co, 2007.
- [4] D. Kuan, A. Sawchuk, T. Strand, and P. Chavel, “Adaptive noise smoothing filter for images with signal-dependent noise,” *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, no. 2, pp. 165–177, 1985.
- [5] J. Lee, “Digital image enhancement and noise filtering by use of local statistics,” *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, no. 2, pp. 165–168, 1980.
- [6] V. Frost, J. Stiles, K. Shanmugan, and J. Holtzman, “A model for radar images and its application to adaptive digital filtering of multiplicative noise,” *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, no. 2, pp. 157–166, 1982.

- [7] A. Lopes, R. Touzi, and E. Nezry, "Adaptive speckle filters and scene heterogeneity," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 6, pp. 992–1000, 1990.
- [8] A. Oppenheim, R. Schafer, and T. Stockham Jr, "Nonlinear filtering of multiplied and convolved signals," *Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 3, pp. 437–466, 1968.
- [9] C. Loizou and C. Pattichis, "Despeckle filtering algorithms and software for ultrasound imaging," *Synthesis Lectures on Algorithms and Software in Engineering*, vol. 1, no. 1, pp. 1–166, 2008.
- [10] H. Arsenault and M. Levesque, "Combined homomorphic and local-statistics processing for restoration of images degraded by signal-dependent noise," *Applied optics*, vol. 23, no. 6, pp. 845–850, 1984.
- [11] P. Perona and J. Malik, "Scale-space and edge detection using anisotropic diffusion," *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 7, pp. 629–639, 1990.
- [12] Y. Yu and S. Acton, "Speckle reducing anisotropic diffusion," *Image Processing, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 11, pp. 1260–1270, 2002.
- [13] K. Abd-Elmoniem, A. Youssef, and Y. Kadah, "Real-time speckle reduction and coherence enhancement in ultrasound imaging via nonlinear anisotropic diffusion," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 9, pp. 997–1014, 2002.
- [14] M. Mansourpour, M. Rajabi, and J. Blais, "Effects and performance of speckle noise reduction filters on active radar and sar images," in *Proc. ISPRS*, pp. 14–16, 2006.

- [15] Z. Shi and K. Fung, "A comparison of digital speckle filters," in *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1994. IGARSS'94. Surface and Atmospheric Remote Sensing: Technologies, Data Analysis and Interpretation., International*, vol. 4, pp. 2129–2133, Ieee, 1994.
- [16] Y. Sheng and Z. Xia, "A comprehensive evaluation of filters for radar speckle suppression," in *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1996. IGARSS'96.'Remote Sensing for a Sustainable Future.'*, *International*, vol. 3, pp. 1559–1561, IEEE, 1996.
- [17] R. Vanithamani and G. Umamaheswari, "Performance analysis of filters for speckle reduction in medical ultrasound images," *International Journal of Computer Applications IJCA*, vol. 12, no. 6, pp. 24–28, 2010.
- [18] P. Bolon, J. Chanussot, I. Issa, and P. Lambert, "Comparison of prefiltering operators for road network extraction in sar images," in *Image Processing, 1999. ICIP 99. Proceedings. 1999 International Conference on*, vol. 2, pp. 924–928, IEEE, 1999.
- [19] M. Sezan, G. Pavlovic, A. Tekalp, and A. Erdem, "On modeling the focus blur in image restoration," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1991. ICASSP-91., 1991 International Conference on*, pp. 2485–2488, IEEE, 1991.
- [20] A. Savakis and H. Trussell, "On the accuracy of psf representation in image restoration," *Image Processing, IEEE Transactions on*, vol. 2, no. 2, pp. 252–259, 1993.
- [21] P. A.P., "A new sense for depth of field," *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, no. 4, pp. 523–531, 1987.

- [22] H. Hu and G. De Haan, “Low cost robust blur estimator,” in *Image Processing, 2006 IEEE International Conference on*, pp. 617–620, IEEE, 2006.
- [23] E. Joseph and T. Pavlidis, “Bar code waveform recognition using peak locations,” *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 6, pp. 630–640, 1994.
- [24] N. Otsu, “A threshold selection method from gray-level histograms,” *Automatica*, vol. 11, pp. 285–296, 1975.
- [25] J. Canny, “A computational approach to edge detection,” *Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on*, no. 6, pp. 679–698, 1986.
- [26] M. Benedetti, “Method for locating the transitions between the elements of a bar code,” Dec. 28 2004. US Patent 6,834,806.
- [27] T. Lindeberg, “Edge detection and ridge detection with automatic scale selection,” *International Journal of Computer Vision*, vol. 30, no. 2, pp. 117–156, 1998.
- [28] P. Paillou, “Detecting step edges in noisy sar images: a new linear operator,” *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 1, pp. 191–196, 1997.
- [29] R. Deriche, “Using canny’s criteria to derive a recursively implemented optimal edge detector,” *International journal of computer vision*, vol. 1, no. 2, pp. 167–187, 1987.
- [30] E. Joseph and T. Pavlidis, “Deblurring of bilevel waveforms,” *Image Processing, IEEE Transactions on*, vol. 2, no. 2, pp. 223–235, 1993.
- [31] M. Basseville, I. Nikiforov, *et al.*, *Detection of abrupt changes: theory and application*, vol. 88. Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1993.

- [32] W. El Falou, M. Khalil, D. Hewson, *et al.*, “Automatic threshold determination for a local approach of change detection in long-term signal recordings,” *EURASIP journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2007, 2007.