

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale
in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

**Sistema modulare di sensori
di rilevamento ostacoli per robot mobili**



Relatori

prof. Marcello Chiaberge
ing. Gianluca Dara

Candidato

Emanuele Elia

Anno Accademico 2022-2023

*A mia mamma
A chi ci ha sempre creduto
A ki, invece, non l'ha fatto mai*

Sommario

Nell'ambito dei cosiddetti "Mobile Robots", ovvero sistemi robotici in grado di operare e muoversi in contesti in cui siano presenti ostacoli nella possibile traiettoria, tra cui irregolarità del pavimento, o persino persone, un'importanza rilevante è costituita proprio dalla possibilità di rilevarne la presenza e fornire al sistema la capacità di regolare le proprie azioni di conseguenza.

Il lavoro svolto prende spunto da questa necessità, raccogliendo dati mediante l'impiego di due tecnologie del tipo Time-of-Flight (ToF, cioè basate sul tempo di volo di un'onda elettromagnetica o meccanica), ovvero ottico e ultrasonico. La peculiarità del sistema sviluppato è quella di rendere disponibili i dati dei rilevamenti su bus di comunicazione CAN. Le stesse informazioni di configurazione del Nodo di misura sono trasmesse mediante questo protocollo.

Le fasi di sviluppo sono state di analisi, progetto, simulazione e verifiche parziali del funzionamento di singoli stadi (perché la funzionalità di ogni elemento costituente il dispositivo, battezzato *MiDAR*, ossia *Mixed Detecting And Ranging*), implica una sezione hardware, più o meno moduli integrati nel Microcontrollore e, ovviamente, del Firmware per gestire il comportamento della MCU.

La costruzione del Sonar ha richiesto dapprima la ricerca di una coppia di trasduttori operanti alla stessa frequenza e con direttività/sensibilità (nonché forma dei lobi di tali caratteristiche) tali da determinare un campo di visione (in genere indicato come FoV) di 30°. Infatti, con tale apertura, si ha un compromesso tra massimizzazione della porzione di spazio "visibile" e disturbo dovuto alla presenza del pavimento o del soffitto.

Successivamente, si è identificato un circuito che potesse pilotare efficacemente il Trasmettitore e una topologia che, invece, si occupasse di filtrare e amplificare il segnale generato dall'onda riflessa sugli ostacoli che veniva captata dal Ricevitore. A valle, si è posto un Comparatore la cui soglia è regolabile (agendo sul convertitore DAC del Microcontrollore) affinché in base all'ampiezza del segnale ricevuto possa essere fatta corrispondere un evento di rilevamento.

Tuttavia, l'evento di rilevamento in sé non racchiude informazioni circa la distanza (o, eventualmente, sulla posizione) di un ostacolo: questo dato è, infatti, ricavabile solo dall'analisi del tempo di volo dell'onda dalla sua emissione alla sua

ricezione. Così, al momento di emissione dell'ultrasuono, parte un Timer per il conteggio del tempo impiegato dall'onda per tornare indietro e, quando l'uscita del Comparatore va a livello logico alto, viene fermato ed elaborato il conteggio temporale che restituisce la misura della distanza.

A questo sistema si è affiancato un altro tipo di tecnologia, in quanto di differente natura di emissione dell'onda, che è di tipo elettromagnetico (luce infrarossa). Due chip con differenti caratteristiche e potenzialità (uno dei quali può rilevare ostacoli anche fino a 8 m) sono stati inseriti per ottenere un sistema diversificato e con tempi di risposta differenti (i ToF ottici sono generalmente più veloci rispetto a quelli ultrasonici, a causa della differente velocità di propagazione dell'onda emessa). I componenti scelti sono anche capaci di riconoscere, grazie alla suddivisione del campo visivo in settori, la posizione di un ostacolo rilevato.

Anche il sensore di Cliff è di tipo ToF. La scelta è stata dettata dal fatto che in questo modo è possibile avere un sensore che può trovarsi anche a una discreta distanza dal pavimento e rilevare comunque la presenza di un ostacolo lungo il cammino (come un gradino in salita) o un vuoto. Infatti, se questo sensore è posizionato puntando verso il basso, perché ha lo scopo di misurare la distanza dal pavimento, potrebbe esserci la necessità di porlo a una certa altezza dal suolo, a seconda dell'applicazione. Così, il ToF ottico è sembrato essere il tipo più adatto.

Infine, la scelta di aggiungere un ulteriore parametro da misurare quale la temperatura si deve al fatto che si è studiato come la velocità del suono sia particolarmente dipendente dalla temperatura e, di conseguenza, lo è anche la misura di una distanza basata sul tempo di volo dell'ultrasuono. La misura di questa grandezza è compiuta facendo uso di un termistore di tipo NTC (*Negative Temperature Coefficient*) inserito in un partitore resistivo la cui tensione di uscita è letta da un ADC e convertita in temperatura. L'idea è di poter tener conto di essa in fase di calcolo della distanza e renderla disponibile anche all'applicazione, per altri usi.

Ogni sezione di misura (ad eccezione della temperatura) ha delle soglie di allarme per informare in maniera rapida l'applicazione dell'occorrenza di una situazione di pericolo. Esse possono anche non essere impostate, ma danno la possibilità di ottenere degli Interrupt immediati, sia a livello hardware (c'è un pin apposito sulla scheda sviluppata) che software (ci sono tante variabili quanti tipi di interrupt, accessibili via CAN).

Qualora due o più Nodi siano orientati nella stessa direzione, un'operazione simultanea di misurazione causerebbe risultati errati da parte di tutti i MiDAR coinvolti. Per scongiurare quest'evenienza, si è predisposto un segnale di Sincronizzazione, che serve a impedire che un Nodo effettui una misura se il suo FoV operativo è già "occupato" per un'altra misurazione.

Fisicamente, l'ingombro della scheda è tale da renderne possibile l'impiego senza richiedere eccessivo spazio (misura solo 5,5 cm × 12,2 cm). Inoltre, è possibile

installarla con o senza sensore anticaduta, che può essere connesso al circuito in maniera diretta o tramite cablaggio nella presa apposita lungo il bordo inferiore. Il MiDAR offre la possibilità di essere programmato semplicemente connettendo il programmatore PICKit4 a un header presente sulla scheda. Tutte le connessioni con l'esterno avvengono attraverso due morsettiere, una delle quali si occupa principalmente di portare la connettività CAN, un'unica tensione di alimentazione (5 V) e il segnale di interrupt generato dal dispositivo.

Indice

Elenco delle tabelle	XII
Elenco delle figure	XIV
Acronimi	XX
I Il Rilevamento della Distanza	1
1 Introduzione	2
1.1 Distinzioni di base tra le Tecniche di Misura di Distanza	2
1.1.1 A contatto o non a contatto	2
1.1.2 Attive o Passive	3
1.1.3 Time-of-Flight, Triangolazione o basate su Campi	4
1.1.4 Forma di Energia	9
1.1.5 Rilevamento Coerente o Non Coerente	11
1.1.6 Ranging, Range Imaging o Position Tracking	12
1.2 Limiti di Performance dei Sistemi di Ranging	12
1.2.1 Precisione della Misura	12
1.2.2 Profondità di Campo	13
1.2.3 Portata Massima	14
1.2.4 Velocità di Acquisizione	14
2 Rilevamento di Prossimità per la Robotica	16
2.1 Caratteristiche tipiche dei sensori	16
2.2 Tecnologie per il Rilevamento della Prossimità	16
2.2.1 Sensori Elettro-Ottici	17
2.2.2 Phase Modulation (PM)	18
2.2.3 Amplitude Modulation (AM)	19
2.2.4 A infrarossi passivo	22
2.2.5 Time-of-Flight	22

2.2.6	Effetto Fototermico	23
2.2.7	Sensori Capacitivi	23
2.2.8	Sensori Induttivi	24
2.2.9	Sensori a Ultrasuoni	24
2.2.10	Sensori Magnetici	25
2.2.11	Radar a onde millimetriche (mmWave)	25
2.2.12	LiDAR / Rilevamento di distanza e prossimità basato su laser	26
2.3	Il Metodo del Time-of-Flight (ToF)	27
2.3.1	Ultrasuoni	27
2.3.2	Microonde	28
2.3.3	Laser/Luce	29
2.4	La misura della distanza con gli Ultrasuoni	30
2.4.1	Tipi di Trasduttori a Ultrasuoni	31
2.4.2	Principi dei sistemi Time-of-Flight	33

II Design 35

3	Sensori: Il Sonar	36
3.1	I Trasduttori	36
3.1.1	Criteri di scelta	36
3.1.2	Caratteristiche	37
3.2	Il Trasmettitore	37
3.3	Il Ricevitore	39
3.3.1	Condizionamento	39
3.3.2	Tensione di Riferimento	49
3.3.3	Comparatore	51
4	Sensori: la Misura della Temperatura	58
4.1	Circuito di Misura	58
4.1.1	Scelta del Termistore	59
5	Sensori: ToF ottici	62
5.1	ToF ottico a corto raggio	62
5.1.1	Caratteristiche	63
5.2	ToF ottico a lungo raggio	63
5.2.1	Caratteristiche	63
5.2.2	Alimentazione	65
5.2.3	Adattamento di Livello	65
5.3	I ToF esterni	67
5.4	Il sensore di caduta (Cliff)	68
5.4.1	Criteri di scelta	68

5.4.2	Caratteristiche	70
5.4.3	Montaggio della Scheda SATEL-VL53L4CD	70
6	Microcontrollore e Dati	74
6.1	Interfacce con l'esterno	74
6.1.1	CAN	74
6.1.2	Interrupt	74
6.1.3	Reset	75
6.1.4	Sincronizzazione	75
6.2	Il Microcontrollore	78
6.2.1	Criteri di scelta	78
6.2.2	Disaccoppiamento del Microcontrollore	78
6.2.3	Il circuito di Reset	80
6.2.4	Circuiti di Clock	81
6.2.5	Programmazione (ICSP)	82
6.2.6	Bus I ² C	82
6.2.7	Le Periferiche interne ed esterne	83
6.3	L'Interfaccia CAN	83
6.3.1	Il Ricetrasmittitore CAN	83
6.3.2	Circuito di Terminazione e Protezione	83
6.3.3	Scelta dell'ID	84
7	Alimentazione	86
7.1	Ramo a 5 V	86
7.2	Ramo a 3,3 V	86
7.3	Ramo a 2,8 V	87
7.3.1	Abilitazione del Regolatore	88
8	Il Circuito Stampato	89
8.1	Organizzazione del Circuito Stampato	89
8.1.1	Ingombri e zone di esclusione	90
8.1.2	Precauzioni per gli Oscillatori	91
8.1.3	Il Prototipo ultimato	91
III	Firmware	95
9	Il Firmware	96
9.1	Inizializzazione	96
9.2	Organizzazione dei Dati	96
9.3	Gestione del Sonar	97
9.3.1	Macchina a Stati del Sonar	97

9.3.2	Impostazione dei Timer	99
9.3.3	Correzione dell'Effetto della Temperatura	100
9.4	Gestione del CAN	101
9.5	Interrupt Esterno	101
9.6	La Sincronizzazione	102
10	Le Librerie	107
10.1	Librerie specifiche per il Microcontrollore	107
10.2	Libreria per la comunicazione CAN	107
10.3	Librerie per i ToF	107
IV	Prove Sperimentali	108
11	Test	109
11.1	Sonar	109
11.1.1	Driver	109
11.1.2	Ricevitore	110
11.1.3	Condizionamento e Comparatore	112
12	Conclusioni e Sviluppi Futuri	114
V	Appendici	116
A	Schemi	117
B	Modello per la Velocità del Suono	123
B.1	Fattori che influenzano la velocità del suono	123
B.2	Il Modello adottato	125
	Bibliografia	128

Elenco delle tabelle

2.1	Proprietà dei tipi di onda per la misura tramite tempo di volo[2]. . .	27
2.2	Riepilogo delle caratteristiche salienti dei metodi di impiego degli ultrasuoni per la misurazione della distanza[2].	34
3.1	Valori assunti dalla tensione generata dal Trasduttore ricevente in diverse situazioni di ricezione.	43
3.2	Prestazioni del Secondo Stadio di condizionamento del Sonar (filtro attivo a retroazioni multiple).	46
5.1	Portata del VL53L5CX in modalità continua di mappatura 4×4 a 30 Hz per colore del bersaglio, zona di rilevamento e luce ambientale[47].	64
5.2	Precisione del VL53L5CX per distanza, colore del bersaglio, modalità operativa e luce ambientale[47].	65
5.3	Prestazioni del VL53L1CB con FoV intero a 60 Hz[48].	66
5.4	Portata del VL53L4CD con FoV intero e budget temporale di 33 ms[49].	71
5.5	Tipica precisione del VL53L4CD con FoV intero e budget temporale di 33 ms[49].	71
7.1	Budget energetico (massimo) dei circuiti che compongono il sistema. Il totale calcolato per ogni tensione di alimentazione tiene conto dell'efficienza di conversione per ottenere le differenti tensioni. . . .	87
8.1	Riepilogo delle zone di esclusione dei ToF impiegati nella Scheda, secondo quanto riportato in [47] e [48].	91
8.2	Distanze da mantenere dai ToF per i componenti la cui altezza e vicinanza potrebbe farli entrare nelle zone di esclusione.	91
9.1	Prospetto delle variabili accessibili via CAN. Le Tabelle valori a cui si fa riferimento spiegano i valori possibili per i parametri specificati.	104
9.2	Tabella Valori A, relativa agli indirizzi per i Nodi sul bus CAN. . .	105
9.3	Tabella Valori B, relativa alle variabili di abilitazione e agli interrupt.	105
9.4	Tabella Valori C, relativa alla modalità operativa.	105

9.5	Tabella Valori D, relativa alla variabile di arbitraggio SYNC.	106
9.6	Tabella Valori E, relativa ai risultati delle misure.	106
9.7	Tabella Valori F, relativa alla soglia da impostare per il Comparatore del Ricevitore del Sonar.	106
B.1	Coefficienti dell'Equazione B.1.	124

Elenco delle figure

1.1	La geometria base della triangolazione come usata in misure classiche determina la distanza fino a un punto remoto vedendolo da due posizioni separate da una linea base nota. Gli angoli di puntamento α_{left} e α_{right} sono misurati localmente[2].	5
1.2	Le tecniche Time-of-flight (TOF) e di triangolazione attiva tendono a esibire caratteristiche di errore collegate ai loro principi fondamentali di funzionamento. La sorgente di errore dominante nei sistemi TOF è spesso l'intervallo più breve misurabile, ma questo è un problema di rilevamento ed è essenzialmente indipendente dalla distanza. I sistemi a triangolazione attiva sono tipicamente più accurati a distanze vicine, ma le considerazioni sulla geometria dicono che gli effetti delle loro sorgenti di errore incrementano con il quadrato della distanza[2].	6
1.3	Un semplice modello di fotocamera stenopeica illustra il principio base della triangolazione attiva. Con il cambiamento della distanza R dalla superficie del bersaglio, la posizione del punto u sul ricevitore cambia, mantenendo la similitudine tra il largo triangolo fuori dalla fotocamera e il piccolo triangolo dentro. C'è una relazione inversa tra R e u . [2].	7
1.4	Il sistema del Lidar AM Perceptron[5] descritto nel brevetto U.S. 5,006,721 usa uno specchio rotante poligonale per la scansione sincronizzata. Uno "specchio che si ribalta" è anche aggiunto per spazzare ad una minore velocità in direzione ortogonale, producendo uno schema di scansione raster. La misura di distanza è determinata comparando la fase del segnale AM laser uscente e ritornante[2]. . .	8

1.5	Le immagini di range sono tipicamente una serie di valori di distanza individuali campionati mentre si cambia la direzione di puntamento (per esempio gli angoli di azimuth ed elevazione) di un dispositivo di ranging. Un'immagine digitale di distanza nella forma polare mostrata può essere prontamente trasformata in coordinate rettangolari se richiesto[2].	13
2.1	Un esempio di circuito integrato che racchiude in un unico package di soli 3,5 mm di lato un sensore di distanza a ultrasuoni[15].	17
2.2	La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].	18
2.3	Schema di principio di un sensore di tipo riflessivo[16].	19
2.4	La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].	20
2.5	La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].	20
2.6	La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].	21
2.7	Tipica risposta di un sensore riflessivo. Si nota la forte non linearità della caratteristica[16].	21
2.8	Grid-EYE, il sensore a infrarossi e ad angolo stretto di Panasonic, utilizzato in un'applicazione per il rilevamento della prossimità delle persone (fonte Panasonic)[19].	22
2.9	Sensore di prossimità capacitivo basato sul principio delle facce parallele, (a) struttura e (b) risposta del sensore[2].	23
2.10	Un sensore induttivo di prossimità[26].	25
2.11	Il compatto sensore a tempo di volo STM VL53L5 misura 6,4 mm × 3,0 mm × 1,5 mm (fonte STMicroelectronics) [19].	26
2.12	Rappresentazione della misura tramite il tempo di volo. L'emettitore invia un'onda (ultrasonica o elettromagnetica) nell'atmosfera, che si propaga verso il liquido (in figura, in questo caso). La sua superficie riflette l'onda e un sensore la riceve. (b) A causa della velocità di propagazione v , si misura il ritardo temporale tra l'emissione e la ricezione del segnale. Questo esempio è specifico per un treno modulato di impulsi. La scala temporale è arbitraria[2].	28
2.13	Forme di antenna usate nelle strumentazioni radar: (a) antenna a tromba conica, (b) antenna con bipolo, e (c) specchio parabolico con una piccola antenna come emettitore primario e un riflettore ausiliario in grado di dare un angolo molto piccolo al fascio (cosiddetto modello Cassegrain) [2].	29
2.14	Design di un sistema radar compatto di tipo industriale. Il convertitore al di sopra della flangia include tutta la circuiteria a microonde, gli stadi di processamento del segnale, il controllo a microprocessore, display, alimentatore, e segnali di uscita [2][27].	30

2.15	Principio del sistema impulso-eco per la misura della distanza (Tr = trasmettitore, Re = ricevitore)[2].	31
2.16	Trasduttori ultrasonici: piezoelettrico (a sinistra) ed elettrostatico (a destra)[2].	32
3.1	La coppia di Trasduttori Trasmettitore-Ricevitore 500MB120[39].	37
3.2	Direttività della coppia di Trasduttori selezionati.	37
3.3	Trasmettitore del Sonar.	38
3.4	Tempo di uscita dallo Shutdown per il MAX222[40].	39
3.5	Stadio Ricevitore del Sonar e circuiti di Condizionamento: filtri attivi che amplificano il segnale generato dal Trasduttore ricevente.	40
3.6	Coefficiente di assorbimento dell'onda acustica in funzione della frequenza[41].	41
3.7	Guadagno ad anello aperto (A_{OL}) e risposta del filtro (A) [42].	47
3.8	Il generatore di tensione di riferimento per il Condizionamento, costituito da un partitore di tensione resistivo seguito da un inseguitore di tensione.	49
3.9	Confronto tra le risposte di un comparatore (LM139) e tre amplificatori operazionali (AD8601, AD8516 e AD8541) per un gradino positivo sull'ingresso non invertente e input invertente a ground.[43].	52
3.10	Tensione di offset di ingresso in funzione della tensione di ingresso di modo comune[44].	54
3.11	Il circuito Comparatore, la cui soglia è regolabile tramite il DAC integrato nel MCU, incaricato di riconoscere il rilevamento di un ostacolo nel segnale amplificato in uscita dal Condizionamento del Sonar.	54
4.1	Un semplice partitore resistivo in cui uno dei due elementi è un NTC si presta all'uso per la misurazione della temperatura.	59
5.1	Il ToF a corto raggio.	63
5.2	Mappatura della zone in modalità 4×4 . Le zone contrassegnate con C sono quelle degli angoli. Tutte le altre sono le zone <i>interne</i> . [47].	64
5.3	Il ToF a lungo raggio con i componenti necessari al suo funzionamento.	65
5.4	Il circuito addetto all'adattamento del livello di tensione tra il Microcontrollore operante a 3,3 V e il ToF a lungo raggio, che funziona invece a 2,8 V.	66
5.5	Schema di applicazione del VL53L1, dal datasheet [48]	67
5.6	Le prese per il collegamento delle schede <i>Satellite</i> , nello schema.	68
5.7	I jumper a saldare che permettono di scegliere quale ToF impiegare: quelli esterni sulle schede <i>Satellite</i> o quelli a bordo del MiDAR.	69

5.8	La schedina del Cliff è semplicemente collegato o alloggiato nell'apposita presa.	70
5.9	FoV e descrizione della zona di esclusione (non in scala) [49]	72
5.10	La Scheda SATEL-VL53L4CD montata nella presa del MiDAR.	72
5.11	Particolare dello Schema della scheda SATEL-VL53L4CD[50].	73
6.1	Le morsettiere su cui trovano posto le connessioni per l'alimentazione esterna (5 V) e i segnali di governo del MiDAR.	74
6.2	Resistenza di pull-up disinseribile a discrezione dell'utente sulla linea di SYNCn.	76
6.3	Il Microcontrollore, a cui fanno capo tutti i segnali e i dispositivi che compongono il MiDAR.	78
6.4	Disaccoppiamento dell'alimentazione del Microcontrollore, differenziato in parte digitale e analogica, appositamente filtrata anche con l'uso di un induttore.	79
6.5	Circuito di Reset del MiDAR, comprendente l'auto-reset all'avvio e il diodo di blocco per avere un segnale di reset unidirezionale dall'esterno.	80
6.6	Oscillatori di clock per il Microcontrollore.	81
6.7	L'header ICSP e le resistenze di protezione dei pin del Microcontrollore.	82
6.8	Tipico resistore in serie al dispositivo connesso ad una linea ad alta velocità[45].	82
6.9	Terminazione e pull-up sul bus I ² C, lato Microcontrollore.	83
6.10	Circuito completo dell'interfaccia CAN: Transceiver, protezioni e terminazione del bus.	84
6.11	Circuito di selezione dell'ID per il MiDAR connesso su bus CAN.	85
7.1	Il regolatore di tensione che fornisce i 3,3 V necessari al funzionamento della scheda.	88
7.2	La sezione del circuito che si occupa di generare la tensione di alimentazione a 2,8 V per il ToF a lungo raggio.	88
8.1	Rappresentazione grafica delle grandezze in gioco per il calcolo del distanziamento di un generico elemento di una certa altezza (in figura, per esempio, una scheda <i>Satellite</i> adiacente a un ToF a bordo del MiDAR.	92
8.2	Suggerimento per il posizionamento del circuito degli oscillatori[45].	92
8.3	Aspetto del Prototipo finito, nel visualizzatore 3D del CAD di progettazione (KiCAD).	93
8.4	Aspetto del Prototipo finito, scheda reale.	94
11.1	Il segnale di pilotaggio del Trasduttore Tx del Sonar, in uscita dal Microcontrollore (in giallo) e dal Driver (in azzurro).	110

11.2	Segnali di pilotaggio del Trasduttore del Sonar XU1A. Si nota come l'ampiezza del segnale visto dal piezoelettrico sia la somma di quella dei due segnali differenziali derivati da TX e TXn.	111
11.3	Gli impulsi generati a cui corrisponde un'onda emessa alla frequenza di 50 kHz.	112
11.4	Segnali generati dal Ricevitore a causa dell'onda di ritorno.	113
B.1	Variazione della velocità del suono al variare di pressione e umidità relativa.	126
B.2	Variazione della velocità del suono al variare della temperatura. . .	127
B.3	Confronto grafico tra i tre modelli presentati per la scelta di quello da implementare nella compensazione degli effetti della temperatura sul Sonar.	127

Acronimi

AM

Amplitude Modulation, modulazione di ampiezza

AMCW

Amplitude Modulated Continuous Wave, onda continua modulata in ampiezza

CAD

Computer-Aided Design, progettazione assistita dall'elaboratore

CAN

Controller Area Network

CAN FD

CAN Flexible Data-rate, CAN a velocità dati flessibile

CC

Corrente Continua

CMOS

Complementary Metal-Oxide Semiconductor, semiconduttore complementare a metallo-ossido

CMRR

Common Mode Rejection Ratio, rapporto di reiezione di modo comune

CS

Circuito Stampato

CW

Continuous Wave, onda continua

EMI

ElectroMagnetic Interference, interferenza elettromagnetica

ESD

ElectroStatic Discharge, scarica elettrostatica

ESR

Equivalent Series Resistance, resistenza serie equivalente

FMCW

Frequency Modulated Continuous Wave, onda continua modulate in frequenza

FoV

Field of View, campo di vista

GPS

Global Positioning System, sistema di posizionamento globale

I2C o I²C

Inter Integrated Circuit

ICSP

In-Circuit Serial Programming, programmazione seriale nel circuito

LASER

Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, amplificazione della luce mediante emissione stimolata della radiazione

LDO

Low-DropOut, a bassa caduta di tensione

LED

Light-Emitting Diode, diodo a emissione di luce

LIDAR

LIght Detection And Ranging, rilevamento e misurazione con la luce, o *LaSer Imaging Detection And Ranging*, rilevamento e misurazione con immagini ottenute con il laser

MiDAR

Mixed Detection And Ranging, rilevamento e misurazione misti (nome del Progetto sviluppato)

MCU

MicroController Unit, unità microcontrollore

MLCC

MultiLayer Ceramic Capacitor, condensatore ceramico multistrato

NTC

Negative Temperature Coefficient, a coefficiente di temperatura negativo

PCB

Printed Circuit Board, circuito stampato

PIR

Passive InfraRed, infrarosso passivo

PVDF

polivinilidenefluoruro

RADAR

RAdio Detection And Ranging, rilevamento e misurazione di distanza via radio

SCL

Serial CLock, clock seriale

SDA

Serial DAta, dati seriali

SNR

Signal-to-Noise Ratio, rapporto segnale-rumore

SoC

System-on-a-Chip, sistema su circuito integrato

SONAR

SOUND Navigation And Ranging, navigazione e misurazione di distanza per mezzo del suono

SPL

Sound Pressure Level, livello di pressione sonora

ToF

Time-of-Flight, tempo di volo

TVS

Transient Voltage Suppressors, soppressori di transitori di tensione

Parte I

**Il Rilevamento della
Distanza**

Capitolo 1

Introduzione

La misura della distanza, alla base, consiste nel determinare la lunghezza di una linea unidimensionale che unisce due punti in uno spazio tridimensionale. Spesso si richiede anche una serie di misure di distanza, così che la forma, l'orientazione o i cambi di posizione di un oggetto possono essere risolti. Così, uno deve considerare non solo la misura delle distanze, ma anche le loro distribuzioni spaziale e temporale. Si analizzano in questa sede i sistemi che effettuano le singole misure dal sensore all'obiettivo.

1.1 Distinzioni di base tra le Tecniche di Misura di Distanza

I dispositivi di misura di distanza possono essere classificati a seconda di alcune distinzioni di base. Generalizzazioni possono essere fatte su queste grandi classi, così facilitando il processo di confronto e selezione. Le sottosezioni seguenti identificano le basi fondamentali per la classificazione.

1.1.1 A contatto o non a contatto

Un approccio comune per la misura della distanza verso un punto su un oggetto è attraverso un oggetto calibrato meccanico che connette simultaneamente il punto selezionato al riferimento di posizione. Ogni nastro di misura, spessimetro, o calibro può essere considerato un esempio di dispositivo di misura a contatto. Sono disponibili dispositivi meccanici/elettronici che permettono all'utente di "digitalizzare" posizioni discrete del punto su una dimensione tridimensionale.

Il principale svantaggio degli approcci meccanici è che sono spesso ristretti a distanze e lavorano su volumi di massimo pochi metri. Questo è dovuto al fatto di avere a che fare con strutture meccaniche. Siccome le richieste di misurare lunghe

distanze aumentano, i requisiti di massa e tolleranze meccaniche sulla macchina rendono il design impraticabile. Inoltre, gli approcci meccanici sono troppo lenti per fare misure multiple in rapida successione, come è tipicamente richiesto in certi ambiti.

Le tecniche senza contatto per effettuare la misura sono molte e varie. Besl[1] rivede e compara diverse di queste. Nel range dai centimetri ai metri, la maggior parte non si avvicina all'accuratezza di $1\ \mu\text{m}$ (tipica di alcune macchine di misura delle coordinate impiegate nell'industria); ma su distanze maggiori e per grandi quantità di dati, esse diventano una necessità pratica. Il resto di questo capitolo sarà incentrato sull'analisi delle sole tecniche che non implicano il contatto.

1.1.2 Attive o Passive

Le tecniche senza contatto possono essere divise in *attive* e *passive*. Le tecniche attive implicano qualche forma di energia controllata (campo o onda) che collega un riferimento di posizione noto alla posizione sconosciuta dell'obiettivo. La sorgente dell'energia è tipicamente associata alla posizione del riferimento, ma in alcuni casi è l'oggetto, o entrambi l'oggetto e il riferimento possono essere attivi.

Le tecniche passive si affidano a una sorgente di energia esterna (per esempio la luce solare o la differenza di temperatura tra il bersaglio e lo sfondo) per rendere rilevabile l'oggetto. Un approccio attivo può spesso semplificare il problema della misura della distanza perché permette un ampio grado di controllo su molti fattori che possono influenzare la misura. Per esempio, la scelta della forma di energia e il livello di potenza di una sorgente attiva possono minimizzare l'effetto di variabili non controllate come l'illuminazione ambientale, il tempo atmosferico e le condizioni atmosferiche. Inoltre, un approccio attivo fornisce l'opportunità di localizzare selettivamente la misura nello spazio e nel tempo, eliminando la possibile ambiguità su quale punto dell'oggetto sia stato misurato in un certo istante. In contrasto, i sistemi passivi a volte soffrono del cosiddetto "problema di corrispondenza", che riguarda come si determina se un bersaglio sia lo stesso oggetto, quando visto da due o più punti di vista o istanti di tempo.

Un uso comune degli approcci attivi è per effettuare misurazioni "attraverso" materiali che sono meccanicamente o otticamente impenetrabili. Gli esempi includono le immagini mediche, in cui varie forme di energia direzionata (ultrasuoni, raggi X) sono usate per costruire mappe della superficie o del volume di organi e ossa; sonar, che penetra l'acqua meglio di quanto faccia la luce; e radar che penetrano il terreno, che possono rilevare oggetti e la loro profondità sotto la superficie.

Approcci passivi, mentre non offrono lo stesso livello di controllo e flessibilità degli approcci attivi, offrono certi vantaggi. Per primo, poiché non emettono energia, la loro esistenza non può essere rilevata da un altro sistema di rilevamento a distanza. Questa caratteristica è molto importante in applicazioni militari.

Secondo, i sistemi passivi possono spesso raccogliere misure multiple di distanza del bersaglio più rapidamente perché non sono limitati dalla velocità alla quale possono direzionare la sorgente di energia verso un bersaglio, come nel caso di molti sistemi attivi. Infine, l'assenza di una sorgente direzionata di energia è una semplificazione che può significativamente ridurre la dimensione, il costo, e la complessità dell'hardware di un dispositivo (anche se alle spese di un incremento della complessità del processamento del segnale).

1.1.3 Time-of-Flight, Triangolazione o basate su Campi

Ci sono molte classi differenti e istanze di dispositivi di misura senza contatto, ma con molte poche eccezioni sono basate su uno dei seguenti principi:

1. L'energia si propaga a una velocità nota, finita (per esempio la velocità della luce, la velocità del suono nell'aria)
2. L'energia si propaga in linee rette attraverso un mezzo omogeneo.
3. I campi di energia cambiano in un modo continuo, monotonicamente decrescente, e prevedibile con la distanza dalla loro sorgente.

Le tecniche associate con questi principi base sono riferite come time-of-flight, triangolazione, e field based, rispettivamente.

Time-of-Flight

I sistemi Time-of-Flight (TOF) possono essere di tipo “andata e ritorno” (per esempio eco, riflessione) o di “sola andata” (per esempio obiettivo cooperativo, obiettivo attivo). I sistemi ad andata e ritorno misurano effettivamente il tempo preso per una forma di energia per viaggiare da una sorgente di riferimento fino a un bersaglio parzialmente riflettente e di nuovo indietro. A seconda che si usino delle frequenze radio, della luce, o l'energia del suono, questi dispositivi vanno sotto il nome di radar, lidar e sonar. I sistemi a sola andata trasmettono un segnale alla fine del riferimento e lo ricevono alla fine del bersaglio o viceversa. Una sorta di riferimento di sincronizzazione deve essere disponibile ad entrambi i capi per stabilire il tempo di volo.

Una caratteristica di molti sistemi TOF è che la loro capacità di risoluzione è basata solamente sul più breve intervallo di tempo che possono risolvere, e non il range assoluto che viene misurato. Cioè, se un oggetto è vicino o lontano, l'errore sulla misura è essenzialmente costante.

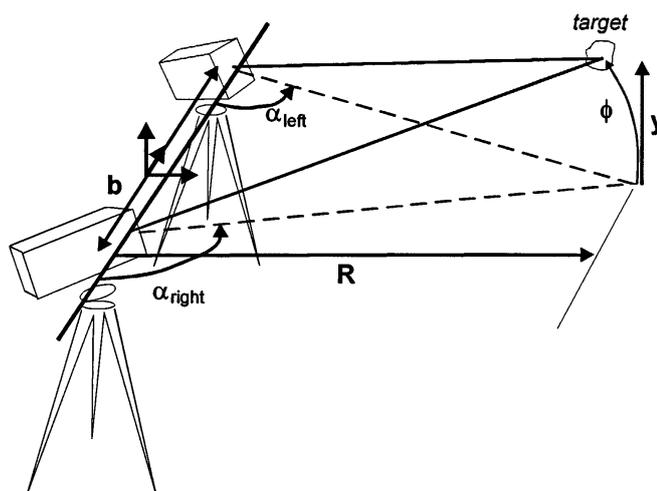


Figura 1.1: La geometria base della triangolazione come usata in misure classiche determina la distanza fino a un punto remoto vedendolo da due posizioni separate da una linea base nota. Gli angoli di puntamento α_{left} e α_{right} sono misurati localmente[2].

Triangolazione

Le tecniche di triangolazione erano note e praticate dagli antichi. La triangolazione si basa sull'idea che se uno conosce la lunghezza di un lato di un triangolo e due dei suoi angoli, la lunghezza degli altri lati può essere calcolata. Il lato noto è la "linea base". Le linee di rilevamento si estendono da una fine della linea base fino al punto bersaglio come mostrato in Figura 1.1. Se gli angoli formati tra queste linee e la linea base possono essere determinati, la distanza è calcolata come[2]:

$$R = b \frac{\sin(\alpha_{left}) \sin(\alpha_{right})}{\sin(\alpha_{right} - \alpha_{left})}$$

La misurazione classica è una tecnica di rilevamento della distanza passiva basata sulla formula sopra. Un misuratore usa uno strumento di puntamento di precisione per vedere un bersaglio da due punti separati da una distanza base nota. Il riferimento[3] nota che la distanza fino a una stella vicina può essere calcolata osservandola attraverso uno strumento di puntamento a intervalli di 6 mesi e usando il diametro dell'orbita solare della Terra come linea base. Il rilevamento stereoscopico, che compara la disparità (parallasse) tra caratteristiche comuni dentro immagini da due videocamere, è un'altra forma di triangolazione passiva. È di interesse notare che la visione umana stima la distanza usando una varietà di spunti, ma due dei più importanti (stereopsi e parallasse del movimento) sono fondamentalmente basati sulla triangolazione[4].

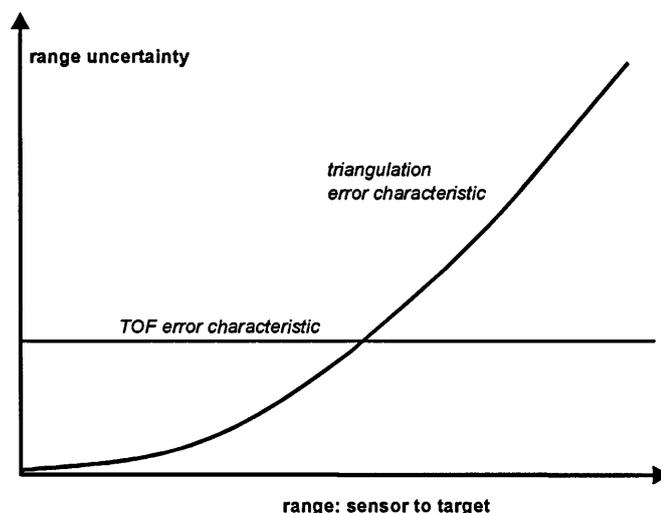


Figura 1.2: Le tecniche Time-of-flight (TOF) e di triangolazione attiva tendono a esibire caratteristiche di errore collegate ai loro principi fondamentali di funzionamento. La sorgente di errore dominante nei sistemi TOF è spesso l'intervallo più breve misurabile, ma questo è un problema di rilevamento ed è essenzialmente indipendente dalla distanza. I sistemi a triangolazione attiva sono tipicamente più accurati a distanze vicine, ma le considerazioni sulla geometria dicono che gli effetti delle loro sorgenti di errore incrementano con il quadrato della distanza[2].

Le tecniche di triangolazione attiva usano una sorgente di luce proiettata, spesso laser, per creare un lato del triangolo, e l'asse di vista di un mezzo ottico per creare il secondo lato. La separazione tra il proiettore e il rilevatore è la linea di base.

Un problema fondamentale per tutti gli approcci basati sulla triangolazione è che la loro abilità di stimare la distanza diminuisce con il quadrato della distanza che si sta misurando. Questo può essere contrastato con gli approcci TOF, che hanno essenzialmente errore costante sul loro range operativo. La Figura 1.2 illustra come, concettualmente, c'è una distanza di "crossover" dove le tecniche TOF diventano preferibili alle tecniche di triangolazione.

La Figura 1.3 illustra la geometria base della triangolazione attiva. In questo modello cosiddetto di "fotocamera stenopeica", gli aspetti pratici come le lenti per la proiezione e il rilevamento e gli specchi per la scansione sono eliminati per chiarezza. Si può mostrare tramite i triangoli simili che la distanza è inversamente proporzionale alla deflessione del punto proiettato:

$$R = \frac{bf}{u}$$

dove R è la distanza dall'oggetto, b è la distanza della linea di base, f è la distanza

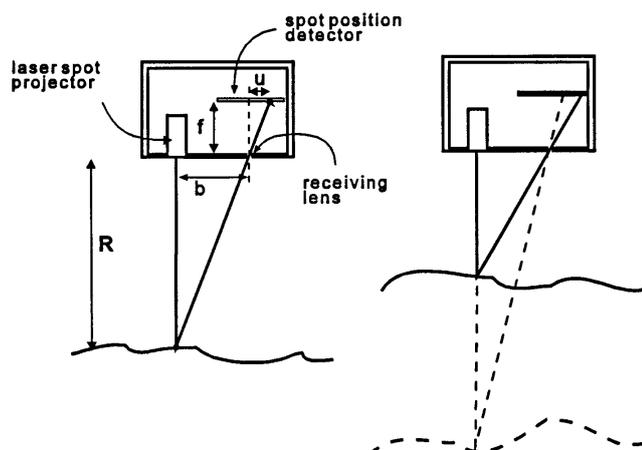


Figura 1.3: Un semplice modello di fotocamera stenopeica illustra il principio base della triangolazione attiva. Con il cambiamento della distanza R dalla superficie del bersaglio, la posizione del punto u sul ricevitore cambia, mantenendo la similitudine tra il largo triangolo fuori dalla fotocamera e il piccolo triangolo dentro. C'è una relazione inversa tra R e u . [2].

della lente dal ricevitore e u è la posizione del punto rilevato nel piano dell'immagine.

La sensibilità della misura della distanza, o la variazione incrementale di u rispetto a R , è [2]:

$$\left| \frac{du}{dR} \right| = \frac{bf}{R^2}$$

Il significato di quest'ultima equazione è che la performance di stima della distanza è attesa cadere al crescere della distanza. Miglioramenti nella precisione possono essere realizzati aumentando la linea di base o la distanza tra la lente e il ricevitore (cioè la lunghezza focale). Un esempio di lidar è quello presentato in Figura 1.4, in cui il dispositivo riesce a produrre range images ad alta risoluzione in un grande volume di misura. Lo strumento usa un laser nel vicino infrarosso che è proiettato attraverso un telescopio collimatore per formare un punto sulla prima superficie incontrata. Il punto è spazzato su un campo di vista programmabile in un modello raster per mezzo di uno specchio poligonale rotante e uno "specchio che si ribalta" oscillante.

Approcci basati su Campi

Mentre le tecniche TOF e di triangolazione attiva impiegano i fenomeni di propagazione dell'onda di una particolare forma di energia, gli approcci field-based fanno uso di una forma di energia di natura distribuita nello spazio. L'intensità di qualsiasi campo di energia cambia in funzione della distanza dalla sua sorgente.

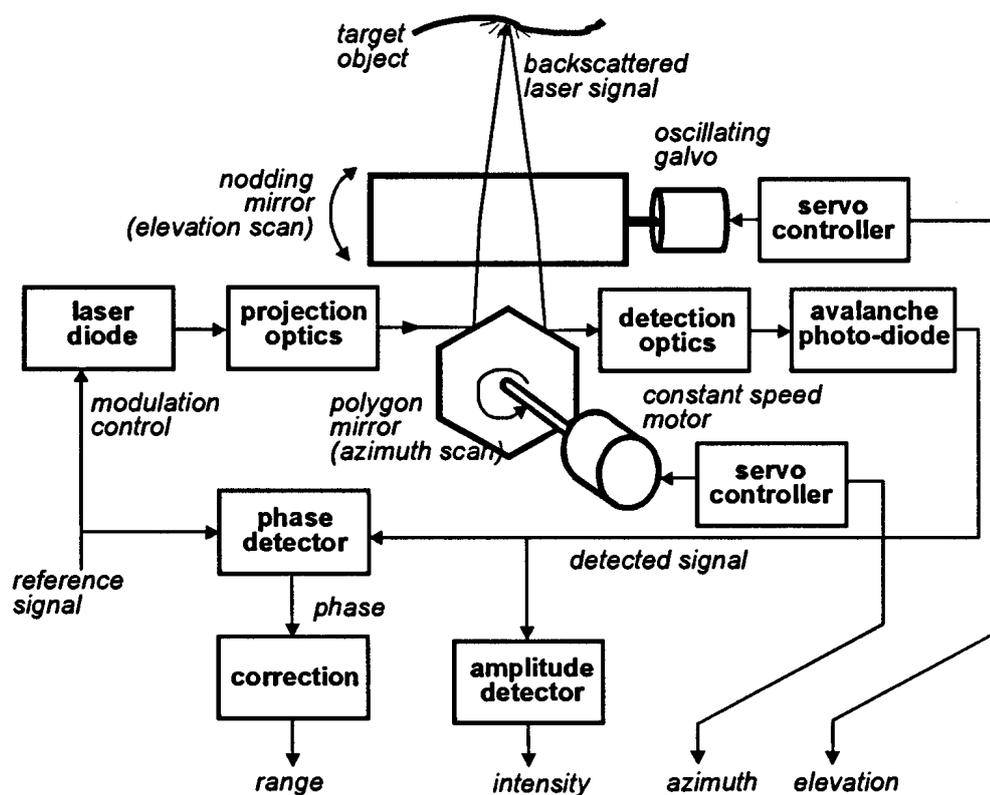


Figura 1.4: Il sistema del Lidar AM Perceptron[5] descritto nel brevetto U.S. 5,006,721 usa uno specchio rotante poligonale per la scansione sincronizzata. Uno “specchio che si ribalta” è anche aggiunto per spazzare ad una minore velocità in direzione ortogonale, producendo uno schema di scansione raster. La misura di distanza è determinata comparando la fase del segnale AM laser uscente e ritornante[2].

Inoltre, i campi esibiscono spesso caratteristiche vettoriali (per esempio la direzione). Così, se la posizione di un generatore di campo è nota e le caratteristiche spaziali del campo che produce sono prevedibili, le misure del campo remoto contengono informazioni che possono essere usate per dedurre la distanza dalla sorgente.

Un’interessante distinzione tra gli approcci field-based e gli approcci wave-based è che il primo, anche se impiega campi di energia, non fa affidamento sulla propagazione e la conversione (e perdite concomitanti) di energia. Cioè, essi possono impiegare campi stazionari, come quelli generati da un magnete o una carica statica. Questi campi codificano informazioni sulla posizione con la loro stessa forma. Il suono e la luce, anche se hanno una natura di onda, possono essere sfruttati nella stessa maniera come campi stazionari a causa della loro intensità dipendente dalla distanza.

Le tecniche field-based devono confrontarsi con alcuni problemi di base che limitano il loro campo di applicazione. Primo, le caratteristiche di molti campi praticamente sfruttabili sono tipicamente influenzate dagli oggetti o materiali nelle vicinanze, e non è sempre possibile assicurare che queste influenze rimangano costanti. Secondo, la variazione dei campi nello spazio è altamente non lineare (tipicamente inversamente quadratici o inversamente cubici), che implica che la sensibilità di una misura è fortemente affetta dalla prossimità alla sorgente. Nonostante queste preoccupazioni, sono stati sviluppati dispositivi e sono disponibili che si comportano molto bene in situazioni per le quali sono stati destinati[6].

1.1.4 Forma di Energia

Come discusso sopra, tutti i dispositivi di misura attivi senza contatto impiegano qualche forma di energia. Questo è vero se si applicano i principi del time-of-flight, triangolazione o field-based. Le sottosezioni seguenti descrivono le varie forme di energia impiegata e alcune generalizzazioni sull'efficacia in varie situazioni.

Suono

I sistemi di misura basati sull'energia del suono sono solitamente del tipo impulso-eco TOF ed impiegano frequenze della portante nel range di frequenze cosiddetto "ultrasuono" (oltre l'udibile). Oltre ad essere non udibili (un ovvio beneficio), le frequenze ultrasoniche sono più prontamente focalizzate in fasci diretti e sono pratiche da generare e rilevare usando trasduttori piezoelettrici. Segnali ultrasonici si propagano nell'aria, ma la trasmissione a lunga distanza è molto più efficace nei liquidi, come l'acqua, dove rapporti densità-viscosità risultano in velocità dell'onda più alte e attenuazione più bassa per unità di distanza. Le tecniche di rilevamento a ultrasuoni (o SONAR, per Sound Navigation and Ranging) furono dapprima sviluppate per applicazioni sottomarine, dove il suono è di gran lunga superiore all'energia elettromagnetica (inclusa la luce) in termini di distanze raggiungibili sott'acqua[7]. Sistemi sonar a basso costo e portabili sono ampiamente usati dai pescatori sportivi come i "fish finder".

Le frequenze tipicamente usate nelle applicazioni di misurazione sonore sono da poche decine di chilohertz a poche centinaia di chilohertz. Un compromesso base nella scelta della frequenza dell'ultrasuono è che mentre le alte frequenze possono essere sagomate in fasci più stretti, e così raggiungere una risoluzione laterale più alta, esse tendono a svanire più velocemente con la distanza. Si può notare che le larghezze del raggio strette abbastanza per applicazioni di range imaging (meno di 10^0) sono efficaci in un mezzo fluido, ma si attenuano troppo velocemente per essere pratiche in aria. In modo interessante, anche se l'energia del suono si attenua più rapidamente in aria che in acqua, utili segnali a breve distanza possono essere

generati in aria con relativamente bassi livelli di potenza perché la più bassa densità dell'aria richiede meno forze dinamiche nel trasduttore per una data ampiezza dell'onda.

Quando si compara l'energia del suono con l'energia elettromagnetica per le tecniche basate su TOF, uno ha bisogno di ricordare che il suono, a differenza della luce, si propaga non solo a velocità molto inferiore, ma con considerevolmente più variazione di velocità, a seconda del tipo e dello stato del mezzo di trasporto. Così, fattori come l'umidità dell'aria e la pressione influenzeranno la precisione di un dispositivo di misura TOF. Per applicazioni subacquee, la salinità e la profondità influenzano la misura. La più bassa velocità del suono ha un impatto dannoso sulla velocità a cui i campioni di distanza possono essere raccolti. Per esempio, un bersaglio lontano 10 m impiegherà almeno 60 ms per essere misurato attraverso il mezzo dell'aria. Questo può non sembrare un lungo tempo da aspettare per una singola misura, ma diventa un problema se l'applicazione implica misure multiple, come nel motion tracking o nel collision avoidance sensing.

Campi Magnetici Stazionari

Campi magnetici stazionari o pseudostazionari (per esempio a bassa frequenza) sono usati solo in approcci field-based. Un vantaggio di questi campi è che sono prodotti facilmente ed economicamente o da un magnete permanente o da un avvolgimento elettrico. Poiché i campi stazionari non trasmettono energia, il bersaglio non può essere passivo - essi devono sentire attivamente le proprietà del campo nella loro particolare posizione. Può essere usata una varietà di tecnologie di rilevamento per fare misure della direzione e dell'intensità di un campo magnetico, inclusi i magnetometri di tipo fluxgate, ad effetto Hall e magnetostrittivi. Una lista comprensiva di tali tecnologie è data in[6].

Radio Frequenze

I sistemi di ranging TOF di tipo eco basati sulla banda dello spettro elettromagnetico con lunghezza d'onda tra approssimativamente 1 m e 1 mm sono conosciuti come RADAR (Radio Detection And Ranging). Le onde radio possono essere usate per il rilevamento a lunga distanza in una varietà di condizioni atmosferiche. Come nel caso delle onde sonore, ci sono dei compromessi per essere indirizzati nella scelta della frequenza. Le onde lunghe tendono a propagarsi meglio su lunghe distanze, ma le onde corte possono essere focalizzate in raggi stretti capaci di migliore discriminazione laterale. Un'applicazione interessante di radar a breve distanza è il radar che penetra il terreno, che può essere usato per localizzare e fotografare oggetti sotto la superficie[8]. Qui, il compromesso frequenza contro range è particolarmente acuto a causa della necessità di bilanciare una capacità

di imaging ragionevole (fascio stretto) con una buona profondità di penetrazione (onda lunga).

Un esempio di sistema di TOF a sola andata (ricevitore attivo) che usa frequenze radio è il Global Positioning System (GPS). La distanza tra un ricevitore a terra è determinata da ognuno dei diversi satelliti orbitanti equipaggiati con un trasmettitore e un orologio al Cesio molto preciso per la sincronizzazione. Una buona descrizione del GPS e il suo uso nella navigazione dei veicoli è disponibile in[9].

Luce

Oltre la porzione radio dello spettro elettromagnetico ci sono le frequenze dell'infrarosso, il visibile e l'ultravioletto. Queste frequenze possono essere prodotte con laser e rilevate con dispositivi fotosensibili a stato solido e sono utili sia per il ranging TOF che per la triangolazione attiva. Le tecniche TOF di tipo eco sono conosciute come LIDAR (Light Detection And Ranging), continuando con la terminologia introdotta prima.

Mentre le frequenze della luce si attenuano più delle frequenze radio attraverso le nuvole e la nebbia, esse possono avere ampiezze di raggio molto strette, permettendo risoluzione laterale e selettività di bersaglio superiori.

1.1.5 Rilevamento Coerente o Non Coerente

I dispositivi TOF di tipo eco, se sonar, radar o lidar, possono essere ulteriormente classificati in accordo al fatto se l'approccio di rilevamento misura direttamente il tempo di volo (incoerente) o sfrutta una periodicità intrinseca nell'energia emessa per accertare la distanza di volo (coerente).

Le tecniche non coerenti affrontano il problema di cronometrare brevi intervalli. Questa non è una seria sfida nel caso delle onde sonore, dove un viaggio di un metro corrisponde a 6 ms, ma è ben più problematico per la luce e le onde radio, dove quella distanza equivale a soli 6 ns. L'accuratezza del rilevamento non coerente tipicamente si basa sulla media di misure ripetute. Il rilevamento coerente è ottenuto combinando una porzione del segnale emesso con il segnale riflesso per produrre un terzo segnale che indica la quantità di ritardo di fase. I segnali sono onde continue (CW) come opposte agli impulsi. Le tecniche di rilevamento coerente sono classificate come modulate in ampiezza (AMCW) o modulate in frequenza (FMCW). Un problema base con le tecniche di rilevamento coerente è l'incapacità di distinguere tra multipli interi della lunghezza d'onda della modulazione di base. Qualsiasi sistema di rilevamento coerente deve impiegare tecniche per risolvere il cosiddetto "intervallo di ambiguità". Le tecniche non coerenti non affrontano questo problema.

1.1.6 Ranging, Range Imaging o Position Tracking

I dispositivi di rilevamento sono tipicamente puntati verso un bersaglio per produrre una singola lettura di distanza. Un esempio comune di semplice ranging è il sensore di feedback usato nelle fotocamere con auto-focus. Ci sono molti dispositivi attivi di ranging disponibili oggi basati su TOF (come radar, sonar, lidar) e principi di triangolazione attiva.

I dispositivi di range imaging usano gli stessi principi dei dispositivi di ranging, eccetto che per il fatto di includere qualche forma di scansione che è impiegata per generare una serie di campioni di ranging distribuiti spazialmente. A volte, l'azione di scansione è compiuta da qualcosa di intrinseco al sensore (per esempio specchi rotanti e che si inclinano, o una schiera fasata di antenne) così che la posizione di riferimento rimane fissa. In questo caso, i dati sono registrati in forma polare (distanza, elevazione, azimuth) come mostrato in Figura 1.5. In altri casi, il sensore potrebbe scansionare su un solo asse internamente mentre la scansione della seconda dimensione è realizzata muovendo la posizione del sensore attraverso un dato percorso. Non è raro registrare anche l'“intensità” dell'energia di ritorno associata con un campione di distanza. La mappa dell'intensità può essere presentata come un'immagine in “scala di grigi” e, come una fotografia in bianco e nero, spesso contiene informazioni aggiuntive utili nell'interpretazione di uno scenario. Le immagini di range possono essere usate per produrre rappresentazioni grafiche tridimensionali di scenari e oggetti. Un uso comune del range imaging è la mappatura aerea del terreno.

I dispositivi di inseguimento della posizione sono usati per misurare il cambiamento nella posizione e l'orientazione di un oggetto nel tempo. Problemi di base nel position tracking sono la stessa acquisizione e l'inseguimento dei punti bersaglio. Questi problemi possono essere evitati impiegando bersagli attivi, e la maggior parte dei sistemi disponibili oggi sono di questo tipo.

1.2 Limiti di Performance dei Sistemi di Ranging

Le caratteristiche di performance dei sistemi di ranging disponibili variano ampiamente, come fanno i requisiti delle applicazioni per cui sono stati progettati. Le sottosezioni seguenti rivedono le categorie delle prestazioni di base e i problemi tecnici dei limiti di performance.

1.2.1 Precisione della Misura

Come illustrato in Figura 1.2, le tecniche di TOF e di triangolazione attiva differiscono fundamentalmente nelle loro caratteristiche errore vs distanza. I sistemi disponibili attualmente basati sulla triangolazione attiva raggiungono migliore

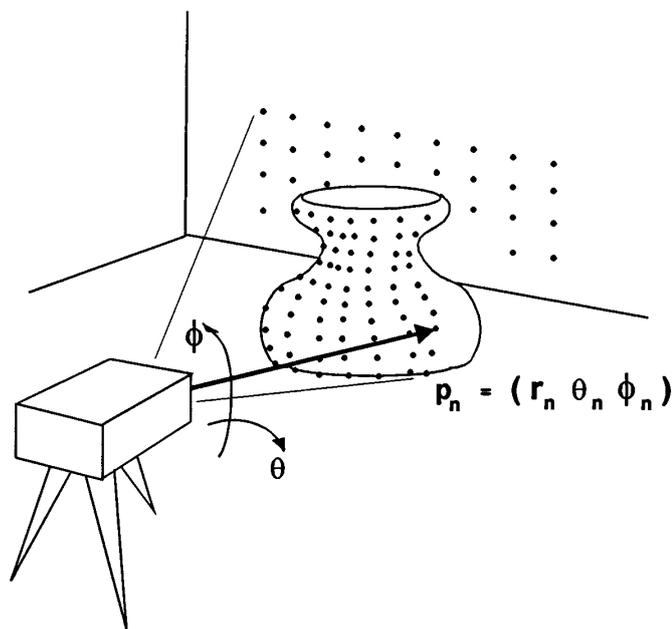


Figura 1.5: Le immagini di range sono tipicamente una serie di valori di distanza individuali campionati mentre si cambia la direzione di puntamento (per esempio gli angoli di azimuth ed elevazione) di un dispositivo di ranging. Un'immagine digitale di distanza nella forma polare mostrata può essere prontamente trasformata in coordinate rettangolari se richiesto[2].

ripetibilità e precisione nell'intervallo al di sotto di 1 m rispetto a quanto fanno i sistemi ToF, ma sono raramente usati a distanze di diversi metri.

In principio, i sistemi ToF potrebbero raggiungere una precisione comparabile a quella della triangolazione attiva, ma la tecnica di rilevamento più promettente (una variazione dell'interferometria laser, che risolve il problema dell'intervallo di ambiguità[10]) ha già fatto il suo debutto commerciale.

1.2.2 Profondità di Campo

La profondità di campo si riferisce all'intervallo di distanza attraverso cui un sistema di ranging di riferimento stazionario può misurare senza ricorrere a un cambiamento nella configurazione. Larga profondità di campo è spesso una caratteristica importante nelle applicazioni pratiche. Per esempio, se la distanza dal bersaglio è scarsamente nota a priori, allora è desiderabile una larga profondità di campo.

Gli approcci di triangolazione ottica passiva come la stereografia e la fotogrammetria tendono ad avere una profondità di campo ristretta perché si basano sull'imaging tramite fotocamera, che è intrinsecamente limitata dalla profondità di

messa a fuoco. I sistemi TOF temporizzati hanno eccellente profondità di campo perché non dipendono fortemente sull'imaging ottico del punto laser proiettato.

1.2.3 Portata Massima

Ogni sistema di ranging, range imaging o position tracking attivo ha una distanza pratica massima che può misurare. Questo perché l'energia controllata, se propagata come un'onda o fissata come un campo, deve diffondersi prima di raggiungere il ricevitore. La diffusione incrementa inevitabilmente con la distanza e tutti i ricevitori, a prescindere da quale forma di energia misurino, richiedono una certa quantità minima per superare il loro "fondo di rumore" intrinseco.

L'"equazione classica del range del radar" è presentata in molti testi sui radar (per esempio, in [11]). Jelalian [12] puntualizza che l'equazione è ugualmente applicabile anche ai lidar, i quali, dopotutto, impiegano soltanto una versione di onda elettromagnetica a frequenza più elevata. Infatti, la stessa idea si applica anche ai sonar e ai sistemi di triangolazione attiva. L'equazione calcola la potenza del segnale ricevuto come:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi R^2} \frac{\rho A}{4\pi R^2} \frac{\pi D^2}{4} \eta_{atm} \eta_{sys}$$

dove P_R è la potenza al ricevitore, P_T è la potenza trasmessa, G_T è il guadagno del trasmettitore, R è la distanza dall'oggetto, ρ è la riflettività dell'oggetto, A è l'area effettiva del bersaglio, D è il diametro dell'apertura di ricezione, η_{atm} è il coefficiente di trasmissione atmosferico e η_{sys} è il coefficiente di trasmissione del sistema.

L'importanza di quest'equazione è primariamente nella dipendenza da $1/R^2$. Ogni sistema di ranging che funziona facendo rimbalzare l'energia su un bersaglio riflettente diffuso incontra una severa attenuazione di segnale con l'aumentare della distanza. Dato un ricevitore con un fondo di rumore fisso, gli unici modi per migliorare il range massimo sono di aumentare la potenza trasmessa o l'area di ricezione. In pratica, ci sono dei vincoli di progetto che limitano entrambe queste misure. Per esempio, la potenza del laser deve a volte essere limitata per considerazioni sulla sicurezza degli occhi, e maggiore area di ricezione può implicare un proporzionale aumento nel volume del package del sensore.

1.2.4 Velocità di Acquisizione

La velocità alla quale un sensore di ranging può acquisire campioni è importante quando l'oggetto bersaglio cambia forma o posizione, o quando la richiesta densità di campioni di una range image è molto alta. Ci sono diversi fattori potenziali che possono limitare la velocità di acquisizione dei campioni: la quantità di tempo

richiesto dal ricevitore per integrare il debole segnale di ritorno fino a un livello sufficiente (tempo di integrazione); il tempo costante di qualsiasi filtro di mediare che deve essere fatto per realizzare un segnale accettabilmente “pulito” (tempo di lisciatura); la velocità alla quale i campioni possono essere trasferiti attraverso gli stadi di processamento di segnale (tempo di trasferimento); e i limiti di velocità dell'apparato meccanico di scansione (banda di scansione). Le frequenze di acquisizione variano ampiamente: da decine di hertz per dispositivi di ranging acustico a decine di kilohertz per alcuni sistemi basati su laser. Non vale niente che, in generale, c'è un compromesso tra frequenza di acquisizione, precisione e portata massima. Alcuni sistemi permettono di controllare parametri base così che questo compromesso può essere ottimizzato per una particolare applicazione.

Capitolo 2

Rilevamento di Prossimità per la Robotica

I sensori per robot possono essere categorizzati in tre gruppi: sensori a medio raggio (per il riconoscimento degli oggetti e una stima grossolana della posizione/orientazione), sensori a corto raggio (per la prossimità) e sensori di contatto. La letteratura più recente è concorde nell'indicare che sia i robot che i manipolatori debbano essere equipaggiati con entrambi i sensori a corto raggio e di contatto[2].

2.1 Caratteristiche tipiche dei sensori

Così, sarebbe auspicabile di avere grande sensibilità e accuratezza, soprattutto quando il robot si avvicina all'oggetto.

Inoltre, i segnali ricevuti dal circuito elettronico di interfaccia dovrebbero essere processati senza limitare il range operativo richiesto al sensore. Il circuito di interfaccia dovrebbe anche minimizzare gli effetti delle interferenze dell'ambiente circostante. Esso dovrebbe così impiegare soluzioni per ridurre l'interferenza del rumore di sottofondo e le limitazioni di range dinamico.

L'operazione del robot non dovrebbe essere rallentata dal sensore. Nominalmente, la posizione di un oggetto deve normalmente essere stimata in tempi tra 1 ms e 10 ms[2].

2.2 Tecnologie per il Rilevamento della Prossimità

I sensori di prossimità impiegano diversi tipi di mezzi di trasmissione, tra cui onde sonore, campi magnetici, campi elettrici e luce. Al giorno d'oggi, le tecniche



Figura 2.1: Un esempio di circuito integrato che racchiude in un unico package di soli 3,5 mm di lato un sensore di distanza a ultrasuoni[15].

elettro-ottiche sembrano essere le più appropriate per le applicazioni robotiche. I relativi sensori hanno dimensioni relativamente ridotte, sono durevoli e sono relativamente insensibili al materiale dell'oggetto. Comunque, recentemente, alcuni nuovi sensori di prossimità ultrasonici e capacitivi sono stati fabbricati direttamente come circuiti integrati (Figura 2.1), mostrando così la possibilità di avere sensori di prossimità basati su tali tecnologie, ma in formato ultracompatto[13][14].

Di seguito si fa una breve descrizione dei principi delle tecnologie primarie usate dai sensori di prossimità, con particolare enfasi per i trasduttori ottici.

2.2.1 Sensori Elettro-Ottici

Molti sensori di prossimità usano la luce, direttamente diffusa da una superficie bersaglio, per determinare la distanza e l'orientazione dell'oggetto bersaglio dal manipolatore. Il meccanismo per il quale la luce è riflessa può essere spiegato da un modello che specifica quattro differenti fenomeni di riflessione. Secondo questo modello, la luce si riflette dalla superficie primariamente come risultato di una o più delle seguenti interazioni:

1. *Singola riflessione sulla superficie:* le onde di luce si riflettono specularmente una singola volta su un microfacet le cui dimensioni sono significativamente più grandi della lunghezza d'onda.
2. *Riflessioni multiple sulla superficie:* le onde di luce che si riflettono specularmente almeno due volte tra microfacet multipli.
3. *Riflessione dopo penetrazione:* le onde di luce che penetrano nel materiale, si rifrangono e quindi si riflettono fuori indietro come luce diffusa.

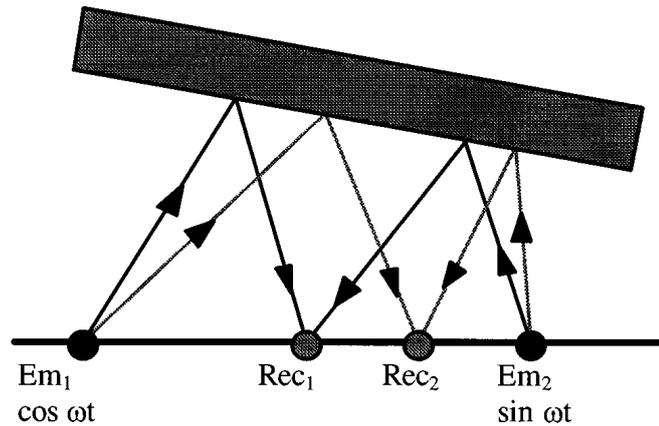


Figura 2.2: La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].

4. *Riflessione angolare*: le onde di luce che si diffrangono da interfacce con dettagli della superficie di circa la stessa dimensione o più piccole della lunghezza d'onda (così come gli angoli dei microfacet).

Il fenomeno primario (1) esiste spesso sia nei dielettrici che nei metalli. Comunque, a causa dell'alta conduttività delle superfici di metallo, la maggior parte della luce si riflette specularmente sull'interfaccia tra il metallo e l'aria, mentre la porzione che penetra nella superficie di metallo è assorbita. In accordo, l'intensità della riflessione che si origina dalla rifrazione interna nei metalli è praticamente zero. Nei dielettrici, comunque, una grande porzione della luce penetra nella superficie e quindi si riflette indietro come luce diffusa (3). I fenomeni secondari (2) e (4) esistono entrambi sia nei metalli che nei dielettrici e si aggiungono alla riflettanza diffusa.

Tecniche comuni di misura usate nel rilevamento ottico della prossimità utilizzano uno o più dei componenti riflessi per determinare la posizione dell'oggetto in relazione al trasduttore.

2.2.2 Phase Modulation (PM)

Un sensore di prossimità a fase modulata (PM) consiste di solito in due sorgenti di luce e uno o più fotorilevatori. Le sorgenti di luce sono pilotate da segnali sinusoidali modulati che hanno una relazione di fase a 90° (Figura 2.2).

La tensione di controllo degli emettitori, V_{em1} e V_{em2} , hanno ampiezze a e b , rispettivamente:

$$V_{em1}(t) = a \cdot \cos(\omega t) \quad V_{em2}(t) = b \cdot \sin(\omega t)$$

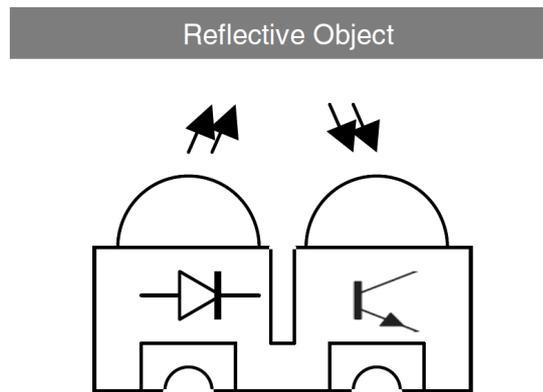


Figura 2.3: Schema di principio di un sensore di tipo riflessivo[16].

Il segnale rilevato dal ricevitore è una sovrapposizione dei due segnali riflessi, aventi le corrispondenti attenuazioni A e B .

$$V_{rec}(t) = A \cdot V_{em1} + B \cdot V_{em2}$$

L'attenuazione del segnale è una funzione dei parametri geometrici ed elettrici del sensore, le caratteristiche di riflettività della superficie dell'oggetto e la distanza della superficie e l'orientazione rispetto al sensore. Il segnale combinato al ricevitore è così:

$$V_{rec}(t) = M \cdot \sin(\omega t + \phi)$$

dove M è la funzione combinata di attenuazione e ϕ lo spostamento di fase combinato. Solitamente, solo l'informazione di fase ϕ è usata, e l'ampiezza è completamente trascurata o usata solo per verificare la bontà dell'errore e la sua possibile grandezza.

2.2.3 Amplitude Modulation (AM)

Nei sensori a modulazione di ampiezza (AM), la posizione dell'oggetto è determinata utilizzando la magnitudine della luce riflessa dallo stesso (Figura 2.3).

I trasduttori AM sono spesso costituiti da una sorgente luminosa e diversi fotorecettori (Figura 2.4). Molti sensori di prossimità AM fanno uso di fibre ottiche per illuminare e raccogliere la luce dalle superfici degli oggetti. L'uso delle fibre ottiche, in una configurazione a guida a Y (Figura 2.5), facilita l'operazione di circuiti sensibili a basso rumore che operano in ambienti appropriatamente schermati, lontano dalle sorgenti di interferenze elettromagnetiche del robot.

I trasduttori AM usano principalmente variazioni della guida a Y di base. Due importanti parametri possono essere variati nel design delle guide a Y: la distanza d tra le fibre di emissione e di ricezione (indicate da qui in poi come "emettitore" e

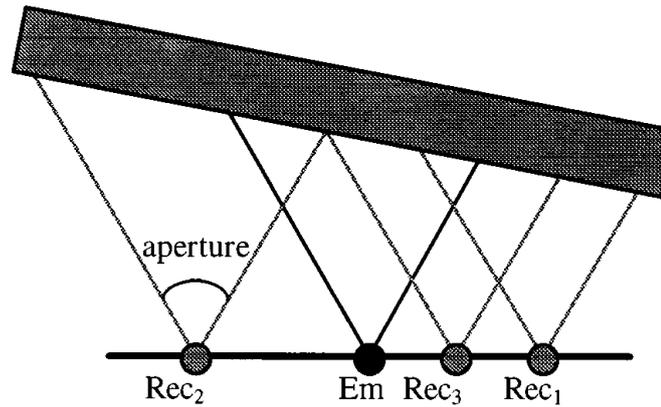


Figura 2.4: La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].

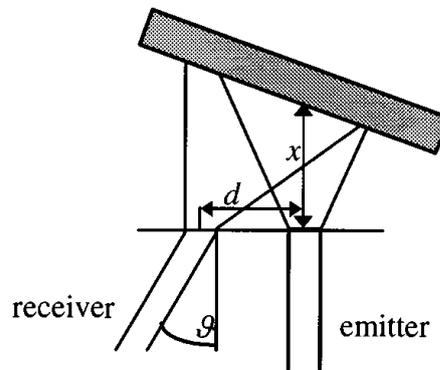


Figura 2.5: La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].

“ricevitore”, rispettivamente) e l’angolo di inclinazione del ricevitore, θ , rispetto alla superficie del trasduttore. L’emettitore è spesso posizionato perpendicolarmente alla superficie del trasduttore, per via dei requisiti di simmetria, come verrà spiegato in seguito in questa sezione.

In una guida a Y, l’intensità della luce riflessa dalla superficie di un oggetto non è una funzione monotona della distanza. Così, la minima distanza operativa del trasduttore (x_{min}) è spesso limitata a un valore che garantisce una risposta monotona (Figura 2.6).

Nel range operativo classico del trasduttore AM, l’intensità della luce al ricevitore è inversamente proporzionale al quadrato della distanza. Come risultato, è concettualmente possibile configurare un trasduttore in modo tale che la sua sensibilità e accuratezza incrementino come il manipolatore si avvicini al punto di contatto, al quale sia la distanza che l’orientazione della superficie dell’oggetto sono zero [17][18]. Comunque, in pratica, a causa del range dinamico limitato

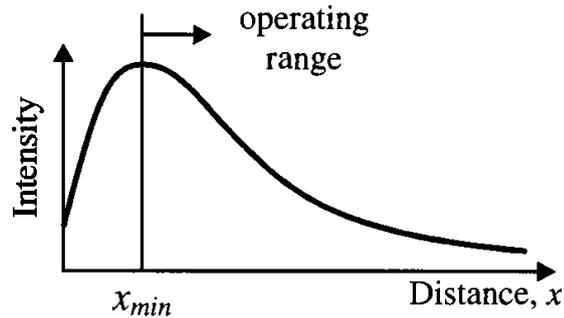


Figura 2.6: La configurazione base del sensore di prossimità a fase modulata[2].

dell'interfaccia elettronica del trasduttore, esiste un compromesso tra la massima accuratezza vicina al contatto e il massimo range di operazione. Queste e altre considerazioni devono essere tenute in conto quando si stabiliscono le caratteristiche geometriche del trasduttore. Oltre alla magnitudine del segnale luminoso di ritorno, anche il cambiamento nell'energia della luce o corrente luminosa è similmente usato come input per l'applicazione[16].

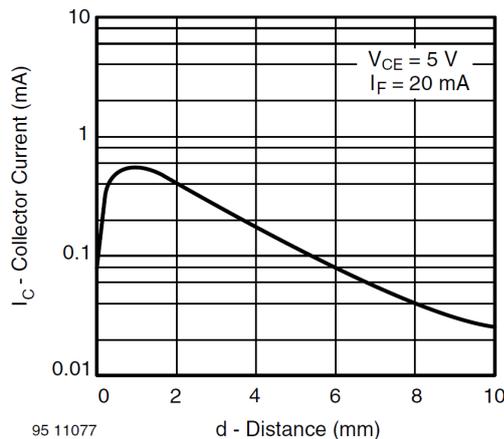


Figura 2.7: Tipica risposta di un sensore riflessivo. Si nota la forte non linearità della caratteristica[16].

Lo svantaggio di questo tipo di sensore è sia dovuto alla forte non linearità della risposta che al fatto che la sensibilità (ovvero la pendenza della caratteristica, come quella in Figura 2.7) è massima solo a brevi distanze dal dispositivo, il che lo rende maggiormente adatto al rilevamento di ostacoli a pochi centimetri di distanza (per questo, per esempio, viene impiegato nei robot aspirapolvere sia per gli urti che per evitare le cadute).

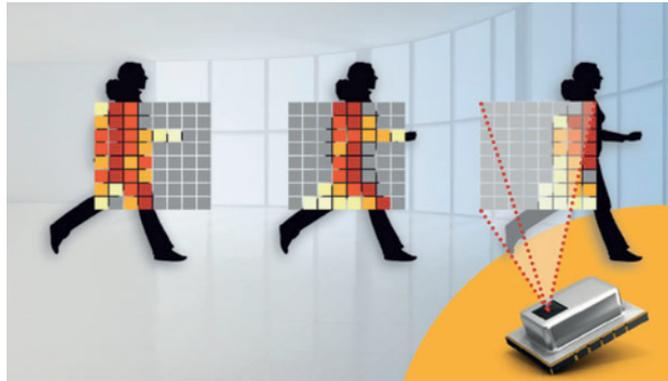


Figura 2.8: Grid-EYE, il sensore a infrarossi e ad angolo stretto di Panasonic, utilizzato in un'applicazione per il rilevamento della prossimità delle persone (fonte Panasonic)[19].

2.2.4 A infrarossi passivo

I sensori a infrarossi passivi, o PIR, rilevano il movimento tracciando l'energia termica a infrarossi e sono comunemente impiegati nei sistemi di allarme. Sono compatti e richiedono bassa potenza. Una recente innovazione ha rivoluzionato il concetto dei sensori PIR suddividendoli in griglie di pixel, ognuna delle quali è individualmente accessibile via I2C. Tracciando l'output di ciascun pixel, un'applicazione può rilevare una persona che attraversa l'area del sensore (Figura 4.8), ad esempio per monitorare il movimento dei pedoni, la direzione del movimento e la distanza tra loro. È in grado di rilevare oggetti fermi e in movimento e, al contrario di ciò che avviene con la videocamera di un computer, non compromette la privacy[19].

2.2.5 Time-of-Flight

I sensori elettro-ottici di misura del tempo di volo sono sistemi di tipo radar. Comunque, a differenza dei radar regolari, che trasmettono un impulso di energia a frequenza radio, questi sensori usano normalmente un fascio di luce modulata. La distanza dall'oggetto è estratta dallo spostamento di fase misurato della luce riflessa. Due problemi associati con questi sensori sono: difficoltà nel misurare brevi distanze (che richiede una frequenza di modulazione molto alta), e la necessità di un sistema meccanico di scansione/commutazione per ottenere informazioni aggiuntive (come l'orientazione)[20][21].

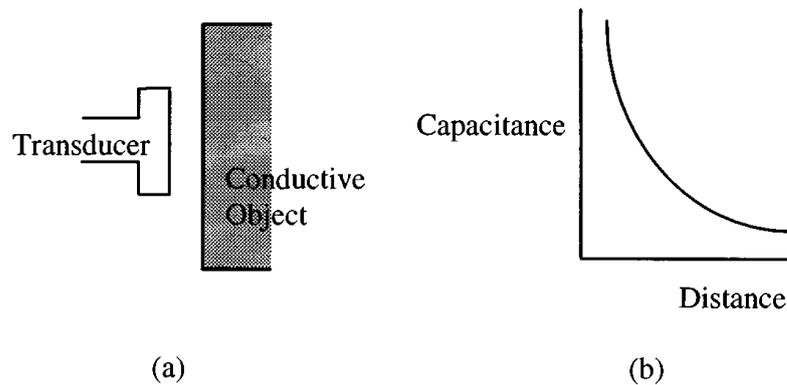


Figura 2.9: Sensore di prossimità capacitivo basato sul principio delle facce parallele, (a) struttura e (b) risposta del sensore[2].

2.2.6 Effetto Fototermico

Il trasduttore ad effetto fototermico usa un forte fascio luminoso diretto verso la superficie dell'oggetto. La distanza dall'oggetto è estratta dalla misura dell'onda termica generata dalla luce assorbita dall'oggetto. Lo schema di rilevamento e del processamento del segnale sono simili a quelli usati nel sensore AM. Poiché la forma dell'onda termica generata sulla superficie è indipendente dalla superficie stessa, il sensore fototermico non soffre di problemi di robustezza della superficie associati ai sensori AM. Comunque, il sensore fototermico è piuttosto lento, e limitato a superfici altamente assorbenti[22].

2.2.7 Sensori Capacitivi

I sensori capacitivi generano e misurano cambiamenti nel campo elettrico causati da oggetti dielettrici o conduttori in loro prossimità. Ci sono basilarmente due tipi di sensori di prossimità capacitivi. Un tipo usa il principio del condensatore a facce piane, l'altro usa il principio delle capacità di frangia[14][23][24]. Per il tipo di sensore di prossimità a facce parallele, il trasduttore forma una faccia e l'oggetto misurato forma l'altra faccia. La struttura di un sensore di prossimità a faccia piana e la sua risposta tipica sono mostrate in Figura 2.9[14].

Il sensore di prossimità a faccia piana è ampiamente usato nell'industria. Comunque, questo tipo di sensore ha tre grandi limitazioni:

1. l'oggetto da misurare deve essere conduttore;
2. la relazione inversa capacità-distanza è altamente non lineare e
3. la sensibilità cala significativamente nel caso di larghe distanze.

Il secondo tipo di sensore di prossimità capacitivo usa il principio della capacità di frangia [14]. Il sensore ha due elettrodi “vivi” e l’oggetto da misurare non ha bisogno di essere parte del sistema del sensore. L’oggetto obiettivo può essere sia conduttore che non conduttore. Comunque, la misura delle distanze è affetta dal tipo del materiale dell’oggetto. Così, calibrazioni separate devono essere effettuate per materiali differenti.

In [25], si presenta un sensore capacitivo innovativo. Usando la tecnologia di micromachining, lo spessore dell’elettrodo può essere ridotta significativamente e l’effetto di frangia incrementato in confronto ad altri sensori capacitivi. Di conseguenza, questo sensore comporta una migliore sensibilità. Una serie di questi trasduttori può essere implementata per misurare la distanza e l’orientazione di un oggetto.

I sensori di prossimità capacitivi hanno i seguenti vantaggi generali:

1. basso consumo di energia e
2. struttura semplice.

I principali svantaggi, comunque, sono che essi sono influenzati dai segnali esterni e deve essere effettuata una tecnica di calibrazione per ogni superficie, dato che la loro operazione dipende dal materiale dell’oggetto.

2.2.8 Sensori Induttivi

Gli elementi costitutivi di un sensore di prossimità induttivo sono mostrati nella Figura 2.10. Il dispositivo è costituito fondamentalmente da una bobina avvolta attorno a una sbarra di materiale ferromagnetico. Questo può essere impiegato come un sensore se combinato con una lastra di materiale ferromagnetico (collegata all’oggetto da rilevare) e con un circuito per misurare l’autoinduttanza della bobina. Quando la piastra si trova vicino alla bobina ne aumenta l’autoinduttanza, permettendo di rilevarne la presenza. Il sensore di prossimità può essere utilizzato per misurare la distanza tra la bobina e la piastra, ma è più spesso utilizzato in modalità binaria per rilevare la sua presenza o assenza[26].

2.2.9 Sensori a Ultrasuoni

Il principio di base che sta dietro i sensori di misura a ultrasuoni è la misura del tempo richiesto a un’onda sonora per viaggiare dall’emettitore alla superficie dell’oggetto e ritornare al ricevitore. Usando diversi emettitori e ricevitori, si possono ottenere informazioni circa la distanza e l’orientazione della superficie.

Uno dei maggiori svantaggi dei sensori di prossimità a ultrasuoni è che sono relativamente larghi in dimensione. Comunque, implementare questi sensori usando

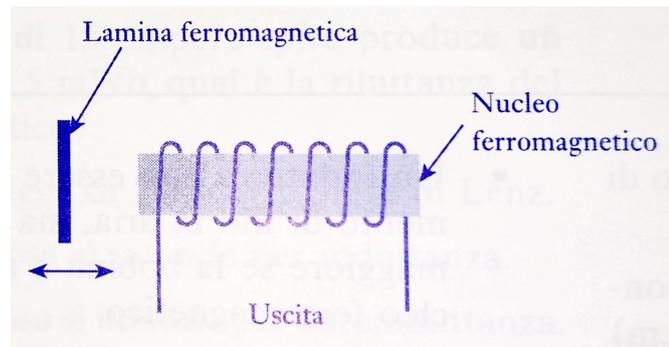


Figura 2.10: Un sensore induttivo di prossimità[26].

micromachining può risolvere il problema. In [13], si investiga la generazione e il rilevamento dell'ultrasuono, per il rilevamento della prossimità, usando strutture a membrana risonanti micromachined.

2.2.10 Sensori Magnetici

Un sensore di tipo magnetico crea un campo magnetico alternato, le cui variazioni forniscono informazioni sulla posizione dell'oggetto.

I sensori magnetici più semplici sono i microswitch reed o gli interruttori ad effetto Hall. Comunque, i sensori più comunemente usati in robotica sono basati sul principio di induzione elettromagnetica, enfatizzando la generazione di corrente parassita. Il principio base consiste nella creazione di un campo magnetico usando avvolgimenti appropriati intorno a un nucleo con alta permeabilità e un oscillatore con una frequenza di eccitazione alta abbastanza per minimizzare la penetrazione del campo nel materiale conduttivo. I problemi principali con i sensori magnetici sono i loro grandi rapporti dimensioni/distanza e la difficoltà nel fornire misure di distanza affidabili in ambienti con campi magnetici variabili.

2.2.11 Radar a onde millimetriche (mmWave)

Partendo dagli stessi principi di base dell'ecolocalizzazione, ma sfruttando le onde elettromagnetiche a frequenza ultra alta, le tecnologie mmWave si stanno sviluppando rapidamente. Già ampiamente utilizzato nelle applicazioni automobilistiche, ad esempio per il rilevamento dei punti ciechi, il controllo di crociera adattivo e la frenata di emergenza, il radar mmWave è sempre più diffuso in applicazioni industriali e commerciali. I sensori mmWave sono ora notevolmente più semplici da adottare grazie all'elevato livello di integrazione funzionale che raggruppa più canali di ricezione e trasmissione, orientamento del fascio, accurati generatori di



Figura 2.11: Il compatto sensore a tempo di volo STM VL53L5 misura $6,4 \text{ mm} \times 3,0 \text{ mm} \times 1,5 \text{ mm}$ (fonte STMicroelectronics) [19].

impulsi chirp, DSP, tracciatura degli oggetti e capacità di classificazione, il tutto in un unico SoC.

Tra le applicazioni non automobilistiche dei sensori mmWave per il rilevamento di distanza e prossimità troviamo l'analisi dell'occupazione delle stanze, il monitoraggio del livello dei fluidi e l'illuminazione stradale intelligente.

Il funzionamento dei radar mmWave è più affidabile rispetto ad altri metodi di rilevamento della prossimità, ad esempio quello a ultrasuoni. Polvere, temperatura e variazioni di pressione non hanno conseguenze sulla precisione delle misurazioni dei sensori mmWave[19].

2.2.12 LiDAR / Rilevamento di distanza e prossimità basato su laser

Un altro metodo di rilevamento della distanza e della prossimità utilizzato nelle applicazioni automobilistiche è il LiDAR (Light Detection And Ranging). Sfruttando lo spettro non visibile a occhio umano, infrarosso o ultravioletto, un laser emette impulsi luminosi. Come in altri metodi di ecolocalizzazione, la distanza è calcolata in base al tempo trascorso tra l'emissione e il ritorno degli impulsi riflessi sul bersaglio. La tecnologia LiDAR tollera le variazioni di luce, vento, polvere e acqua. I sensori LiDAR sono di solito disponibili come moduli integrati completi.

I rilevamenti tramite drone e l'evitare gli ostacoli sono tra i casi d'uso più comuni dei sensori LiDAR. Parcheggi smart e rilevamento della prossimità per cobot industriali sono un altro esempio.

Un sensore di prossimità a infrarossi basato su laser e più compatto è il sensore a tempo di volo in Figura 2.11.

I sistemi di automazione degli edifici quali i sistemi di misurazione dell'occupazione delle stanze e l'illuminazione intelligente sono due tra le principali applicazioni

commerciali. Le applicazioni industriali includono la misurazione del livello di liquido nei serbatoi e il tracciamento dei gesti umani per i cobot[19].

2.3 Il Metodo del Time-of-Flight (ToF)

Per la sua semplicità di impiego, si fa uso del metodo dell'impulso-eco per la misura della distanza dagli ostacoli o del pavimento (nel caso specifico del sensore anti caduta, alias *Cliff*). Si tratta certamente di un metodo di misura indiretto, poiché prevede che la distanza sia espressa tramite la misura di un'altra grandezza ad essa legata: in questo caso, è il tempo di ritorno di un'onda emessa, che viene riflessa da un ostacolo e quindi ritorna per essere ricevuta da un ricevitore (Figura 2.12(a)), che in molti casi può coincidere con lo stesso emettitore, come nel caso di alcuni trasduttori (piezoelettrici) o di antenne radar. Nonostante le differenti tipologie di onde che possono essere impiegate (acustiche o elettromagnetiche), il principio di funzionamento è sempre lo stesso.

L'impulso può essere sia non modulato, che un treno modulato di impulsi (Figura 2.12(b)), o forme speciali[2]. La Tabella 2.1 elenca le principali proprietà dei tre tipi preferiti di onde, usate per la misura tramite il tempo di volo.

Principio	Velocità dell'onda	Frequenza media della portante	Lunghezza d'onda	Tempo medio del treno di impulsi
Ultrasuono	340 m s^{-1}	50 kHz	7 mm	1 ms
Radar	300000 km s^{-1}	10 GHz	3 cm	1 ns
Laser	300000 km s^{-1}	300 THz	$1 \mu\text{m}$	1 ns

Tabella 2.1: Proprietà dei tipi di onda per la misura tramite tempo di volo[2].

2.3.1 Ultrasuoni

Gli ultrasuoni sono onde acustiche longitudinali con frequenze al di sopra dei 20 kHz. Per la loro natura meccanica, necessitano di un mezzo tramite cui propagarsi (non possono propagarsi nel vuoto). Il suono si propaga nell'aria con una velocità di circa 340 ms^{-1} , ma questo valore è fortemente dipendente dalla temperatura e dalla composizione del mix atmosferico, nonché dalla sua pressione (come verrà visto più avanti).

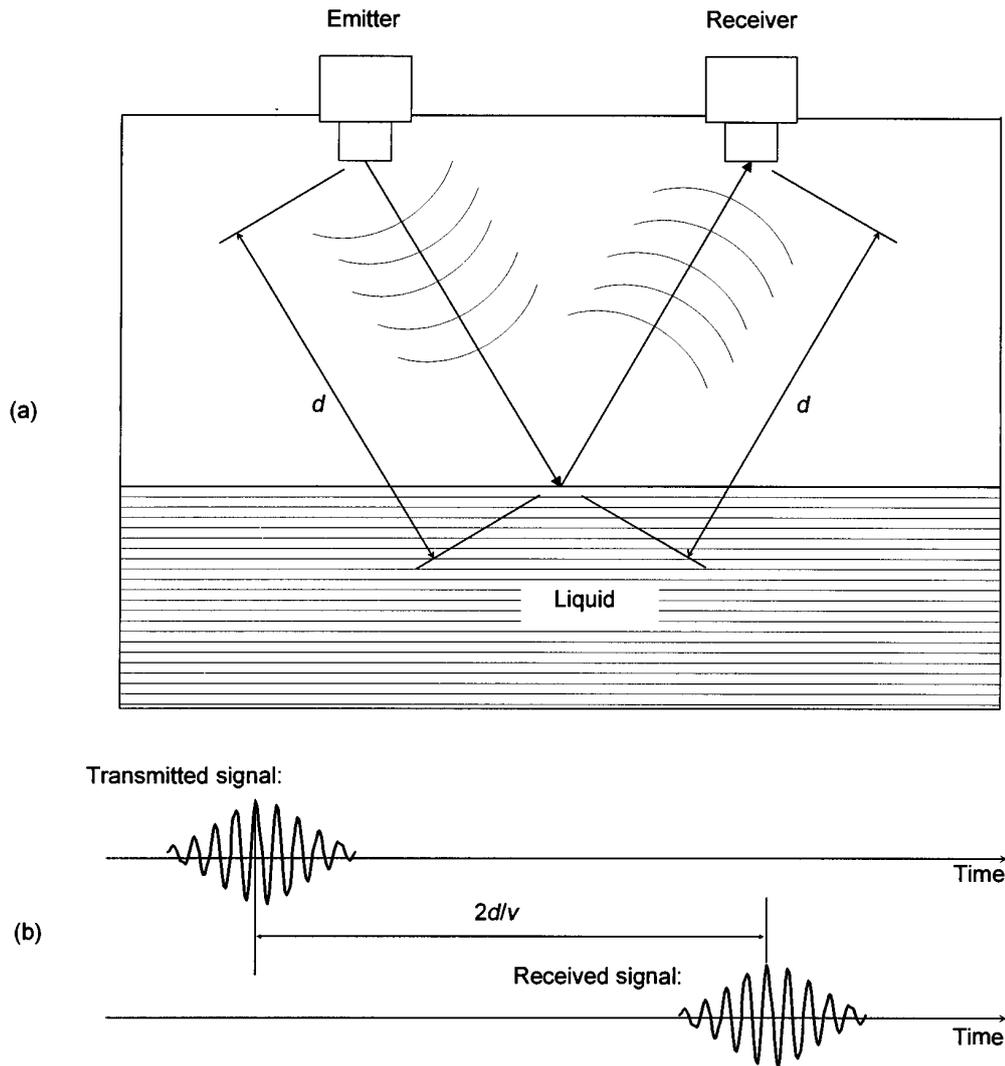


Figura 2.12: Rappresentazione della misura tramite il tempo di volo. L'emettitore invia un'onda (ultrasonica o elettromagnetica) nell'atmosfera, che si propaga verso il liquido (in figura, in questo caso). La sua superficie riflette l'onda e un sensore la riceve. (b) A causa della velocità di propagazione v , si misura il ritardo temporale tra l'emissione e la ricezione del segnale. Questo esempio è specifico per un treno modulato di impulsi. La scala temporale è arbitraria[2].

2.3.2 Microonde

Le microonde sono in genere indicate come quelle onde elettromagnetiche la cui frequenza è al di sopra di 2 GHz e la cui lunghezza d'onda è meno di 15 cm. Per motivi tecnici, la frequenza delle microonde impiegate arriva ad un massimo di

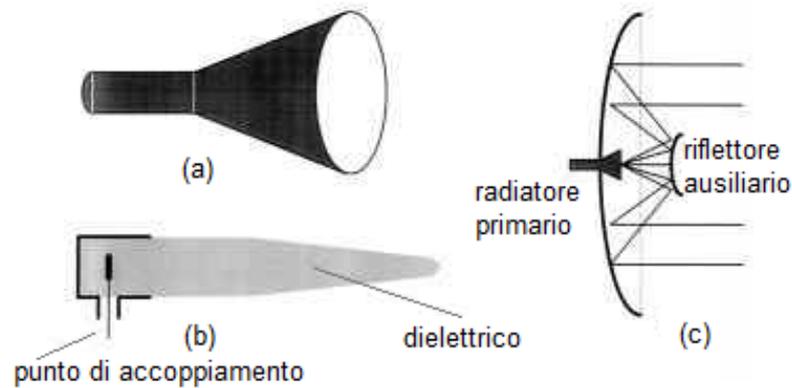


Figura 2.13: Forme di antenna usate nelle strumentazioni radar: (a) antenna a tromba conica, (b) antenna con bipolo, e (c) specchio parabolico con una piccola antenna come emettitore primario e un riflettore ausiliario in grado di dare un angolo molto piccolo al fascio (cosiddetto modello Cassegrain) [2].

120 GHz; in pratica, si preferisce la banda X, ossia il range attorno ai 10 GHz.

Le misurazioni tramite microonde sfruttano spesso il principio del RADAR. Con questo termine si indica invece un metodo tramite cui delle onde elettromagnetiche corte sono usate per rilevare oggetti distanti e determinarne posizione e movimento. In Figura 2.13 sono mostrate le antenne preferite per l'emissione delle onde incidenti per questo metodo.

Tali antenne di emissione sono spesso accoppiate a un sensore compatto, come in Figura 2.14.

2.3.3 Laser/Luce

Laser e diodi emettitori di luce (LED) producono onde elettromagnetiche dalla lunghezza d'onda molto corta (meno di $2\ \mu\text{m}$), che può essere usata anch'essa per misure di tipo Time-of-Flight, al pari dei metodi con le microonde. I segnali laser preferiti sono:

1. impulsi brevi dalla durata inferiore a 1 ns;
2. laser con intensità modulata a frequenza di alcuni megahertz.

I sistemi laser sono molto precisi e riescono a raggiungere un'accuratezza al di sotto del millimetro. Tuttavia, questo tipo di sistema presenta degli svantaggi all'atto pratico, tra cui:

1. Funziona come fa il tuo occhio per vedere la superficie del prodotto e di conseguenza fallisce se polvere, fumo, etc. sono presenti;



Figura 2.14: Design di un sistema radar compatto di tipo industriale. Il convertitore al di sopra della flangia include tutta la circuiteria a microonde, gli stadi di processamento del segnale, il controllo a microprocessore, display, alimentatore, e segnali di uscita [2][27].

2. è sensibile allo sporco sui sensori ottici; e
3. l'attrezzatura è costosa.[2]

2.4 La misura della distanza con gli Ultrasuoni

L'ultrasuono è un'onda acustica la cui frequenza è al di sopra del limite massimo udibile dall'uomo (pari a 20 kHz). Il modo più semplice di impiego degli ultrasuoni come strumento di misura è la tecnica del *Time-of-Flight* (ossia del tempo di volo) e il metodo impulso-eco ne è un esempio, il quale prevede che un impulso sia trasmesso in un mezzo e riflesso totalmente o in parte quando incontra un altro mezzo. Così, dalla misura del tempo passato dall'emissione dell'impulso alla sua ricezione, si stima la distanza percorsa dall'onda. La misura di questo intervallo temporale dipenderà, ovviamente, sia dalla distanza che dalla velocità del

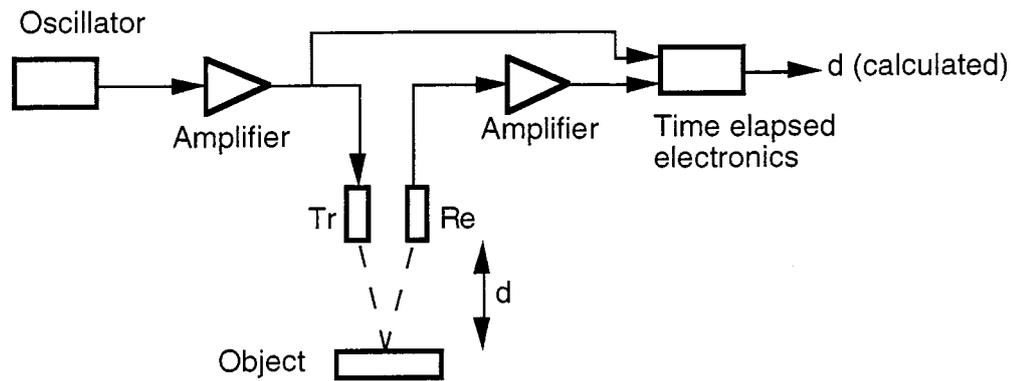


Figura 2.15: Principio del sistema impulso-eco per la misura della distanza (Tr = trasmettitore, Re = ricevitore)[2].

suono (come si vedrà più avanti, essa è tutt'altro che costante, sebbene in talune circostanze possa essere assunta come tale). Riassumendo, se si indica con v la velocità dell'onda emessa e con Δt il tempo trascorso tra l'emissione dell'impulso e il ritorno del suo eco, la distanza dell'ostacolo che ne ha causato la riflessione è

$$d = \frac{v\Delta t}{2}$$

La figura seguente (Figura 2.15) illustra la struttura di un sistema impulso-eco. Per chiarezza, sebbene possano coincidere con lo stesso dispositivo, il trasmettitore (Tr) e il ricevitore (Re) sono rappresentati separati per maggiore chiarezza. L'oscillatore genera un segnale elettrico con una frequenza tipica di 40 kHz. Questo segnale elettrico è trasformato in vibrazioni meccaniche alla stessa frequenza nel trasmettitore. Queste vibrazioni generano onde sonore che sono riflesse dall'oggetto. L'eco del suono riflesso crea un segnale elettrico nel ricevitore. Per misure precise, la velocità del suono è un parametro cruciale. Un valore tipico in aria a pressione di 1 atm e a temperatura ambiente è di 343 ms^{-1} , ma la velocità del suono è influenzata dalla pressione atmosferica, dalla temperatura dell'aria, e dalla composizione chimica dell'aria (acqua, CO_2 , etc.). Come vantaggio, le onde ultrasoniche sono robuste contro altri disturbi come la luce, il fumo e le interferenze elettromagnetiche[2][28][7][29][30].

2.4.1 Tipi di Trasduttori a Ultrasuoni

1. Meccanico

Costituisce il tipo più semplice di trasduttore, impiegato come sirena, fino a circa 50 kHz, Funziona solo come trasmettitore.



Figura 2.16: Trasduttori ultrasonici: piezoelettrico (a sinistra) ed elettrostatico (a destra)[2].

2. Elettromagnetico

Questo tipo di trasduttore, impiegato in altoparlanti e microfoni, può essere usato per generare onde ultrasoniche, ma sono più adatti per le basse frequenze.

3. Piezoelettrico

Il trasduttore piezoelettrico (Figura 2.16, a sinistra) è più adatto per l'uso con gli ultrasuoni ed è anche piuttosto comune. Il suo funzionamento si basa su una proprietà dei cristalli piezoelettrici: essi cambiano dimensione quando sono sottoposti a un campo elettrico. Quando una tensione alternata è applicata su un materiale piezoelettrico, esso cambia le sue dimensioni alla stessa frequenza della tensione. Il trasduttore piezoelettrico può essere sia un trasmettitore che un ricevitore: quando un materiale piezoelettrico è forzato a vibrare con un impulso sonoro, genera una tensione. Alcuni cristalli naturali, come il quarzo, sono piezoelettrici. Le ceramiche possono essere polarizzate per diventare piezoelettriche; così anche alcuni polimeri come il PVDF (polivinilidenefluoruro). I polimeri sono adatti come trasduttori in aria poiché la loro impedenza acustica è bassa, rispetto agli altri materiali piezoelettrici standard[31][32][33].

4. Elettrostatico

Il trasduttore elettrostatico (Figura 2.16, a destra) è un condensatore piano con un piatto fisso e l'altro libero di vibrare come una membrana. Quando una tensione è applicata tra le due facce, le forze elettrostatiche tendono ad attirare o a respingere tra di loro le facce, a seconda della polarità della tensione. Questo trasduttore può essere usato sia come trasmettitore che come ricevitore[34].

5. Magnetostrittivo

Il trasduttore magnetostrittivo si basa sul fenomeno della magnetostrizione, che significa che le dimensioni di una barra ferromagnetica cambiano a causa di un campo magnetico applicato esternamente. Anche questo trasduttore può comportarsi sia da ricevitore che da trasmettitore.

2.4.2 Principi dei sistemi Time-of-Flight

Ci sono diverse tecniche per la misura della distanza mediante ultrasuoni[35][36][37][38].

Metodo impulso-eco

Quella descritta precedentemente (impulso-eco) è la più semplice. Di norma, questo metodo ha un basso rapporto segnale-rumore (SNR) a causa della piccola energia trasmessa per via della breve durata dell'impulso emesso. È possibile ricevere riflessioni multiple.

Metodo dell'angolo di fase

Nel metodo dell'angolo di fase, viene per l'appunto misurato l'angolo di fase tra un segnale trasmesso continuamente e quello continuamente ricevuto e viene utilizzato come misura della distanza. Il metodo è relativamente immune ai disturbi. Le riflessioni multiple non vengono ricevute in maniera significativa. Quando la distanza è più lunga di una lunghezza d'onda, la distanza deve essere misurata mediante un altro metodo.

Metodo della modulazione di frequenza

Il metodo di modulazione di frequenza usa segnali trasmessi che sono linearmente modulati in frequenza. Così, i segnali ricevuti sono una replica ritardata del segnale trasmesso a una frequenza emessa precedentemente. La differenza in frequenza dei due segnali è proporzionale al tempo di volo dell'onda sonora. Il metodo è robusto contro i segnali di disturbo, e le riflessioni multiple sono rilevabili.

Metodo della correlazione

Il metodo della correlazione determina la funzione di intercorrelazione tra i segnali trasmesso e ricevuto. Quando il segnale trasmesso è una sequenza casuale (come, ad esempio, un rumore bianco gaussiano), la funzione di correlazione incrociata stima la risposta all'impulso del sistema, che, a turno, è un buon indicatore di tutti i possibili ritardi temporali. Questo metodo è robusto contro i disturbi e le riflessioni multiple sono rilevabili.

La Tabella 2.2 illustra brevemente alcuni vantaggi e svantaggi dei metodi appena descritti.

Metodo	Principale vantaggio	Principale svantaggio
Impulso-eco	Semplice	Basso rapporto segnale/rumore
Angolo di fase	Piuttosto insensibile ai disturbi	Non può essere usato direttamente per distanze più lunghe della lunghezza d'onda dell'ultrasuono
Modulazione di frequenza	Robusto contro i disturbi; riflessioni multiple rilevabili	Può dare risultati ambigui; le misure su distanze corte e lunghe possono restituire lo stesso risultato (come per il metodo dell'angolo di fase)
Correlazione	Molto robusto contro i disturbi	Richiedono relativamente tanto hardware e/o calcoli

Tabella 2.2: Riepilogo delle caratteristiche salienti dei metodi di impiego degli ultrasuoni per la misurazione della distanza[2].

Parte II

Design

Capitolo 3

Sensori: Il Sonar

3.1 I Trasduttori

3.1.1 Criteri di scelta

Oltre alla disponibilità sul mercato dei possibili trasduttori per il progetto, fattore che ha influenzato non poco la scelta, si è cercato di trovare dei componenti che avessero una caratteristica di direttività (per il Trasmettitore) e sensibilità (per il Ricevitore) tale da ottenere un FoV la cui apertura fosse di 30° . Sebbene più resistenti a fattori ambientali, i trasduttori di tipo incapsulato sono stati da subito scartati per via dell'estensione degli imponenti lobi laterali, che avrebbero determinato rilevamenti di ostacoli indesiderati o imprevedibili. Al contrario, i Trasduttori di tipo aperto hanno in genere un lobo frontale la cui ampiezza si traduce nell'estensione dell'unico campo di visione.

La scelta di un angolo di 30° non è casuale, ma è data da un compromesso tra diverse necessità:

- si deve coprire la massima area possibile
- un FoV troppo ampio si traduce in una scarsa risoluzione, poiché è difficile capire in quale porzione dello spazio si trova l'ostacolo
- un FoV troppo ampio fa sì che anche la presenza del pavimento o del soffitto determinino un evento di rilevamento indesiderato entro la massima portata del sistema

Così, imponendo una portata massima per il MiDAR di 4,5 m, con un compromesso tra le tre considerazioni appena fatte, si sceglie di cercare dei Trasduttori con 30° di apertura e che, ovviamente, abbiano la stessa frequenza operativa (ovvero che la risposta in frequenza sia massima nello stesso punto o quasi).

3.1.2 Caratteristiche



Figura 3.1: La coppia di Trasduttori Trasmittitore-Ricevitore 500MB120[39].

Dalla ricerca effettuata si trova una coppia di Trasduttori (500MB120, di marca Pro-Wave) che include nello stesso “package” sia il Trasmittitore che il Ricevitore. La direttività di questi elementi (rappresentata dal grafico in Figura 3.2) è data dal punto a -6 dB sul diagramma polare, essendo data dal prodotto di quella del Trasmittitore per la sensibilità del Ricevitore.

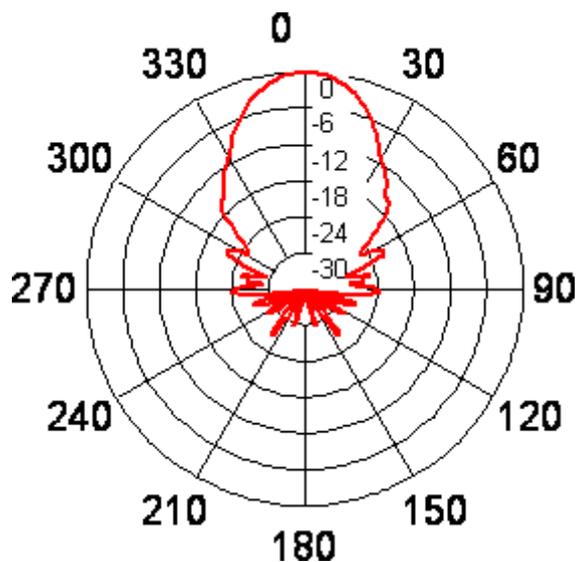


Figura 3.2: Direttività della coppia di Trasduttori selezionati.

3.2 Il Trasmittitore

Sapendo che la tensione massima di pilotaggio del trasduttore TX ammonta a $20 V_{RMS}$, si sfrutta la capacità di un Ricetrasmittitore RS232 di generare una

tensione vicina al limite, partendo dall'alimentazione a 5 V e sfruttando delle pompe di carica. Il componente selezionato (U4. Lo schema di riferimento è in Figura 3.3) è il MAX222, che racchiude nel proprio package il circuito di potenza, una coppia di trasmettitori seriali (che saranno usati per pilotare il Trasduttore TX) e altrettanti ricevitori seriali (che non saranno utilizzati e, pertanto, lasciati disconnessi, perché i rispettivi ingressi sono già internamente polarizzati tramite resistenze di pull-up).

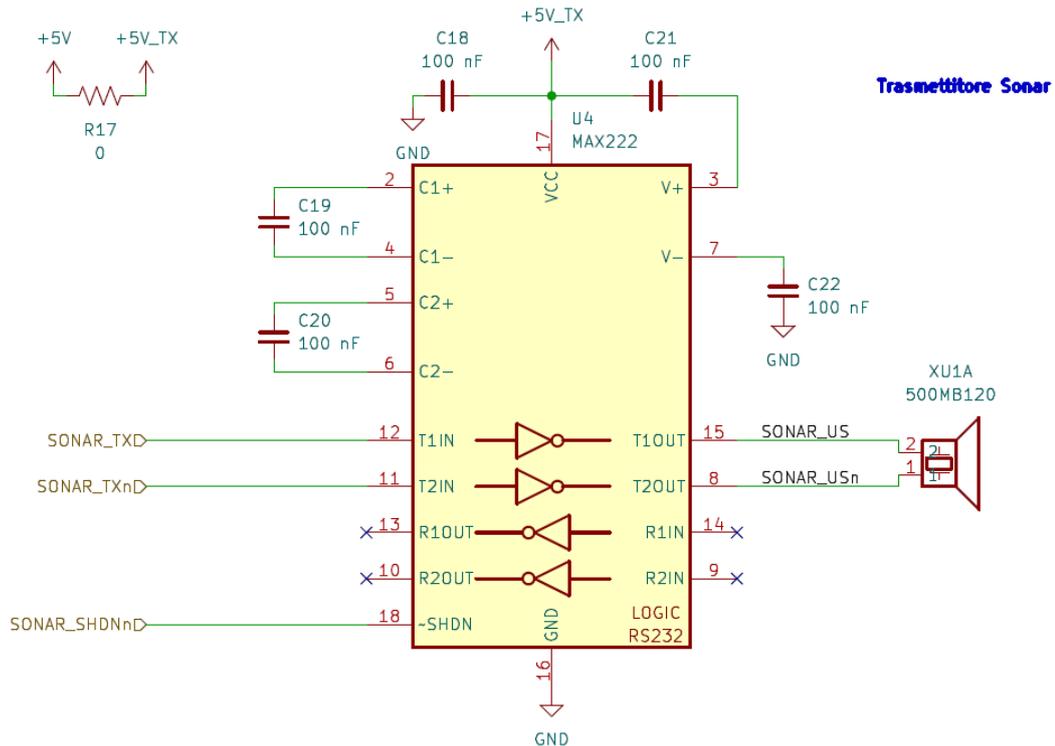


Figura 3.3: Trasmettitore del Sonar.

Il motivo principale della scelta di questo integrato risiede nel fatto di presentare un terminale ($\overline{\text{SHDN}}$) che consente di metterlo in modalità a basso consumo energetico (*Shutdown*), ossia con i circuiti di pompa di carica e i ricevitori spenti e le uscite dei driver ad alta impedenza. Si dovrà, però, tenere presente che, qualora messo in questa modalità, il circuito richiede un tempo pari a circa $250 \mu\text{s}$ per riportare le pompe di carica a regime e pilotare efficientemente il Trasduttore di trasmissione del Sonar (Figura 3.4).

I valori delle capacità esterne (C18-C22) sono tutti fissati dal datasheet[40] del componente e pari a 100 nF.

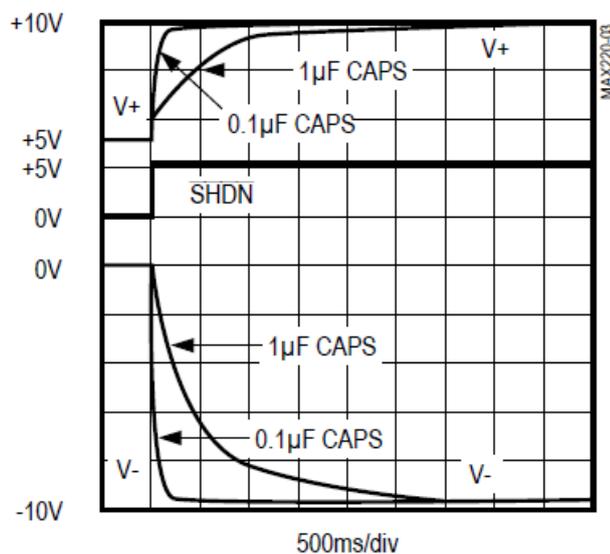


Figura 3.4: Tempo di uscita dallo Shutdown per il MAX222[40].

3.3 Il Ricevitore

La parte di circuito che si occupa della ricezione dell'onda ultrasonica di ritorno verso il MiDAR si compone fondamentalmente di tre stadi:

1. Filtro passa-alto e Amplificatore
2. Filtro attivo passa-banda
3. Comparatore

A questi si aggiungono altri circuiti di polarizzazione (come un generatore di Tensione di Riferimento per sopperire alla mancanza di una tensione di alimentazione di tipo duale) e accoppiamento in AC (necessari a bloccare la componente continua verso il Trasduttore XU1B o verso lo stadio finale di amplificazione). Nel seguito saranno tutte trattate singolarmente.

3.3.1 Condizionamento

Il circuito di condizionamento del segnale ricevuto dal Sonar si compone di due filtri attivi che fungono anche da amplificatori di segnale. Per entrambi sono stati applicati accorgimenti che consentano di aggiungere elementi passivi in serie o in parallelo a quelli già ottenuti in fase di progetto, per correggere o migliorare il funzionamento del circuito (essi sono quelli il cui valore figura come "DNM" nello schema dello stadio Ricevitore, in Figura 3.5).

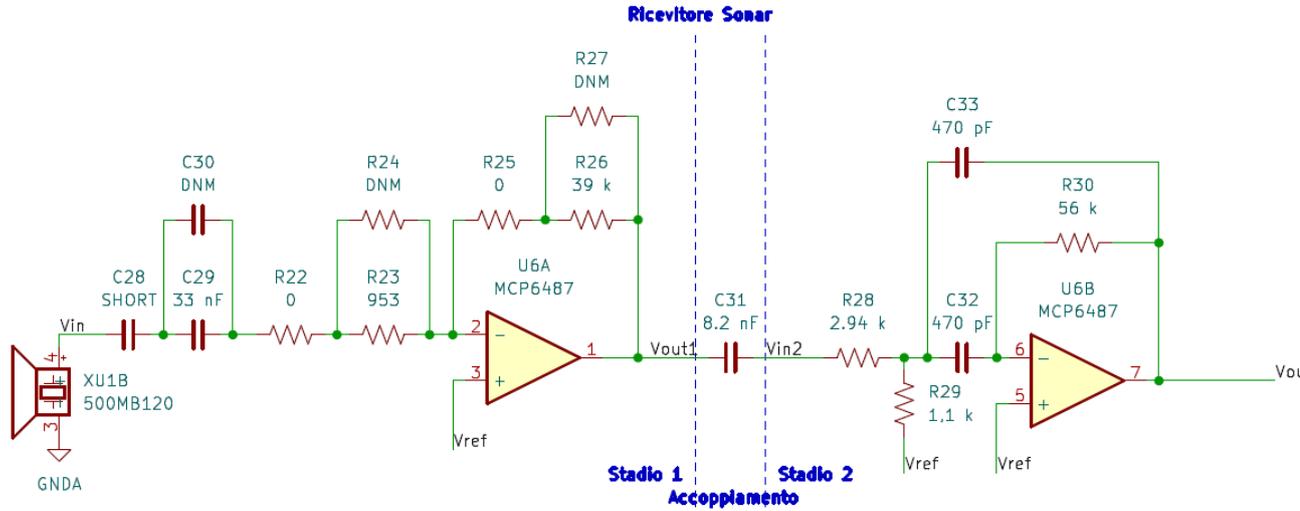


Figura 3.5: Stadio Ricevitore del Sonar e circuiti di Condizionamento: filtri attivi che amplificano il segnale generato dal Trasduttore ricevente.

Un passo necessario per il progetto del Sonar è il calcolo della tensione generata dal Trasduttore ricevente l'onda sonora di ritorno, la cui entità può essere utile a discriminare un'onda che rimbalza su qualcosa (anche al limite del FoV) da una di riverbero o da rumore di origine elettrica o acustica.

Poiché il sistema lavora alla frequenza

$$f = 50 \text{ kHz}$$

con un minimo di livello di pressione sonora trasmessa[39] pari a

$$SPL_{TX, min} = 113 \text{ dB}$$

con riferimento alle condizioni di riferimento date dal datasheet del Trasduttore scelto[39]

$$P_{TX, ref} = 0,0002 \mu\text{bar}$$

$$V_{TX, ref} = 10 V_{RMS}$$

$$d_{TX, ref} = 30 \text{ cm}$$

Dal grafico di modulo e fase dell'impedenza[39], alla frequenza di lavoro, si trovano

$$|Z_{TX}| = 900 \Omega$$

$$\angle Z_{TX} = -15^\circ$$

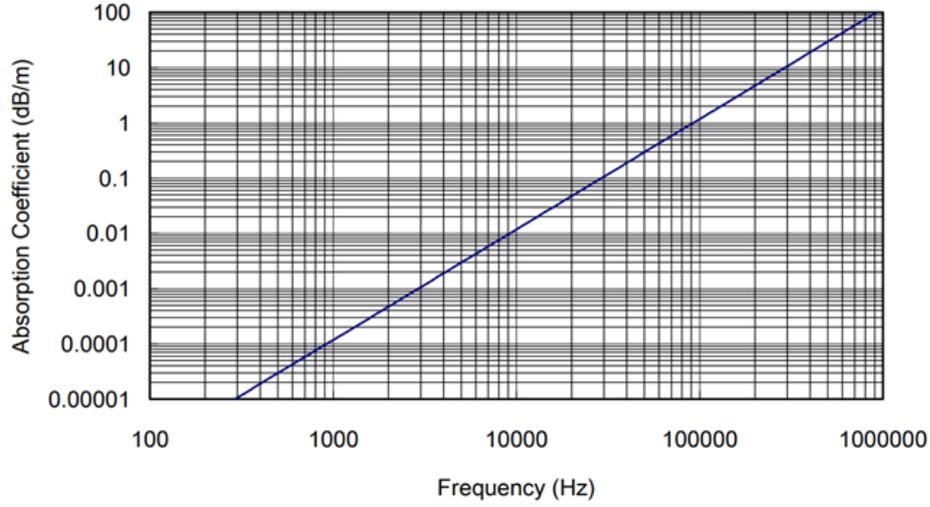


Figura 3.6: Coefficiente di assorbimento dell'onda acustica in funzione della frequenza[41].

Si valuta dapprima la distanza percorsa dall'onda sonora dal Trasmittitore al Ricevitore. Volendo ottenere un range ragionevole di rilevamento, si sceglie di ottenere una distanza massima del possibile ostacolopari a $R_{max} = 4,5$ m. Così, la distanza emettitore-ricevitore percorsa sarà

$$L = 2R_{max} = 9 \text{ m}$$

Il guadagno di SPL nel Trasmittitore (in decibel), dovuto alla tensione di pilotaggio dello stesso è dato da

$$SPL_{TX} = 20 \log \left(\frac{V_{TX}}{V_{TX,ref}} \right) = 6,02dB \quad (3.1)$$

Si calcola la riduzione di SPL dovuta alla distanza percorsa dall'onda di pressione:

$$\Delta SPL_L = 20 \log \left(\frac{d_{TX,ref}}{L} \right) = -30,46 \text{ dB} \quad (3.2)$$

Dalla caratteristica in Figura 3.6, si ricava il coefficiente d'assorbimento del suono da parte dell'aria alla frequenza di lavoro[41]:

$$\frac{\log \alpha - \log (0,00001 \text{ dB/m})}{\log (100 \text{ dB/m}) - \log (0,00001 \text{ dB/m})} = \frac{\log f - \log (300 \text{ Hz})}{\log (900 \text{ kHz}) - \log (300 \text{ Hz})}$$

da cui

$$\alpha = 10 \frac{\log\left(\frac{f}{300 \text{ Hz}}\right) \cdot \log\left(\frac{100 \text{ dB/m}}{0,00001 \text{ dB/m}}\right)}{\log\left(\frac{900 \text{ kHz}}{300 \text{ Hz}}\right)} + \log(0,00001 \text{ dB/m}) \quad (3.3)$$

$$= 0,2971 \text{ dB/m} \quad (3.4)$$

Di conseguenza, l'assorbimento dell'onda sonora risulta essere

$$\Delta SPL_\alpha = \alpha L = -30,46 \text{ dB} \quad (3.5)$$

Il SPL alla distanza L , che sarebbe quello che viene poi ricevuto diventa, tenendo conto dell'ampiezza degli angoli con cui l'onda viene emessa (θ_{TX}) e ricevuta θ_{RX} ,

$$SPL_{RX} = SPL_{TX, min} + G_{SPL, TX} + \Delta SPL_{\theta_{TX}} + \Delta SPL_L - \Delta SPL_\alpha + \Delta S_{\theta_{RX}} \quad (3.6)$$

Nel caso in questione, volendo avere un FoV di ampiezza 30° , le attenuazioni $\Delta SPL_{\theta_{TX}} = \Delta S_{\theta_{RX}} = -3 \text{ dB}$ sono quelle che corrispondono a un'apertura complessiva del FoV pari a $2\theta = 30^\circ$. Convertendo il SPL in unità μbar si ha

$$\begin{aligned} SPL_{RX} &= 20 \log\left(\frac{P_{SPL, RX}}{P_{TX, ref}}\right) \\ &\downarrow \\ P_{SPL, RX} &= P_{TX, ref} \cdot 10^{\frac{SPL_{RX}}{20}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Infine si ricava il contributo della sensibilità del Ricevitore:

$$\begin{aligned} S_{RX, min} &= 20 \log\left(\frac{S_{RX}}{S_{RX, ref}}\right) \\ &\downarrow \\ S_{RX} &= S_{RX, ref} \cdot 10^{\frac{S_{RX, min}}{20}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Così, la tensione generata dal trasduttore ricevente è

$$V_{RX} = S_{RX} P_{SPL, RX} \quad (3.9)$$

I valori notevoli di V_{RX} sono quelli riportati nella Tabella 3.1.

Il guadagno che il complesso di Condizionamento deve avere è dettato dalla tensione con cui dovrà confrontarsi il segnale amplificato (V_{th}):

$$\begin{aligned} |A_{V, req}| &= \frac{V_{th} - V_{ref}}{V_{RX, min}} = 333,02 \\ |A_{V, req}|_{dB} &= 20 \log A_{V, req} = 50,45 \text{ dB} \end{aligned}$$

V_{RX}	2θ	Commento
4,793 mV	0°	Onda emessa e ricevuta al centro del FoV
2,402 mV	30°	Onda emessa e ricevuta al bordo del FoV

Tabella 3.1: Valori assunti dalla tensione generata dal Trasduttore ricevente in diverse situazioni di ricezione.

Primo Stadio

Ponendo il trasduttore di ricezione (XU1B) riferito a GNDA (il ground analogico del circuito), si ottiene un segnale che sarà ovviamente bipolare (ovvero oscillante tra tensioni positive e negative, con valore in continua nullo). Questa tensione (V_{in}) è applicata a un condensatore di blocco per la corrente continua (C29), in modo da proteggere il piezoelettrico da una polarizzazione in CC. R23 agisce da carico per il trasduttore che opera a una data frequenza e il suo valore ($953\ \Omega$) è fornito dalle specifiche del particolare trasduttore impiegato[[datasheetSonar](#)]. Assieme a C29, essa costituisce un filtro passa-alto la cui frequenza di taglio contribuisce alla definizione del valore del condensatore. Dalla frequenza di taglio $f_{L1,des} = 5\text{ kHz}$ si sceglie volutamente bassa rispetto a quella operativa del Sonar in modo tale da avere gli zeri introdotti dai due stadi di filtro ben distinti.

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi R_{23} C_{29}} \quad (3.10)$$

$$\downarrow$$

$$C_{29,req} = \frac{1}{2\pi R_{23} f_{L1,des}} = 33,40\text{ nF}$$

Si sceglie il valore più prossimo: $C_{29} = 33\text{ nF}$, che secondo l'Equazione 3.10 determina una frequenza di taglio effettiva pari a $f_{L1,eff} = 5,06\text{ kHz}$.

Secondo Stadio

Il guadagno mancante affinché il segnale prodotto dal Ricevitore sia amplificato in modo da essere confrontabile con la soglia prescelta diventa una delle specifiche di progetto del Secondo Stadio di amplificazione:

$$A_{V2,req} = \frac{A_{V,req}}{A_{V1,eff}} = 8,138$$

Oltre al compito di amplificare, si vuole che questo circuito agisca anche da filtro. In particolare, da filtro passa-banda, centrato attorno alla frequenza di lavoro del Sonar e con banda (B) sufficientemente stretta da consentire l'amplificazione

del solo segnale di interesse. Si opta per un filtro a retroazioni multiple, poiché questo consente di regolare il fattore di merito (Q), il guadagno (A_V) e la frequenza centrale (f_m) indipendentemente[42].

I parametri caratteristici di questo tipo di filtro attivo sono riportati nelle seguenti equazioni:

$$f_m = \frac{1}{2\pi C_{32,33}} \sqrt{\frac{R_{28} + R_{29}}{R_{28}R_{30}R_{29}}} \quad (3.11)$$

$$A_V = -\frac{R_{30}}{2R_{28}} \quad (3.12)$$

$$Q = \pi f_m R_{30} C_{32,33} \quad (3.13)$$

$$B = \frac{1}{\pi R_{30} C_{32,33}} \quad (3.14)$$

Dalle precedenti espressioni, si può notare come banda passante e fattore di guadagno non dipendano da R_3 . Così, R_3 può essere usata per modificare la frequenza centrale senza compromettere la banda o il guadagno[42]. In questo modo, si ottiene un filtro estremamente flessibile.

Per il progetto di questo stadio, si è preferito fissare il valore delle capacità, dal momento che i resistori hanno una ben più vasta varietà di valori standard che consente di poterli scegliere con meno difficoltà. Per distanziare sufficientemente il polo e lo zero che si vanno ad introdurre con questo filtro, in modo tale da ottenere il guadagno desiderato ($A_{V2,req}$), si impone che la banda sia ampia almeno una decade: $B = 12$ kHz.

Con questo valore, si procede ad una prima analisi preliminare per ottenere un'indicazione dell'ordine di grandezza dei condensatori che sarebbero richiesti. Avendo già fissato l'ampiezza della banda passante B , imponendo un valore a R_{30} di $56 \text{ k}\Omega$ ¹, per avere il guadagno $|A_{V2,req}|$, invertendo l'Equazione 3.12 si ottiene un valore indicativo per R_{28} pari a

$$R_{28}^* = \frac{R_{30}}{2|A_{V2,req}|} = 3,441 \text{ k}\Omega$$

Procedendo con i calcoli, un valore indicativo per le capacità di C_{32} e C_{33} è ottenuto invertendo l'Equazione 3.14:

$$C_{32,33}^* = \frac{1}{\pi R_{30} B} = 473,7 \text{ pF} \simeq 470 \text{ pF}$$

¹“I valori dei resistori dovrebbero stare entro il range $1 \text{ k}\Omega \div 100 \text{ k}\Omega$. Il limite inferiore evita un eccessivo assorbimento di corrente dall'uscita dell'amplificatore operazionale”. Inoltre, “il limite superiore di $100 \text{ k}\Omega$ è per evitare un eccessivo rumore dovuto al resistore”[42].

Ora, avendo un'idea del valore delle capacità, è possibile condurre il progetto fissando il valore di $C_{32,33}$. Sul suo valore si fanno due ulteriori considerazioni:

- Il suo valore è piccolo abbastanza da non condizionare eccessivamente il funzionamento pratico del circuito, essendo il componente passivo con la tolleranza più elevata (pari al 5% per i componenti con dielettrico NPO a disposizione; i resistori sono molto più precisi, avendo una tolleranza dell'1%);
- La capacità è grande abbastanza da non essere confrontabile con le capacità parassite del circuito stampato che sarà realizzato.

[42] fornisce le equazioni di design delle resistenze dello Stadio, che in sostanza sono ottenute dalle Equazioni 3.11, 3.12, 3.13 e 3.14 e saranno usate nei calcoli che seguiranno. Tenendo conto della definizione del Fattore di Merito (o di Qualità) di un filtro,

$$Q = \frac{f_m}{B} \quad (3.15)$$

si ha che

$$R_{30,req} = \frac{Q}{\pi f_m C_{32,33}} = \frac{\frac{f_m}{B}}{\pi f_m C_{32,33}} = 56,438 \text{ k}\Omega \quad (3.16)$$

Per R_{30} si sceglie il valore di 56 k Ω . Proseguendo, si ha

$$R_{28,req} = \frac{R_{30}}{-2A_{V2,req}} = 3,441 \text{ k}\Omega \quad (3.17)$$

Per R_{28} si sceglie il valore di 2,94 k Ω . Scelti questi due valori, si calcola il guadagno effettivo dello stadio:

$$A_{V2,eff} = -\frac{R_{30}}{2R_{28}} = 9,524 \quad (3.18)$$

Infine,

$$R_{29,req} = \frac{-A_{V2,eff}R_{28}}{2Q^2 + A_{V2,eff}} = \frac{-A_{V2,eff}R_{28}}{2\left(\frac{f_m}{B}\right)^2 + A_{V2,eff}} = 1,111 \text{ k}\Omega \quad (3.19)$$

Per R_{29} si sceglie il valore di 1,1 k Ω .

Terminata la scelta di questi componenti, si riportano in Tabella 3.2 le prestazioni che ci si aspetta di ottenere dallo Stadio di filtro appena progettato (calcolate tramite le Equazioni 3.11-3.14).

Accoppiamento Stadio 1-Stadio 2

Per impedire alla componente continua della tensione d'uscita del Primo Stadio (pari a metà della tensione di alimentazione) di raggiungere e saturare il Secondo Stadio, si inserisce un condensatore di blocco per la CC (C_{31}). Il suo effetto è quello

Grandezza	Simbolo	Valore	Unità di misura
Frequenza centrale effettiva	$f_{m,eff}$	50,577	kHz
Fattore di Merito effettivo	Q_{eff}	4,182	
Banda passante effettiva	B_{eff}	12,094	kHz
Guadagno effettivo	$A_{V2,eff}$	9,524	

Tabella 3.2: Prestazioni del Secondo Stadio di condizionamento del Sonar (filtro attivo a retroazioni multiple).

di introdurre un'ulteriore zero nella funzione di trasferimento del sistema (di fatto è un filtro passa-alto vero e proprio, assieme alle resistenze R_{28} e R_{29}). Questo va posizionato in modo da non interferire con altri zeri e poli presenti nel sistema a valle (si prende una decade di distanza), così che siano chiaramente identificabili nelle future analisi e simulazioni gli effetti di ogni singolo Stadio. Si vuole, cioè, che

$$f_{L12} = \frac{f_{m,eff} - B_{eff}}{10} = 4,453 \text{ kHz}$$

Essendo

$$f_{L12} = \frac{1}{2\pi (R_{28} + R_{29}) C_{31}} \quad (3.20)$$

si ricava il valore richiesto per C_{31} :

$$C_{31,req} = \frac{1}{2\pi f_{L12} (R_{28} + R_{29})} = 8,847 \text{ nF} \quad (3.21)$$

e si prende il valore più prossimo: $C_{31} = 8,2 \text{ nF}$.

Con questa scelta, risulta una frequenza di taglio effettiva pari a

$$f_{L12,eff} = \frac{1}{2\pi (R_{28} + R_{29}) C_{31}} = 4,804 \text{ kHz}$$

Scelta degli Amplificatori Operazionali

“Il parametro più importante di un amplificatore operazionale per una corretta funzionalità del filtro è la frequenza a guadagno unitario. In generale, il guadagno ad anello aperto (AOL) dovrebbe essere 100 volte (40 dB al di sopra) il guadagno di picco (Q) di una sezione di filtro per permettere un massimo errore di guadagno dell'1%” [42] (Figura 3.7).

Come aggiunto, sempre in [42], “le seguenti equazioni sono delle buone regole pratiche per determinare la frequenza a guadagno unitario necessaria per un amplificatore operazionale per una sezione individuale di filtro”.

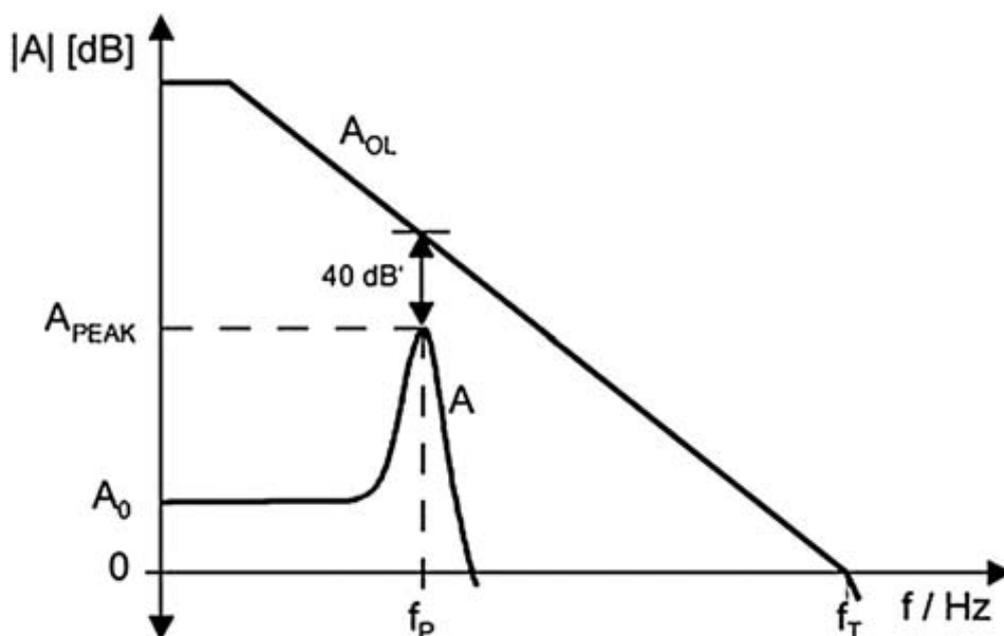


Figura 3.7: Guadagno ad anello aperto (A_{OL}) e risposta del filtro (A) [42].

1. Filtro del primo ordine:

$$f_T = 100 \cdot \text{Guadagno} \cdot f_c \quad (3.22)$$

2. Filtro del secondo ordine ($Q < 1$):

$$f_T = 100 \cdot \text{Guadagno} \cdot f_c \cdot k_i \text{ con } k_i = \frac{f_{ci}}{f_c} \quad (3.23)$$

3. Filtro del secondo ordine ($Q > 1$):

$$f_T = 100 \cdot \text{Guadagno} \cdot \frac{f_c}{a_i} \sqrt{\frac{Q_i^2 - 0,5}{Q_i^2 - 0,25}} \quad (3.24)$$

Di conseguenza, per il Primo Stadio (del primo ordine), si dovrebbe avere, dall'Equazione 3.22:

$$f_{T1, \min} = 100 A_{V1, \text{eff}} f_{L1, \text{eff}} = 20,71 \text{ MHz}$$

Invece, per il Secondo Stadio (secondo ordine, $Q > 1$), torna indispensabile conoscere il coefficiente a . Dalla definizione generale delle funzioni di trasferimento di un

filtra passabanda del secondo ordine, tale coefficiente è quello che moltiplica l'unità immaginaria complessa s nel denominatore:

$$A(s) = \frac{\frac{A_m}{Q} \cdot s}{1 + \frac{1}{Q} \cdot s + s^2} \quad (3.25)$$

Nel caso oggetto di studio:

$$A(s) = \frac{\frac{A_{V2,eff}}{Q_{eff}} \cdot s}{1 + \frac{1}{Q_{eff}} \cdot s + s^2} - \frac{\frac{R_{29}R_{30}}{R_{28}+R_{29}} C_{32,33} \omega_{m,eff} \cdot s}{1 + \frac{2R_{28}R_{29}}{R_{28}+R_{29}} C_{32,33} \omega_{m,eff} \cdot s + \frac{R_{28}R_{29}R_{30}}{R_{28}+R_{29}} C_{32,33}^2 \cdot \omega_{m,eff}^2 \cdot s^2}$$

$$\omega_m = 2\pi f_m \quad (3.26)$$

dall'Equazione 3.24:

$$\begin{aligned} f_{T2,min} &= 100 A_{V2,eff} \cdot \frac{f_{H2}}{a} \sqrt{\frac{Q_{eff}^2 - 0,5}{Q_{eff}^2 - 0,25}} = \\ &= 100 A_{V2,eff} \cdot \frac{f_{m,eff} + \frac{B_{eff}}{2}}{\frac{2R_{28}R_{29}}{R_{28}+R_{29}} C \omega_{m,eff}} \sqrt{\frac{Q_{eff}^2 - 0,5}{Q_{eff}^2 - 0,25}} = \\ &= 100 A_{V2,eff} \cdot \frac{f_{m,eff} + \frac{B_{eff}}{2}}{\frac{2R_{28}R_{29}}{R_{28}+R_{29}} C \cdot 2\pi f_{m,eff}} \sqrt{\frac{Q_{eff}^2 - 0,5}{Q_{eff}^2 - 0,25}} = \\ &= 223,882 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Infine, un altro importante parametro che contribuisce alla scelta dell'operazionale è lo Slew Rate (SR). Per una risposta adeguata dello stadio, anch'esso dovrebbe essere al di sopra di un certo valore dettato dalla frequenza di taglio del filtro e dall'ampiezza picco-picco del segnale in uscita da esso[42]:

$$SR = \pi \cdot V_{pp} \cdot f_C \quad (3.28)$$

Così, nel caso in questione, per il Primo Stadio dev'essere

$$SR_{1,min} = \pi \cdot V_{out1,pp} \cdot f_{L1,eff} = \pi \cdot A_{V1,eff} V_{RX,max} \cdot f_{L1,eff} = 292,7 \text{ mV}/\mu\text{s}$$

mentre, per il Secondo,

$$\begin{aligned} SR_{2,min} &= \pi \cdot V_{out2,pp,max} \cdot f_{H2} = \\ &= \pi \cdot A_{V1,eff} A_{V2,eff} \cdot 2V_{RX,max} \cdot \left(f_{m,eff} + \frac{B_{eff}}{2} \right) = \\ &= 31,190 \text{ V}/\mu\text{s} \end{aligned}$$

Nonostante questi vincoli sull'amplificatore operazionale, si è scelto il MCP6487 a causa di reperibilità sul mercato e prezzo ridotto. Nella consapevolezza delle sue prestazioni inferiori ai requisiti (Prodotto banda-guadagno tipico 10 MHz e Slew Rate tipico $20 \text{ V}/\mu\text{s}$), dalle simulazioni e dai test condotti è risultato comunque un valido componente. Pertanto, si è confermata la sua scelta per il progetto.

3.3.2 Tensione di Riferimento

La Tensione di Riferimento che compare negli schemi del Sonar è stata aggiunta come potenziale all'ingresso non invertente degli operazionali dei Filtri in modo tale da avere un segnale di uscita che fosse simmetrico rispetto a metà della tensione di alimentazione (5 V). Questa è ottenuta da un partitore di tensione resistivo (R20-R21), come mostrato in Figura 3.8.

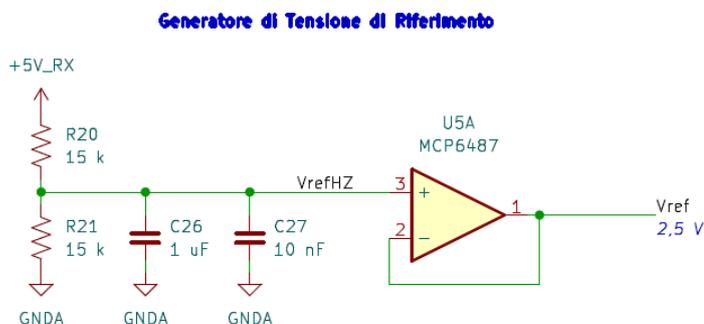


Figura 3.8: Il generatore di tensione di riferimento per il Condizionamento, costituito da un partitore di tensione resistivo seguito da un inseguitore di tensione.

I condensatori di bypass (C26 e C27) sono stati inseriti per rendere maggiormente stabile, ma soprattutto pulito, il segnale che viene replicato da U5A in configurazione inseguitore di tensione, che è poi quello che fornirà la tensione di riferimento agli stadi di filtro. Come op-amp, si assume uno dello stesso tipo di quello impiegato per il Condizionamento del Sonar (un MCP6487). Quindi, per la scelta dei valori delle resistenze, si assumono i dati caratteristici di questo particolare componente, tenendo anche conto dell'intervallo previsto della temperatura operativa del MiDAR ($-20^\circ\text{C} \div 70^\circ\text{C}$):

- Corrente di polarizzazione di ingresso: $I_{bias, MCP6487} = 19 \text{ pA}$
- Corrente di offset di ingresso: $I_{offset, MCP6487} = \pm 1 \text{ pA}$

Combinando insieme questi valori nel considerare la generica corrente entrante nell'ingresso dell'operazionale, si definisce, in generale,

$$I_{in,op-amp} = I_{bias} + \frac{I_{offset}}{2} \quad (3.29)$$

Così, nella scelta delle resistenze (R_{20} e R_{21}), si deve fare in modo che la corrente che fluisce in R_{32} sia molto più grande di quella entrante nell'operazionale, affinché l'effetto di carico di quest'ultimo non perturbi la tensione che si vuole replicare in uscita:

$$I_{R_{20}} \gg |I_{in,U5A}| = |I_{bias,U5A}| + \frac{|I_{offset,U5A}|}{2} \quad (3.30)$$

In tutti i casi, la corrente nel partitore deve soddisfare il vincolo di cui sopra (Equazione 3.30). Supponendo di avere per ogni grandezza la propria tolleranza,

$V_{CC} \pm \delta V_{CC} = 5V \pm 0,5V$ è la tensione di alimentazione principale fornita al MiDAR dall'esterno

$e_{r\%R_{20}} = 1\%$ è la tolleranza di R_{20}

$e_{r\%R_{21}} = 1\%$ è la tolleranza di R_{21}

si ha dunque, essendo $\delta R_{20} = \frac{e_{r\%R_{20}}}{100} R_{20}$ (e lo stesso dicasi di R_{21}),

$$\begin{aligned} I_{R_{20},min} &= \frac{V_{CC,min}}{R_{20,max} + R_{21,max}} = \\ &= \frac{V_{CC} - \delta V_{CC}}{(R_{20} + \delta R_{20}) + (R_{21} + \delta R_{21})} = \\ &= \frac{V_{CC} - \delta V_{CC}}{\left(R_{20} + \frac{e_{r\%R_{20}}}{100} R_{20}\right) + \left(R_{21} + \frac{e_{r\%R_{21}}}{100} R_{21}\right)} = \end{aligned}$$

Se si pone la stessa tolleranza per le due resistenze, $e_{r\%R_{20}} = e_{r\%R_{21}}$, si ottiene

$$I_{R_{20},min} = \frac{100}{100 + e_{r\%R_{20,21}}} \cdot \frac{V_{CC} - \delta V_{CC}}{R_{20} + R_{21}} \gg |I_{bias,U5A}| + \frac{|I_{offset,U5A}|}{2}$$

da cui il limite massimo alla somma $R_{20} + R_{21}$:

$$R_{20} + R_{21} \ll \frac{100}{100 + e_{r\%R_{20,21}}} \cdot \frac{V_{CC} - \delta V_{CC}}{|I_{bias,U5A}| + \frac{|I_{offset,U5A}|}{2}} \quad (3.31)$$

Quest'ultima relazione definisce, di fatto, l'ordine di grandezza di questi due componenti.

3.3.3 Comparatore

Avendo a disposizione ancora un amplificatore operazionale inutilizzato (U5B), contenuto nello stesso package di quello usato per il riferimento di tensione (si veda la sezione 3.3.2) e necessitando di un circuito che riconosca quando il segnale generato dal Ricevitore è ampio abbastanza da ritenerlo valido ai fini del rilevamento di un ostacolo (quindi, in sostanza, che lo compari con un valore di soglia), si è pensato di impiegare tale componente contenuto nel MCP6487 come comparatore. Affinché un op-amp possa essere usato a tale scopo, è doveroso fare alcune verifiche:

1. Considerare le non linearità della tensione di offset e della corrente di polarizzazione per la tensione di ingresso di modo comune. Grazie al loro elevato CMRR (rapporto di reiezione del modo comune), gli amplificatori operazionali sono in grado di riconoscere minime differenze tra i due ingressi. Tuttavia, nel caso di molti amplificatori a ingressi *rail-to-rail*, la tensione di offset di ingresso e la corrente di polarizzazione non sono lineari nell'intervallo di tensione di modo comune. Qualora dovesse presentarsi questa situazione, bisogna tenere in conto questa variazione di parametri nel progetto.
2. Diodi di protezione degli ingressi. Molti operazionali hanno circuiti di protezione degli ingressi e, quando la tensione differenziale supera un certo valore (determinato dalla caduta ai capi del diodo di protezione), il diodo entra in conduzione e l'input assorbe tutta la corrente disponibile (potenzialmente danneggiando lo stesso ingresso dell'amplificatore). Di conseguenza, bisogna assicurarsi che la sezione di ingresso dell'operazionale che si intende usare come comparatore sia compatibile con l'ampiezza dei segnali da confrontare o, altrimenti, che non vi siano diodi di protezione. "Gli amplificatori con input CMOS non hanno diodi di protezione ai loro ingressi, e le loro tensioni differenziali di ingresso possono oscillare *rail-to-rail*. Ma bisogna ricordarsi che, in certi casi, applicare un grande segnale differenziale in ingresso causa spostamenti significativi dei parametri dell'amplificatore"[43].
3. Recupero dalla saturazione. Tipicamente gli operazionali non sono progettati per lavorare in saturazione. Questo si riflette sui loro stadi di uscita, privi di circuiti che impediscano che vengano caricate le capacità di compensazione e parassite, con l'effetto di rendere difficoltosa l'uscita dallo stato di saturazione. A causa di ciò, il tempo necessario per uscire dalla saturazione è più lungo per un amplificatore (in taluni casi può anche non uscirne più) che per un comparatore.
4. Fare attenzione ai fattori che influenzano il tempo di transizione. La velocità è una delle cose che differenzia gli amplificatori dai comparatori. Il ritardo di propagazione è il tempo che un comparatore impiega per confrontare due

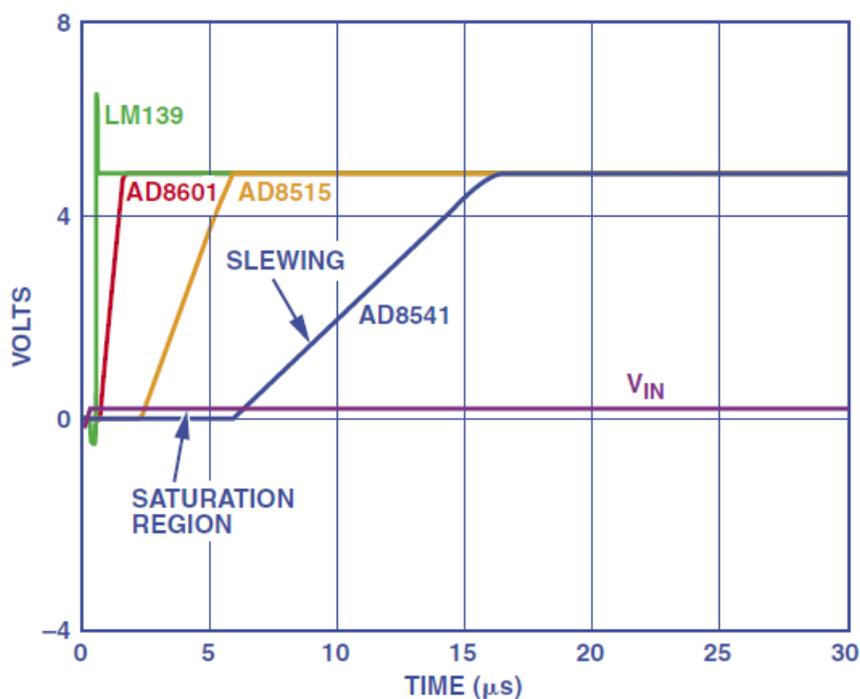


Figura 3.9: Confronto tra le risposte di un comparatore (LM139) e tre amplificatori operazionali (AD8601, AD8516 e AD8541) per un gradino positivo sull'ingresso non invertente e input invertente a ground.[43].

segnali in ingresso e avere in uscita un segnale che sia a metà tra i due livelli logici. A causa della saturazione e del minore slew rate, gli amplificatori sono tutti più lenti dei comparatori (un esempio di confronto tra la risposta di amplificatori e quella di un comparatore è mostrato in Figura 3.9. Tuttavia, potendo assorbire più corrente, gli amplificatori operazionali riescono a competere con i comparatori in termini di tempi di salita e discesa. Di conseguenza, si può arrivare ad ottenere delle prestazioni accettabili per il sistema in via di sviluppo al costo di un maggiore dispendio energetico, dato che, a parità di velocità ottenuta, un comparatore richiede meno corrente.

5. Considerare il modo di interfacciarsi con le logiche. A seconda del tipo di famiglia logica con cui si va ad interfacciare il circuito comparatore, si possono avere problemi relativi alle tensioni corrispondenti ai valori logici di uscita/ingresso. Può essere necessario introdurre dei circuiti intermedi di adattamento di livello qualora i valori di tensione non siano adatti.

Nel caso in questione, l'operazionale di tipo MCP6487 dimostra di prestarsi abbastanza bene perché, in riferimento all'elenco precedente:

1. La tensione di offset di ingresso resta pressoché costante per tensione di modo comune fino a 4,25 V (la caratteristica in questione per l'operazionale impiegato è mostrata in Figura 3.10).
2. Lo stadio di ingresso si basa su coppie differenziali CMOS, prive di diodi di protezione (sono presenti solo quelli per la protezione dalle ESD, che non perturbano il comportamento dell'operazionale in condizioni normali di funzionamento).
3. Sul tempo di uscita dalla saturazione non ci sono informazioni disponibili. Comunque sia, non si ritiene essere un elemento critico, considerato che il Comparatore deve fornire un singolo impulso a rilevamento avvenuto e che intercorre una certa quantità di tempo fino al rilevamento successivo, dovuto all'emissione di un ulteriore treno di impulsi da parte del Trasmettitore (nonché dal tempo di ritorno dell'onda), cioè non meno di 160 μ s.
4. Lo Slew Rate tipico del MCP6487 è di 20 V/ μ s[44]. Con questo valore, il componente si dimostra abbastanza valido nell'"inseguire" un segnale abbastanza rapido di provenienza dallo stadio di Condizionamento (motivo in più per averlo preferito al LM358B che si era pensato di impiegare in un primo progetto) e produrre in uscita un impulso che sia riconosciuto dal MCU come 1 logico, prima di dover ritornare a livello basso.
5. Come tensioni di livelli logici, inserito il MCP6487 nel circuito progettato, l'uscita dell'operazionale offre una tensione massima per lo 0 logico pari a 10 mV, mentre una tensione minima per l'1 logico di 4,99 V. Questi valori sono pienamente compatibili con le dinamiche di ingresso del Microcontrollore, se si considera che l'uscita del Comparatore è collegata a un pin che gode di compatibilità con segnali a 5 V e che le tensioni di soglia inferiore e superiore del MCU sono, rispettivamente, di $V_{IL,max} = 0,2V_{DD} = 0,66$ V e $V_{IH,min} = 2,145$ V, come riportato nel Datasheet[45].

Lo schema adottato per il circuito del Comparatore è mostrato in Figura 3.11.

Volendo dare più flessibilità al sistema, dotandolo di una tensione di soglia che sia programmabile a discrezione dell'utente o semplicemente che possa essere regolato in fase di taratura del MiDAR, si fa in modo di fissare la V_{TH} tramite il DAC integrato nel Microcontrollore, che perturba la tensione di uscita di un partitore di tensione alimentato a 5 V. Con il circuito in Figura 3.11, si possono derivare le seguenti equazioni di progetto che tengono conto anche delle non idealità dell'operazionale per trovare i valori dei componenti necessari:

$$V_{TH} = \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} (5 \text{ V} - V_{DAC}) \pm \overline{V_{off,U5}} - \frac{R_{31}R_{32}}{R_{31} + R_{32}} I_{in,U5B} + V_{DAC} \quad (3.32)$$

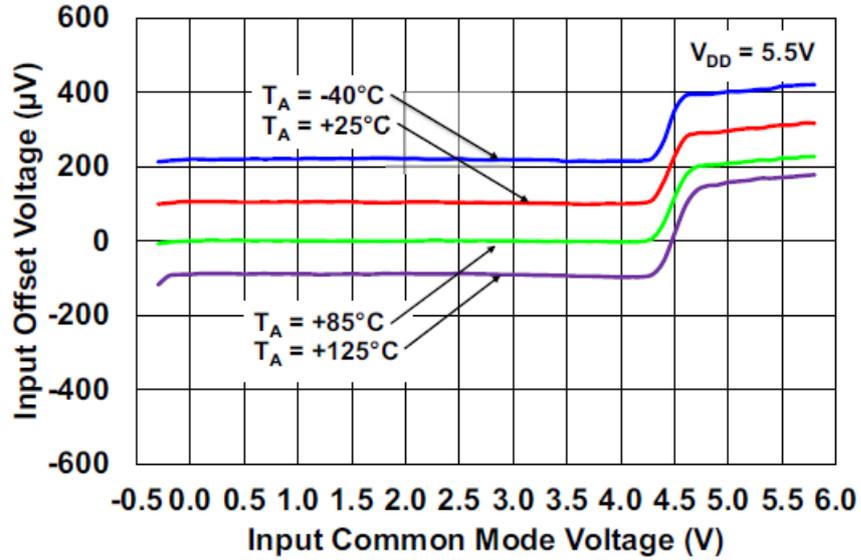


Figura 3.10: Tensione di offset di ingresso in funzione della tensione di ingresso di modo comune[44].

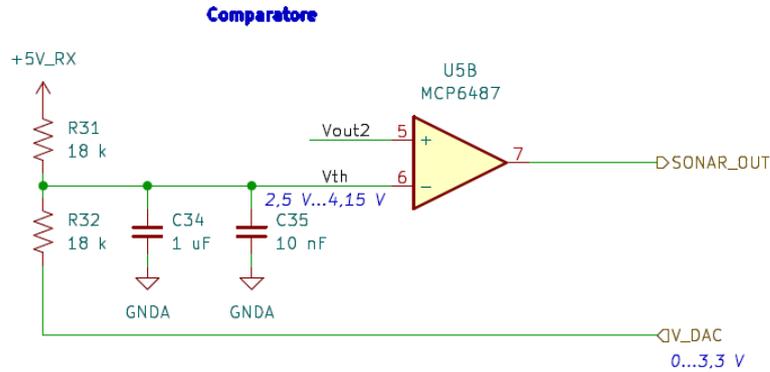


Figura 3.11: Il circuito Comparatore, la cui soglia è regolabile tramite il DAC integrato nel MCU, incaricato di riconoscere il rilevamento di un ostacolo nel segnale amplificato in uscita dal Condizionamento del Sonar.

La sua dinamica (dovuta all'intervallo di variazione di V_{DAC}) è

$$\begin{aligned}
 \Delta V_{TH} &= V_{TH,max} - V_{TH,min} = \\
 &= \left[\frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} (5V - V_{DAC,max}) - R_{31} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} I_{in,U5B} + V_{DAC,max} \right] + \\
 &- \left[\frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} (5V - V_{DAC,min}) - R_{31} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} I_{in,U5B} + V_{DAC,min} \right] = \\
 &= \frac{R_{32}}{R_{31} R_{32}} (V_{DAC,min} - V_{DAC,max} + V_{DAC,max} + V_{DAC,min}) \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

Da qui si deduce che l'ampiezza della dinamica ΔV_{TH} aumenta se il rapporto $\frac{R_{32}}{R_{31}+R_{32}}$ si riduce (è sempre < 1). Volendo, inoltre, che la tensione di soglia minima ($V_{TH,min}$) sia pari alla tensione di riferimento del Condizionamento (V_{Ref}), deve anche essere

$$\begin{aligned} V_{TH,min} &= \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} (5 \text{ V} - V_{DAC,min}) - R_{31} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} I_{in,U5B} + V_{DAC,min} = \\ &\simeq \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} (5 \text{ V} - V_{DAC,min}) + V_{DAC,min} = V_{Ref} \end{aligned}$$

da cui si risale al valore di $\frac{R_{32}}{R_{31}+R_{32}}$:

$$\begin{aligned} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} &\simeq \frac{V_{TH,min} - V_{DAC,min}}{5 \text{ V} - V_{DAC,min}} = \frac{V_{Ref} - V_{DAC,min}}{5 \text{ V} - V_{DAC,min}} \\ &= 0,5 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Assumendo questo valore per $\frac{R_{32}}{R_{31}+R_{32}}$, si ha che il valore centrale della dinamica di V_{TH} è

$$\begin{aligned} \overline{V_{TH}} &= \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} (5 \text{ V} - \overline{V_{DAC}}) - R_{31} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} I_{in,U5B} + \overline{V_{DAC}} = (3.35) \\ &\simeq \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \left(5 \text{ V} - \frac{2^{N_{DAC}-1}}{2^{N_{DAC}}} V_{DDA} \right) + \frac{2^{N_{DAC}-1}}{2^{N_{DAC}}} V_{DDA} = \\ &= \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} \left(5 \text{ V} - \frac{V_{DDA}}{2} \right) + \frac{V_{DDA}}{2} = \\ &= 3,325 \text{ V} \end{aligned}$$

Partendo dal circuito di generazione della tensione di soglia con il DAC in ingresso al Comparatore, si passa all'equivalente con le non idealità.

Nominalmente, R31 e R32 sono scelte in modo da far sì che la tensione di soglia risenta al minimo dell'effetto di carico ad opera dell'ingresso dell'operazionale e che la corrente in ingresso al DAC sia al di sotto del massimo consentito ($I_{DAC,max,datasheet} = 1 \text{ mA}$ [45]):

$$\begin{cases} I_{5V} = \frac{5V - V_{DAC}}{R_{31} + R_{32}} \\ I_{5V} \gg |I_{U5B,max}| \\ I_{5V} \ll |I_{DAC,max,datasheet}| \end{cases} \quad (3.36)$$

Supponendo di avere all'inizio di questa analisi

$V_{CC} \pm \delta V_{CC} = 5 \text{ V} \pm \delta 0,5 \text{ V}$ tensione di alimentazione e sua incertezza

$V_{DAC} \pm \delta V_{DAC}$ intervallo di tensione in uscita dal DAC e sua incertezza

$e_{r\%R_{31}} = 1\%$ tolleranza di R31

$e_{r\%R_{32}} = 1\%$ tolleranza di R32

$V_{DDA} \pm \delta V_{DDA}$ tensione di riferimento del DAC e sua incertezza

$N_{DAC} = 12$ numero di bit del DAC

si trovano i vincoli ai valori di R31 e R32.

Limite inferiore per R31 e R32

Sostituendo nell'Equazione 3.36 le espressioni delle varie grandezze coinvolte, sarà

$$\begin{aligned}
 I_{5V,max} &= \frac{V_{CC,max} - V_{DAC,min}}{R_{31,min} + R_{32,min}} = \\
 &= \frac{(V_{CC} + \delta V_{CC}) - 0}{(R_{31} - \delta R_{31}) + (R_{32} - \delta R_{32})} = \\
 &= \frac{V_{CC} + \delta V_{CC}}{R_{31} - \frac{R_{31}}{100} + R_{32} - \frac{R_{32}}{100}} = \\
 &= \frac{V_{CC} + \delta V_{CC}}{\frac{99}{100}R_{31} + \frac{99}{100}R_{32}} = \\
 &= \frac{100}{99} \cdot \frac{V_{CC} + \delta V_{CC}}{R_{31} + R_{32}} \ll |I_{DAC,max,datasheet}| \\
 &\quad \downarrow \\
 R_{31} + R_{32} &\gg \frac{99}{100} \cdot \frac{V_{CC} + \delta V_{CC}}{|I_{DAC,max,datasheet}|} \tag{3.37}
 \end{aligned}$$

Limite superiore per R31 e R32

Dall'analisi che si sta conducendo, deve altresì essere

$$\begin{aligned}
 I_{5V,min} &= \frac{V_{CC,min} - V_{DAC,max}}{R_{31,max} + R_{32,max}} = \\
 &= \frac{(V_{CC} - \delta V_{CC}) - \left(\frac{2^{N_{DAC}}-1}{2^{N_{DAC}}}V_{DDA} + 0\right)}{(R_{31} + \delta R_{31}) + (R_{32} + \delta R_{32})} = \\
 &= \frac{V_{CC} - \delta V_{CC} - \frac{2^{N_{DAC}}-1}{2^{N_{DAC}}}V_{DDA}}{R_{31} + \frac{R_{31}}{100} + R_{32} + \frac{R_{32}}{100}} = \\
 &= \frac{V_{CC} - \delta V_{CC} - \frac{2^{N_{DAC}}-1}{2^{N_{DAC}}}V_{DDA}}{\frac{101}{100}R_{31} + \frac{101}{100}R_{32}} = \\
 &= \frac{100}{101} \cdot \frac{V_{CC} - \delta V_{CC} - \frac{2^{N_{DAC}}-1}{2^{N_{DAC}}}V_{DDA}}{R_{31} + R_{32}} \gg |I_{in,U5B,max}|
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \downarrow \\ R_{31} + R_{32} & \ll \frac{100}{101} \cdot \frac{V_{CC} - \delta V_{CC} - \frac{2^{N_{DAC}} - 1}{2^{N_{DAC}}} V_{DDA}}{|I_{bias, U5B}| + \left| \frac{I_{off, U5B}}{2} \right|} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Questo definisce l'ordine di grandezza delle due resistenze. Noto questo, si applica l'algoritmo di ricerca dei valori possibili e, tra tutti i risultati possibili, si pongono $R_{31} = R_{32} = 18 \text{ k}\Omega$, a cui corrisponde $I_{DAC, max} = 138,9 \mu A$.

Dinamica della Soglia ottenuta

Da tutte queste scelte effettuate, tramite le Equazioni 3.35 e 3.33 si trova che la tensione di soglia può essere regolata nell'intervallo

$$V_{TH} \in \left[\overline{V_{TH}} - \frac{\Delta V_{TH}}{2}, \overline{V_{TH}} + \frac{\Delta V_{TH}}{2} \right] = [2,5 \text{ V}, 4,15 \text{ V}]$$

Anche in questo caso, sono stati inseriti due condensatori di bypass (C34 e C35) per ripulire la tensione di soglia applicata al Comparatore.

Capitolo 4

Sensori: la Misura della Temperatura

La necessità della misura della Temperatura è dovuta al fatto che essa, più di tutti gli altri fattori ambientali, influenza la velocità del suono e, di conseguenza, la bontà della stima della distanza calcolata con il Sonar (per approfondire, si veda l'Appendice B).

4.1 Circuito di Misura

Volendosi attenere allo scopo e ottimizzando anche i costi, si opta per l'impiego di un resistore NTC, la cui resistenza varia con la temperatura mediante un coefficiente negativo. Per ottenere la lettura, si costruisce semplicemente un partitore di tensione la cui uscita viene letta dall'ADC interno al MCU che, facendo uso della formula di Steinhart-Hart, calcola la temperatura del termistore.

Il circuito di misura costruito a tale scopo è riportato nella Figura 4.1.

La tensione in ingresso all'ADC sarà

$$V_{ADC} = V_{DD} \frac{R_{25}}{R_{25} + R_{TH}} \quad (4.1)$$

ed essendo

$$D_{out} = 2^N \frac{V_{ADC}}{V_{REF}}$$

si ottiene

$$R_{TH} = R_{25} \left(\frac{2^N}{D_{out}} - 1 \right) \quad (4.2)$$

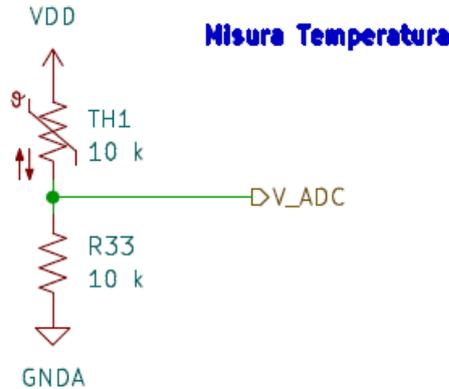


Figura 4.1: Un semplice partitore resistivo in cui uno dei due elementi è un NTC si presta all'uso per la misurazione della temperatura.

La conversione della resistenza del termistore in temperatura (in unità Kelvin) è effettuata tramite la su citata equazione di Steinhart-Hart, che sarà implementata nel Firmware:

$$T = \frac{T_{25}B}{B - T_1 \ln \left(\frac{R_{25}}{R_{TH}} \right)} \quad (4.3)$$

in cui T è la temperatura da misurare espressa in Kelvin, T_{25} è la temperatura di 25 °C (espressa anch'essa in Kelvin), B è il parametro specifico della curva per una certa temperatura o intervallo di temperature, R_{25} è la resistenza del termistore a 25 °C, R_{TH} è la resistenza del termistore alla temperatura da misurare.

4.1.1 Scelta del Termistore

Poiché l'ingresso dell'ADC può assorbire o erogare una corrente[45] pari a $I_{ADC,max} = 1 \mu A$, si progetta il partitore in modo tale da avere che la corrente che fluisce in R2 sia molto più grande di quella che scorre nel convertitore, per minimizzare l'effetto di carico:

$$I_2 \gg I_{ADC,max} \quad (4.4)$$

Per avere un'indicazione sul massimo ordine di grandezza del termistore, si calcola

$$R_{TH} < \frac{V_{REF}}{I_{TOT,max}} = \frac{V_{REF}}{I_2 + I_{ADC,max}} \sim \frac{3,3 V}{10 \mu A + 1 \mu A} = 300 k\Omega \quad (4.5)$$

Partendo dall'ordine di grandezza appena calcolato, si sceglie un NTC con resistenza nominale (a 25 °C) di 10 kΩ. Nella fattispecie, il componente in questione è il

B57343V5103+360, di TDK, con tolleranza $\pm 1\%$ [46]. Considerando l'intervallo della temperatura operativa del sistema in via di progettazione, che va da $T_{min} = -20^\circ\text{C}$ a $T_{max} = 85^\circ\text{C}$, dall'equazione di Steinhart-Hart (Equazione 4.3), si ottiene il valore della resistenza del termistore (R_{TH}) alla temperatura T in Kelvin:

$$R_{TH} = R_{25} \exp\left(\frac{B}{T} - \frac{B}{T_{25}}\right)$$

Sfruttando quest'ultima espressione, si possono ricavare i valori entro cui varierà la resistenza del termistore, corrispondenti agli estremi della temperatura operativa:

$$\begin{aligned} R_{TH,min} &= R_{TH}|_{T=T_{max}} = 1,315 \text{ k}\Omega \\ R_{TH,max} &= R_{TH}|_{T=T_{min}} = 86,05 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Ponendo $R_2 = R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$, si ottiene l'intervallo della tensione V_{ADC} :

$$\begin{aligned} V_{ADC} &= \frac{R_2}{R_{TH} + R_2} V_{ref} & (4.6) \\ V_{ADC,min} &= V_{ADC}|_{T=T_{min}} = 343,58 \text{ mV} \\ V_{ADC,max} &= V_{ADC}|_{T=T_{max}} = 2,92 \text{ V} \end{aligned}$$

Controllo sulla corrente

Va altresì valutata la corrente che scorre nel partitore, poiché la corrente minima deve essere tale da garantire la validità della relazione 4.1, mentre quella massima non deve essere causa di eccessivo surriscaldamento del termistore, che porterebbe lo stesso in deriva termica e falserebbe la misura della temperatura. Così, essendo

$$I_{TH} = \frac{V_{REF} - V_{ADC}}{R_{TH}}$$

si ricavano

$$\begin{aligned} I_{TH,min} &= I_{TH}|_{T=T_{min}} = 33,36 \mu\text{A} \\ I_{TH,max} &= I_{TH}|_{T=T_{max}} = 292,64 \mu\text{A} \end{aligned}$$

Data la corrente minima nel termistore, sottraendo quella massima assorbita dall'ingresso dell'ADC, si ha che la componente rimanente, che scorre in R_2 , è di ben

$$I_{2,min} = I_{TH,min} - I_{ADC,max} = 32,36 \mu\text{A} \gg I_{ADC,max}$$

Si evince come il vincolo posto dalla relazione 4.4 per minimizzare l'effetto di carico da parte dell'ADC si possa ritenere ampiamente soddisfatto.

La criticità dell'auto riscaldamento del termistore si studia facendo uso della corrente massima che lo attraversa, che determina una dissipazione di potenza pari a

$$P_{TH,max} = \max(R_{TH}I_{TH}^2) = R_{TH}I_{TH}^2|_{T=T_{max}} = 112,65 \mu\text{W}$$

Il NTC scelto è caratterizzato da un fattore di dissipazione[46] $\delta_{th} \simeq 3 \text{ mW/K}$, ragion per cui, con la massima potenza dissipata, si avrebbe un incremento della temperatura (rispetto alla temperatura ambiente) dello stesso di soli

$$\delta T_{TH,max} = \frac{P_{TH,max}}{\delta_{th}} = 37,55 \text{ m}^\circ\text{C}$$

Ciò che si è ottenuto è perfettamente accettabile per il componente selezionato.

Capitolo 5

Sensori: ToF ottici

Assieme al Sonar, la misura della distanza dagli ostacoli posti frontalmente può essere effettuata anche tramite dei ToF di tipo ottico. Nello specifico, si impiegano dei sensori con diverse portate e caratteristiche:

- VL53L5CX, ToF ottico a infrarossi con una portata a “corto” raggio (fino a 4 m);
- VL53L1CB, ToF ottico a infrarossi con una portata a “lungo” raggio (fino a 4 m, ma estensibile fino a 8 m).

Questi due elementi, assieme a tutto il circuito che ne fa da contorno, verranno trattati nei prossimi paragrafi.

La loro scelta si è basata su precedenti esperienze del team del PIC4SeR presso cui si è svolto questo lavoro di Tesi con alcuni di questi componenti prodotti da STMicroelectronics.

5.1 ToF ottico a corto raggio

Il ToF frontale di tipo ottico a corto raggio (portata massima 4 m) è un VL53L5CX della STMicroelectronics (U7, identificabile nello schema in Figura 5.1). Il circuito che gli ruota attorno deriva direttamente dalle indicazioni del Produttore, che specifica soprattutto le tensioni di alimentazione (due tensioni diverse: una per il chip, AVDD, e l'altra per gli ingressi e le uscite, IOVDD). Appartenendo a due diversi circuiti, si tengono in comunicazione solo per mezzo di un punto Mecca (R34). Il disaccoppiamento delle due alimentazioni avviene tramite C37 e C36.

Sulle indicazioni del Produttore, si inseriscono delle resistenze di pull-up (R35, R36, R38) da 47 k Ω tra le linee di abilitazione delle comunicazioni (LPn), di interrupt (INT) e del pin riservato RSVD6, verso la tensione applicata come alimentazione

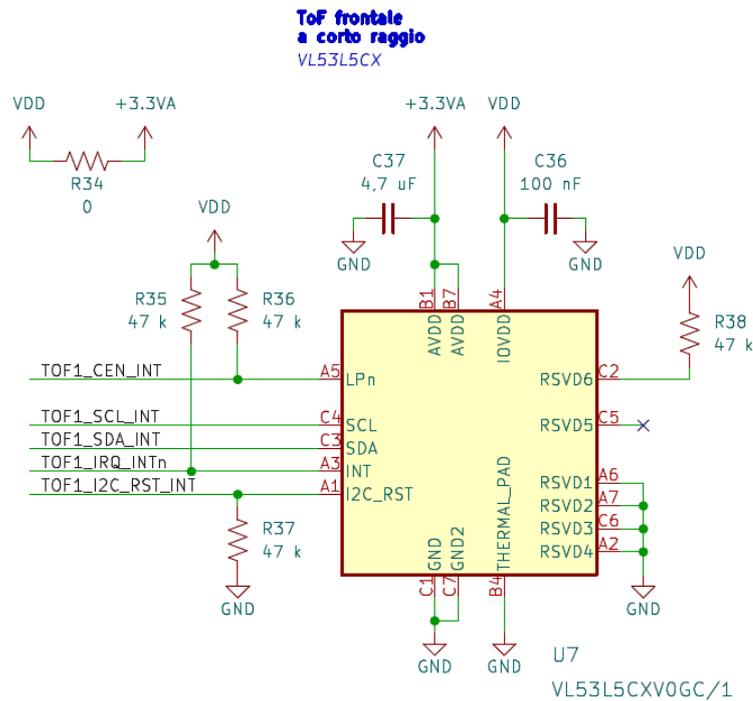


Figura 5.1: Il ToF a corto raggio.

IOVDD. Lo stesso dicasi per la resistenza di pull-down R37 applicata sul terminale di reset dell'interfaccia I²C (I2C_RST).

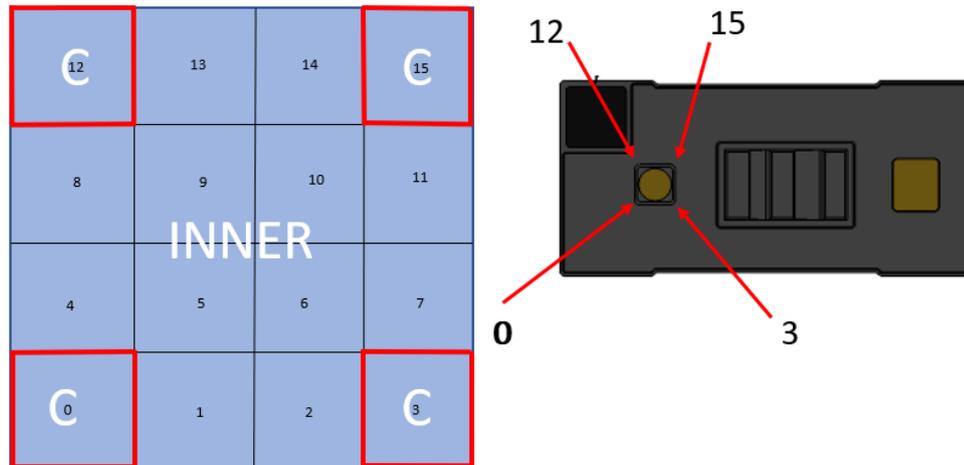
5.1.1 Caratteristiche

Il VL53L5CX offre diverse prestazioni a seconda di fattori quali la modalità di mappatura del FoV (in pratica il numero di settori in cui è suddivisa la zona di visione: 4×4 o 8×8), dell'ambiente, del tipo (colore) del bersaglio e dalla sua posizione nel reticolo. Un esempio di mappatura delle zone è riportato in Figura 5.2, mentre le migliori prestazioni ottenibili in termini di portata e di precisione sono mostrate nelle Tabelle 5.1 e 5.2, rispettivamente.

5.2 ToF ottico a lungo raggio

5.2.1 Caratteristiche

Questo tipo di ToF riesce a raggiungere una portata massima di 410 cm (tipica), se operativo in una specifica modalità, con un errore del 2,5% e un offset massimo di ± 25 mm (con un bersaglio bianco e in un ambiente privo di altra radiazione



C = Corner zones
 INNER = all zones not identified as the corner

Figura 5.2: Mappatura della zone in modalità 4×4 . Le zone contrassegnate con C sono quelle degli angoli. Tutte le altre sono le zone *interne*. [47].

Bersaglio. FoV intero (% riflettanza)	Zona	Portata	
		Buio (0 lx)	Luce ambientale (5 klx)
Bianco (88%)	Inner (Interna)	Tipica: 4000 mm Minima: 4000 mm	Tipica: 1700 mm Minima: 1400 mm
	Corner (Angolo)	Tipica: 4000 mm Minima: 4000 mm	Tipica: 1400 mm Minima: 1100 mm
Grigio (17%)	Inner (Interna)	Tipica: 2400 mm Minima: 1900 mm	Tipica: 1000 mm Minima: 900 mm
	Corner (Angolo)	Tipica: 2200 mm Minima: 1800 mm	Tipica: 950 mm Minima: 850 mm

Tabella 5.1: Portata del VL53L5CX in modalità continua di mappatura 4×4 a 30 Hz per colore del bersaglio, zona di rilevamento e luce ambientale[47].

infrarossa, sia esso all’interno o all’esterno)[48]. Le prestazioni del ToF sono però dipendenti pesantemente dalla modalità in cui esso è fatto funzionare, al colore del bersaglio e dal tipo di ambiente (interno o esterno) in cui si effettua la misura.

In questo lavoro di Tesi, il sensore è stato usato in modalità *Ranging and Scanning* (ossia “Misura e Scansione”), con le performance mostrate in Tabella 5.3.

Distanza (mm)	Modalità	Bersaglio (riflettanza), FoV intero	Zone	Incertezza	
				Buio (0 klx)	Luce ambiente (5 klx)
20 mm ÷ 200 mm	8 × 8, 15 Hz	Grigio (17%)	Tutte	±15 mm	±15 mm
201 mm ÷ 4000 mm	4 × 4, 30 Hz	Bianco (88%)	Tutte	±4%	±7%
		Grigio (17%)		±5%	±8%
	8 × 8, 15 Hz	Bianco (88%)		±5%	±8%
		Grigio (17%)		±5%	±11%

Tabella 5.2: Precisione del VL53L5CX per distanza, colore del bersaglio, modalità operativa e luce ambientale[47].

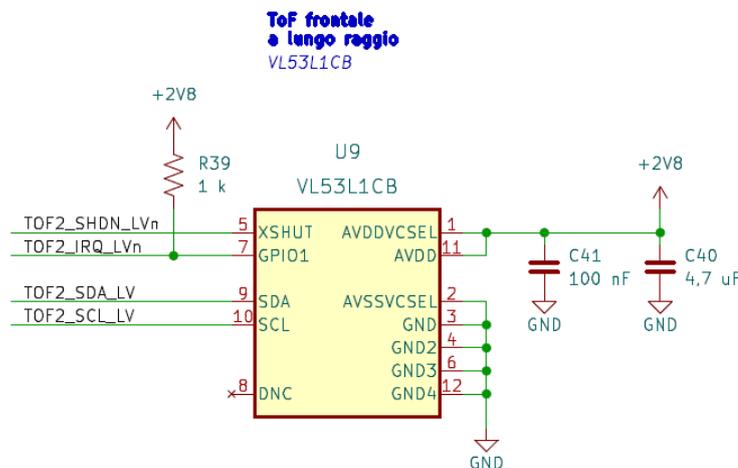


Figura 5.3: Il ToF a lungo raggio con i componenti necessari al suo funzionamento.

5.2.2 Alimentazione

La tensione nominale di alimentazione di questo ToF è di 2,8 V, più bassa delle tensioni già a disposizione nel MiDAR (3,3 V e 5 V). Quindi, si predispose un apposito circuito per la sua generazione (si faccia riferimento al Capitolo 7.3).

5.2.3 Adattamento di Livello

Sempre a causa della sua tensione di funzionamento (comunicazioni comprese) più bassa rispetto a quella di tutto il resto del sistema, si rende necessario inserire un circuito di adattamento dei livelli logici. Tenendo conto che ci si trova in presenza non solo di segnali unidirezionali, ma di un bus (I²C), si deve ricercare un componente che lavori in modo bidirezionale. La scelta ricade su un TXS0108E (U10,

Colore Bersaglio	Performance su tutto il FoV	Buio o Interno (no infrarossi)			Esterno (previsto)		
		Min.	Tip.	Max.	Min.	Tip.	Max.
Bianco	Portata	320 cm	320 cm	-	70 cm	90 cm	-
	Errore	-	-	1%	-	-	8,5%
	Offset	-	-	±25 mm	-	-	±25 mm
Grigio	Portata	180 cm	230 cm	-	70 cm	90 cm	-
	Errore	-	-	2,5%	-	-	8,5%
	Offset	-	-	±25 mm	-	-	±25 mm

Tabella 5.3: Prestazioni del VL53L1CB con FoV intero a 60 Hz[48].

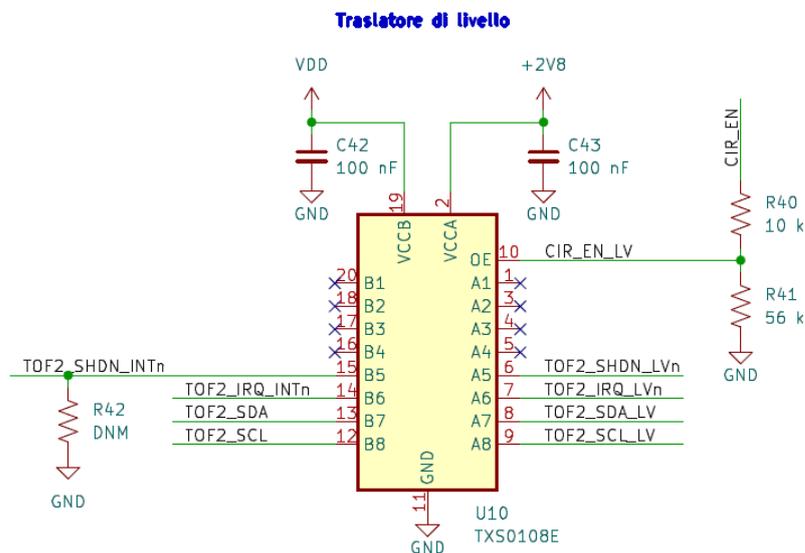


Figura 5.4: Il circuito addetto all’adattamento del livello di tensione tra il Microcontrollore operante a 3,3 V e il ToF a lungo raggio, che funziona invece a 2,8 V.

nello Schema in Figura 5.4), un traslatore di livello per applicazioni *Open-Drain*, che non necessita di alcun segnale di controllo della direzione ma, al massimo, è dotato di un ingresso di abilitazione per le uscite, che possono essere messe in alta impedenza. Le due tensioni di funzionamento delle logiche ad “alta” e a “bassa” tensione sono applicate rispettivamente ai pin VCCB e VCCA dell’integrato, ovviamente con un disaccoppiamento (C42-C43).

La comunicazione verso il ToF è abilitata ponendo l’ingresso di *Output Enable*

(OE) alla tensione del pin VCCA (ossia 2,8 V). Essendo questo segnale originato dal Microcontrollore (CIR_EN, sullo schema, avente effetto solo per il ToF montato sul MiDAR e non su quello esterno su *Satellite Board*), si fa uso di un partitore resistivo che porti la tensione in uscita dal MCU (3,3 V) alla tensione di 2,8 V (CIR_EN_LV, ossia “replica di CIR_EN a bassa tensione”):

$$V_{CIR_EN_LV} = \frac{R_{41}V_{DD} - R_{40}R_{41}I_I}{R_{40} + R_{41}}$$

Di nuovo, si è fatto uso dell’algoritmo parametrico per la ricerca dei migliori valori per le due resistenze, ottenendo $R_{40} = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_{41} = 56 \text{ k}\Omega$.

Infine, il TXS0108E include al proprio interno anche delle resistenze di pull-up sia sui pin riferiti a VCCA che su quelli riferiti invece a VCCB, che impongono il potenziale “a riposo” delle linee di comunicazione con il ToF, in modo conforme alle indicazioni per l’applicazione del VL53L1CB (Figura 5.5).

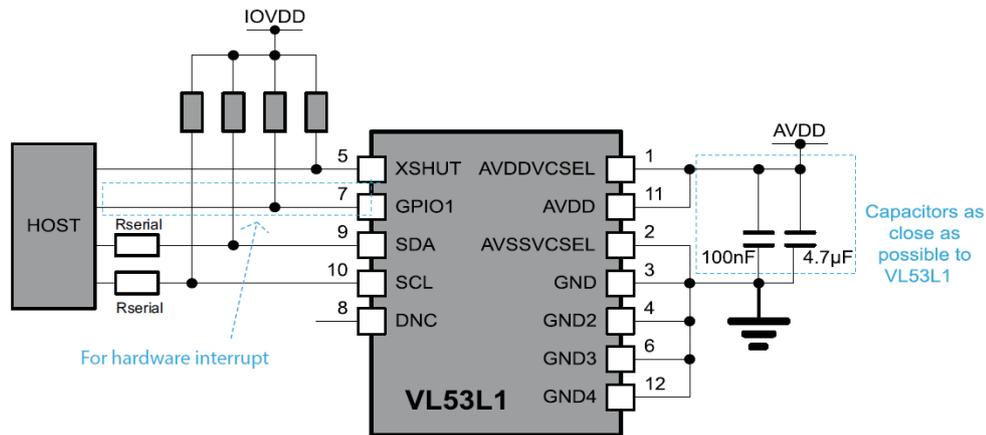


Figura 5.5: Schema di applicazione del VL53L1, dal datasheet [48]

5.3 I ToF esterni

Per questa prima versione del MiDAR si è pensato di rendere possibile l’utilizzo di eventuali schede esterne al posto dei ToF a bordo del PCB. Questo avviene inserendo le cosiddette “Satellite” nelle prese

- J6 per la VL53L5CX-SATEL in vece di ToF frontale a corto raggio;
- J7 per la VL53L1-SATEL in vece di ToF frontale a lungo raggio.

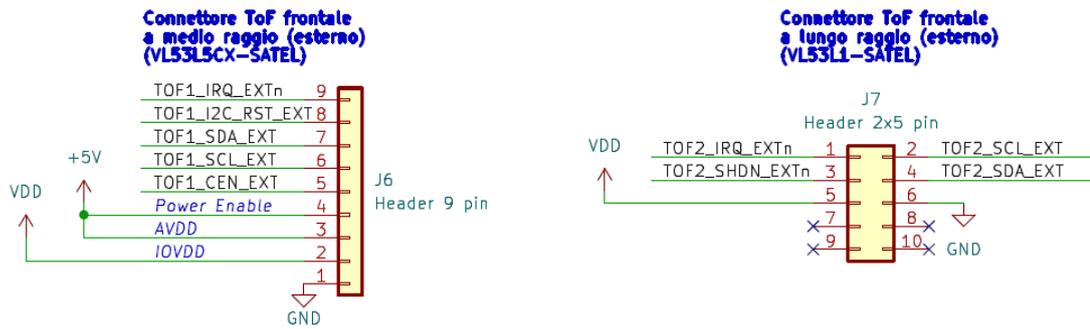


Figura 5.6: Le prese per il collegamento delle schede *Satellite*, nello schema.

identificabili in Figura 5.6).

Qualora si decidesse di usare queste schede, è necessario “collegare” i segnali che dai ToF esterni portano al Microcontrollore del MiDAR, che altrimenti dovrebbero essere dirottati verso U7 e U9. Per fare ciò, si deve cortocircuitare una serie di ponticelli a saldare:

- JP1-JP5 gestiscono i segnali del ToF a corto raggio (U7);
- JP6-JP9 quelli, invece, del ToF a lungo raggio (U9).

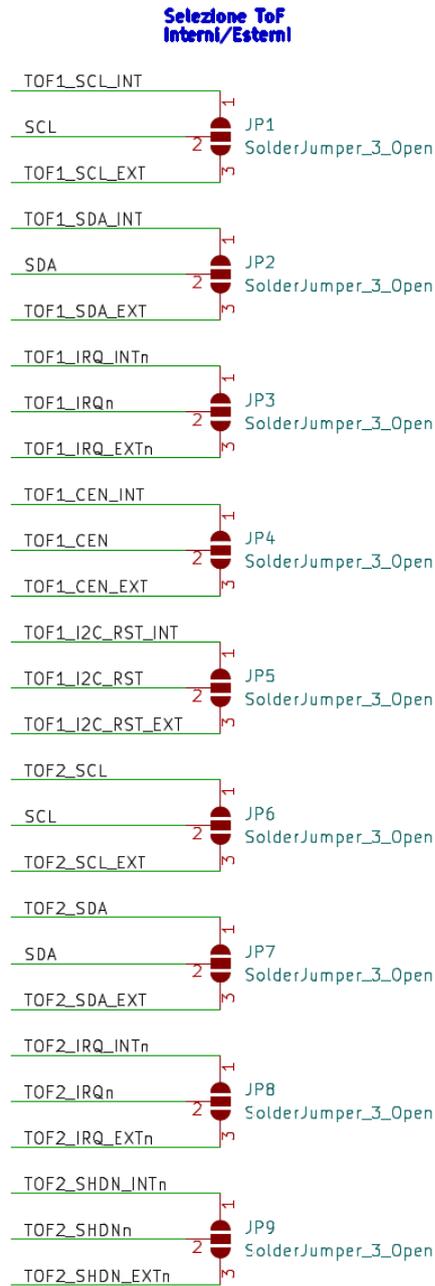
Nel fare questo, si deve tenere presente che vanno chiusi i terminali 1 e 2 dei Jumper per usare i sensori del MiDAR e i terminali 2 e 3 per rendere operative le prese per le schede *Satellite* (Figura 5.7).

5.4 Il sensore di caduta (Cliff)

Come ultimo sensore a disposizione c'è quello che si occupa del rilevamento dei dislivelli del suolo (il cosiddetto “Cliff”), che informa il robot del pericolo di caduta o di urto contro un gradino. Questo è l'unico dei dispositivi che è stato deliberatamente lasciato al di fuori del PCB su cui trovano posto tutti i componenti del sistema: per la necessità di averlo su un piano perpendicolare alla scheda principale o, magari, per cablarlo in modo tale da direzionarlo in una particolare direzione (che può dipendere dalla stessa altezza a cui è posto, rispetto al pavimento), si è disposta una appropriata presa (J5) in cui inserire la scheda *Satellite* con il ToF (Figura 5.8).

5.4.1 Criteri di scelta

Secondo quanto visto nello Stato dell'Arte (si veda la Sezione 2.1), si è ritenuto più opportuno disporre di un ulteriore ToF anziché di sistemi basati magari sulla



Ponticellare terminali 1 e 2 per usare ToF sulla scheda
 Ponticellare terminali 2 e 3 per usare ToF sulle SATELLITE

Figura 5.7: I jumper a saldare che permettono di scegliere quale ToF impiegare: quelli esterni sulle schede *Satellite* o quelli a bordo del MiDAR.

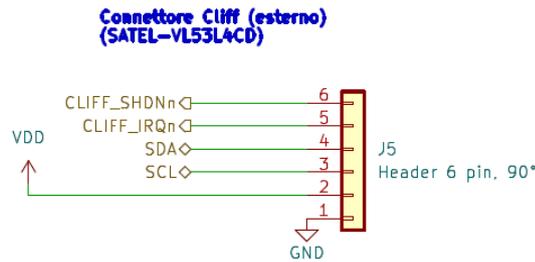


Figura 5.8: La scheda del Cliff è semplicemente collegato o alloggiato nell'apposita presa.

quantità della radiazione riflessa perché il tipo di pavimentazione (o la sua porosità o opacità) non influisse troppo pesantemente sull'esito della misura. Il tempo di volo, da questo punto di vista, è ben più immune e necessita solo del ritorno dell'onda, con molti meno problemi riguardo alla sua intensità. Esso offre, inoltre, un modello molto più lineare per la stima della distanza. Soprattutto, però, consente di rilevare distanze ben più ampie in modo assai preciso, consentendo, di fatto, di collocare il sensore anche a una discreta distanza dal pavimento. Si può, dunque, posizionare questo Cliff a una certa altezza dal suolo, e non solo a pochi centimetri. Tra l'altro, l'azione ombreggiante del robot, che si suppone sia al di sopra dell'area operativa del ToF, protegge da eventuali infrarossi presenti nell'ambiente di lavoro, che ridurrebbero l'efficienza del dispositivo.

5.4.2 Caratteristiche

Il VL53L4CD può essere alimentato direttamente a 3,3 V, quindi a una tensione già disponibile nella scheda. La distanza minima rilevabile con una risposta lineare è di 1 mm e la portata varia a seconda dell'ambiente di impiego (si tenga presente che la zona d'ombra potenzialmente offerta dal robot non può che migliorare le prestazioni del Cliff) e del colore del pavimento, come riportato nelle Tabelle 5.4 e 5.5.

Il cono di visione è ampio 18° e la zona di esclusione (entro cui non devono essere presenti ostacoli, pena un'interferenza sulle misure) è di 25° (Figura 5.9).

5.4.3 Montaggio della Scheda SATEL-VL53L4CD

La *Satellite* deve essere inserita rispettando la numerazione dei pin della presa (il pin 1 del MiDAR corrisponde a quello della scheda esterna), come mostrato in Figura 5.10.

Si fa notare che, dallo schema della *Satellite*, si riscontra la presenza di due jumper (SB1 e SB3) che abilitano due resistenze di pull-up (R1 e R2 nello schema

Tipo di bersaglio, FoV intero (% riflettanza)	Interno (% rilevamento)	Esterno (previsione) (% rilevamento)
Bersaglio bianco (88%)	Tip.: 1200 mm @ 90% min	Tip.: 550 mm @ 90% min
	Tip.: 1300 mm @ 50% min	Tip.: 600 mm @ 50% min
Bersaglio grigio (17%)	Tip.: 450 mm @ 90% min	Tip.: 400 mm @ 90% min
	Tip.: 475 mm @ 50% min	Tip.: 450 mm @ 50% min

Tabella 5.4: Portata del VL53L4CD con FoV intero e budget temporale di 33 ms[49].

Riflettanza del bersaglio, FoV intero	Distanza (mm)	Incertezza	
		Interno (no infrarossi)	Esterno (previsione)
Bersaglio bianco (88%)	1 ÷ 100	±7 mm	±8 mm
	101 ÷ 200	±8 mm	±9 mm
	> 200	±3%	±8%
Bersaglio grigio (17%)	1 ÷ 100	±6 mm	±7 mm
	101 ÷ 200	±8 mm	±9 mm
	> 200	±4%	±8%

Tabella 5.5: Tipica precisione del VL53L4CD con FoV intero e budget temporale di 33 ms[49].

in Figura 5.11) sulle linee dati e clock del bus I²C, che non sono in alcun modo necessarie perché già presenti sul MiDAR (come visto nel Paragrafo 6.2.6). Quindi, è necessario rimuovere i due ponticelli dalla scheda *Satellite* prima di poterla adoperare.

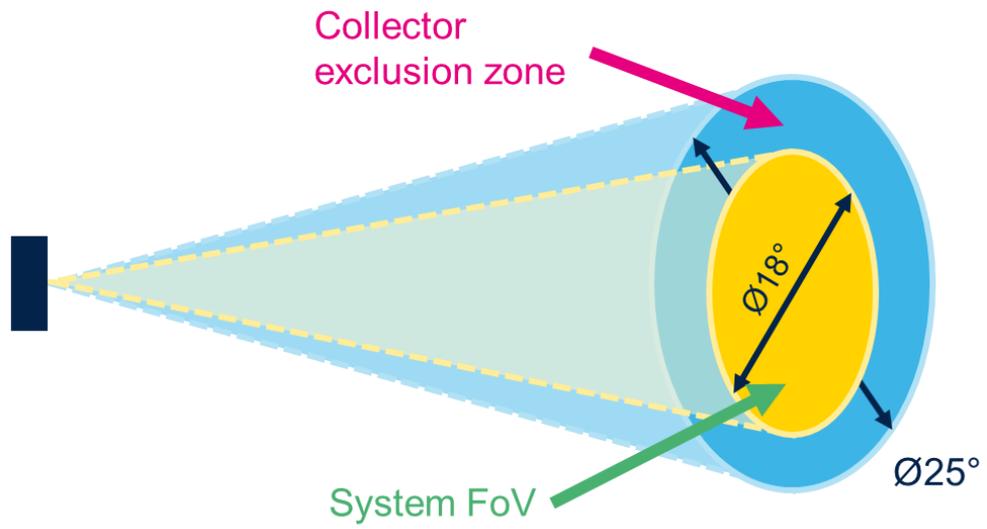


Figura 5.9: FoV e descrizione della zona di esclusione (non in scala) [49]

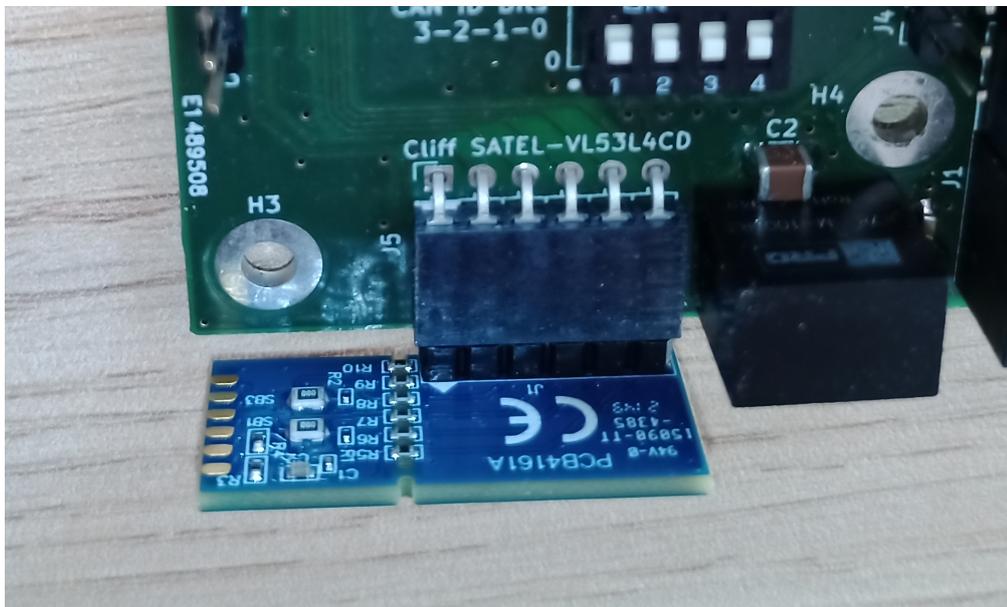


Figura 5.10: La Scheda SATEL-VL53L4CD montata nella presa del MiDAR.

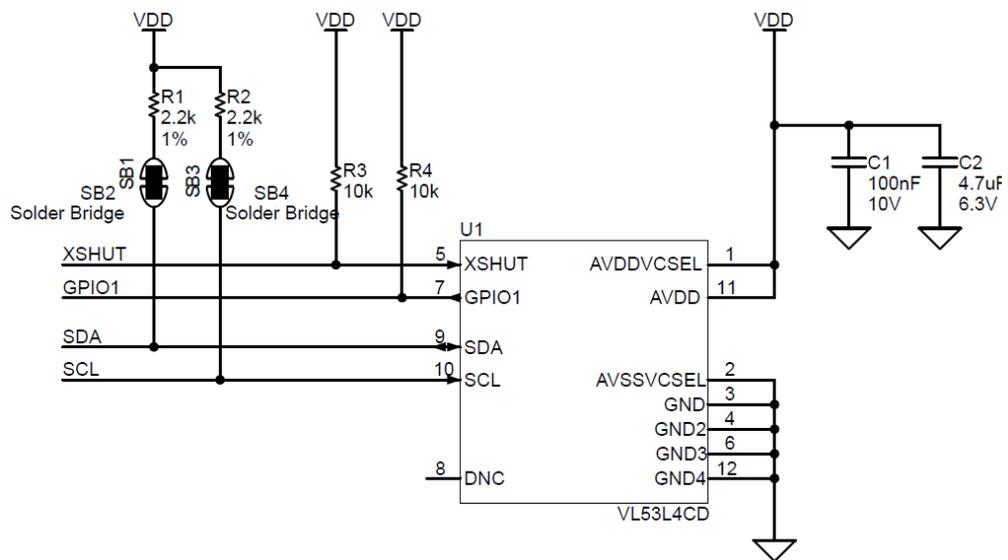


Figura 5.11: Particolare dello Schema della scheda SATEL-VL53L4CD[50].

Capitolo 6

Microcontrollore e Dati

6.1 Interfacce con l'esterno

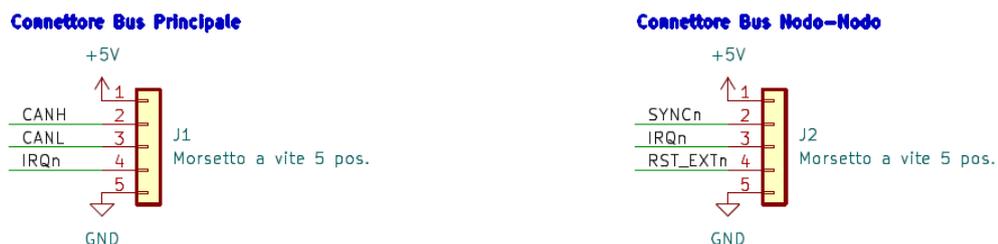


Figura 6.1: Le morsettiere su cui trovano posto le connessioni per l'alimentazione esterna (5 V) e i segnali di governo del MiDAR.

6.1.1 CAN

L'interfaccia CAN è la porta tramite cui avviene la comunicazione con l'applicazione. La connessione è protetta contro le scariche elettrostatiche, il rumore elettromagnetico e le sovratensioni eventualmente presenti nel bus di comunicazione (si veda la sezione 6.3.2). La connessione è resa disponibile tramite due connettori (l'header J4 per il solo CAN e due morsetti a vite nella morsettiera principale J1).

6.1.2 Interrupt

Una linea di segnale apposita è stata creata per segnalare una condizione di rilevamento di ostacoli entro la soglia di allarme, corrispondente a una richiesta di Interrupt per l'applicazione. Tale segnale è pensato per essere eventualmente collegato in wired-or con altri segnali della stessa specie provenienti da altri Nodi

collegati sulla medesima linea. Per questo, il pin di Interrupt è attivo a livello logico basso, mentre in condizione di inattività è ad alta impedenza.

6.1.3 Reset

Il MiDAR è resettato agendo anche dall'esterno, mettendo a livello logico basso l'ingresso di Reset. Tale condizione è altresì in grado di tenere disattivato un singolo circuito. Per questo, potrebbe essere conveniente collegare direttamente ogni singolo pin di Reset dei Nodi a dei pin di uscita dell'applicazione, se si pensa di disattivare (per esempio, in caso di anomalia) le singole schede.

6.1.4 Sincronizzazione

Affinché diversi Nodi possano effettuare misurazioni frontali condividendo anche in parte lo stesso campo visivo senza mutue interferenze, è stato predisposto un pin che rispecchia lo stato di attività di un MiDAR. Condividendo questo segnale tra più Nodi operanti nella stessa direzione (o che possano mutualmente interferire), è possibile arbitrare le operazioni di rilevamento mettendo in attesa le successive operazioni finché quella corrente non è stata completata e il segnale di SYNCn rilasciato da livello logico basso ad alta impedenza (quindi portato a livello logico alto tramite una resistenza di pull-up). Un Nodo che voglia effettuare una misura controlla lo stato della linea di Sincronizzazione e, se questa è a livello alto (indicante che il campo visivo è libero), il MiDAR segnala l'occupazione del FoV mettendo a livello logico basso il segnale di SYNCn. Una volta completata l'operazione di misura, lo rilascia.

Per ogni singola linea di SYNCn condivisa (o anche se il MiDAR opera da solo) è necessario inserire una singola resistenza di pull-up (R49, sullo schema in Figura 6.2), appropriatamente predisposta sul circuito e inseribile tramite cortocircuito del jumper JP10.

Considerando le correnti massime di perdita per singolo ingresso ($I_{ILL} = 1 \mu A$) per il tipo di Microcontrollore impiegato e il comportamento che si vuole ottenere dalla linea di SYNCn, si vuole calcolare il valore necessario per R49 e il massimo numero di Nodi che possono condividere tale segnale.

Numero di Nodi connessi allo stesso SYNCn

Quando un generico MiDAR non esegue misure, la linea di SYNCn è rilasciata e la corrente entrante in ogni nodo è pari alla corrente di perdita I_{ILL} : la corrente totale che andrà a scorrere in R49 sarà, ovviamente,

$$I_{R49} = n \cdot I_{ILL} \quad (6.1)$$

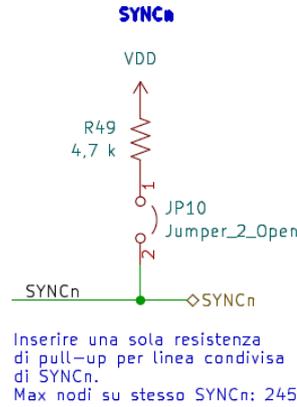


Figura 6.2: Resistenza di pull-up disinseribile a discrezione dell'utente sulla linea di SYNCn.

dove n è il numero di Nodi connessi sulla linea condivisa.

Per mantenere la tensione della linea (V_{SYNCn}) affinché sia interpretata come livello logico alto, deve essere

$$V_{SYNCn} \geq V_{IH} \quad (6.2)$$

Essendo poi

$$V_{SYNCn} = V_{DD} - R_{49}I_{R_{49}} \quad (6.3)$$

si ha, allora,

$$\begin{aligned} V_{DD} - R_{49}I_{R_{49}} &\geq V_{IH} \\ \downarrow \\ n &\leq \frac{V_{DD} - V_{IH}}{R_{49}I_{IIL}} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Limite inferiore per la Resistenza di Pull-Up

La resistenza di pull-up deve essere scelta affinché, nel caso peggiore (numero n di Nodi connessi sullo stesso SYNCn pari a 1), il terminale del Microcontrollore sia sempre in grado di assorbire la corrente comunque proveniente da R49. Le caratteristiche elettriche della famiglia PIC32MK riportano per il pin (RA7) usato come SYNCn che la corrente di uscita a livello logico basso (tensione di uscita $V_{OL} \leq 0,4\text{ V}$) è $I_{OL} \leq 15\text{ mA}$ (con tensione di alimentazione $V_{DD} = 3,3\text{ V}$, come nel caso del MiDAR)[45]. Così, essendo

$$V_{SYNCn} = V_{DD} - R_{49}I_{R_{49}} \quad (6.5)$$

avendo, in questo caso,

$$V_{SYNCn} = V_{OL,min}$$

e

$$I_{R49} = I_{OL}$$

si ottiene

$$\begin{aligned} R_{49,min} &\geq \frac{V_{DD} - V_{OL,min}}{I_{OL}} = \\ &= 220 \Omega \end{aligned} \quad (6.6)$$

Limite superiore per la Resistenza di Pull-Up

Il limite superiore per R49 va ricercato in modo tale che, con n nodi sulla stessa linea, nel circuito circoli comunque una corrente che sia pari almeno alla somma delle correnti di perdita di tutti i MiDAR connessi:

$$I_{R49} = nI_{IIL}$$

La tensione della linea deve essere interpretata correttamente come livello logico alto:

$$V_{SYNCn} \geq V_{IH}$$

Tenendo conto della 6.5, si ha che

$$V_{SYNCn} = V_{DD} - R_{49}I_{R49} = V_{DD} - nR_{49}I_{IIL} \geq V_{IH}$$

da cui

$$R_{49,max} = \frac{V_{DD} - V_{IH}}{nI_{IIL}} \quad (6.7)$$

Da quest'ultima relazione si intuisce che il numero di Nodi n che possono condividere la stesa linea di SYNCn è inversamente proporzionale alla resistenza di pull-up R_{49} . Tuttavia, esiste il valore minimo per la resistenza che si è calcolato precedentemente (Equazione 6.6). A questo valore di R49, si avrebbe il massimo numero di Nodi possibili, calcolato invertendo la 6.7:

$$\begin{aligned} n_{max} &= \left\lfloor \frac{V_{DD} - V_{IH}}{R_{49}I_{IIL}} \right\rfloor \\ &= 5250 \end{aligned} \quad (6.8)$$

Tuttavia, per cercare di facilitare il pilotaggio della linea, che implica per il MiDAR di assorbire sia la corrente proveniente dalla Resistenza di Pull-Up che di vincere gli effetti capacitivi parassiti degli altri Nodi eventualmente collegati, si sceglie una resistenza più elevata: $R_{49} = 4,7 \text{ k}\Omega$. Con questo componente, tramite l'Equazione 6.8, risulta che si possono avere fino a 245 Nodi collegati sullo stesso segnale di SYNCn.

Note sul Segnale di Sincronizzazione

Il valore del segnale di Sincronizzazione è anche copiato in una variabile accessibile tramite CAN in sola lettura (la sua eventuale scrittura non cambia lo stato logico del segnale SYNCn in uscita a livello Hardware).

6.2 Il Microcontrollore

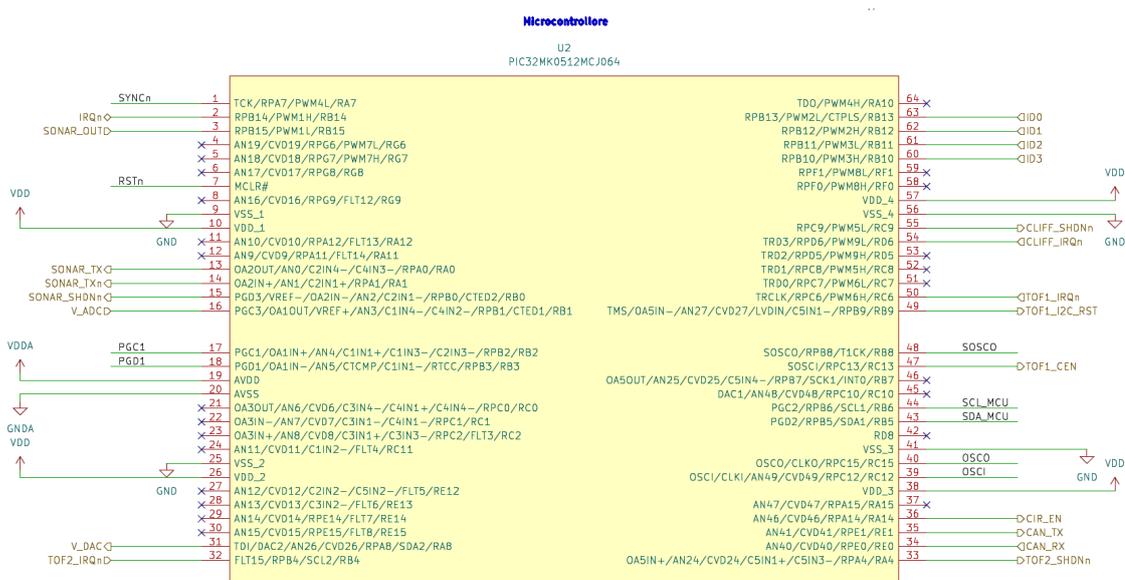


Figura 6.3: Il Microcontrollore, a cui fanno capo tutti i segnali e i dispositivi che compongono il MiDAR.

6.2.1 Criteri di scelta

6.2.2 Disaccoppiamento del Microcontrollore

Condensatori di Disaccoppiamento

L'uso di condensatori di Disaccoppiamento (C5-C9) è necessario e, dallo stesso datasheet[45] si raccomandano valori di 100 nF, a bassa resistenza serie equivalente (ESR) e frequenza di risonanza nell'intorno dei 20 MHz o più. Si raccomandano, infine, i condensatori ceramici. Per tutti questi motivi, si selezionano condensatori di tipo MLCC (ceramici multistrato), posizionati, ovviamente, lungo il percorso di andata e ritorno della corrente di alimentazione del Microcontrollore, il più

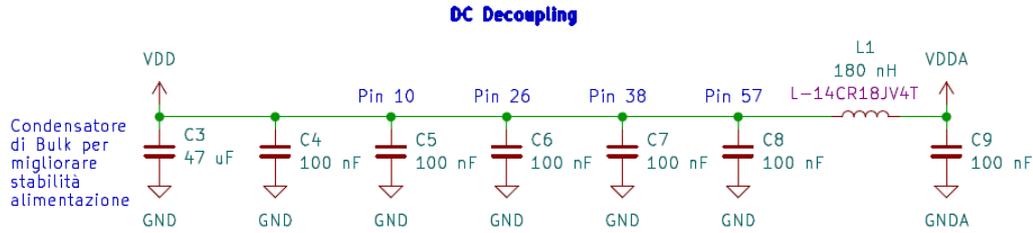


Figura 6.4: Disaccoppiamento dell'alimentazione del Microcontrollore, differenziato in parte digitale e analogica, appositamente filtrata anche con l'uso di un induttore.

vicino possibile al chip. Nella Figura 6.4 compaiono i disaccoppiamenti per le alimentazioni del MCU.

Capacità Serbatoio

L'uso di un condensatore che funga da serbatoio (*Bulk*) è raccomandata per migliorare la stabilità dell'alimentazione. L'intervallo entro cui sceglierlo è riportato in [45] e va da $4,7 \mu\text{F}$ a $47 \mu\text{F}$. Nel progetto svolto, il suo valore (C_3) si fissa a $47 \mu\text{F}$. Anch'esso è posizionato il più vicino possibile al Microcontrollore.

Disaccoppiamento dell'Alimentazione Analogica

Come suggerito dal datasheet[45], si inserisce un induttore (L_1) al posto di una pista diretta tra l'alimentazione della parte digitale del Microcontrollore (V_{DD}) e quella della parte analogica (V_{DDA}) per migliorare l'immunità al rumore dell'ADC. L'impedenza di questo componente dev'essere al massimo di 3Ω e capacità di corrente di almeno 10 mA . Sapendo che $C_9 = 100 \text{ nF}$ (come già appena visto nel Paragrafo 6.2.2), l'induttanza richiesta si può calcolare dalle equazioni seguenti, centrando la frequenza di risonanza del circuito $L_1 C_9$ a metà di quella di conversione dell'ADC.

$$\begin{cases} f_{L_1 C_9} = \frac{f_{ADC}}{2} \\ f_{L_1 C_9} = \frac{2\pi\sqrt{L_1}}{C_9} \end{cases} \quad (6.9.a)$$

si ottiene un valore di induttanza necessaria pari a

$$L_{1, req} = \left(\frac{1}{2\pi f_{L_1 C_9} \sqrt{C_9}} \right) = 175,9 \text{ nH} \quad (6.10)$$

Si sceglie il valore standard più prossimo: $L_1 = 180 \text{ nH}$. Tenendo presente anche gli altri vincoli (impedenza e corrente massima), si trova l'induttore L-14CR18JV4T di Johanson Technology.

6.2.3 Il circuito di Reset

Nella progettazione della circuiteria di Reset (Figura 6.5) si è dovuto tenere conto del fatto che il Nodo

1. deve resettarsi automaticamente all'avvio;
2. viene resettato in fase di programmazione;
3. può essere resettato dall'esterno;
4. non deve propagare un segnale di reset valido per un singolo Nodo (per esempio in caso di programmazione di una singola scheda) ad altri eventuali nodi connessi sulla stessa linea di Reset.

La generazione di un segnale di Reset all'avvio del sistema è piuttosto semplice, poiché è sufficiente usare un gruppo RC (R1-C10). In aggiunta, si aggiunge una resistenza in serie al pin di Reset del Microcontrollore in modo tale da limitare la corrente che vi fluirebbe da C10 in caso di rottura del pin, di scarica elettrostatica o stress elettrico, come suggerito nello stesso datasheet del MCU[45].

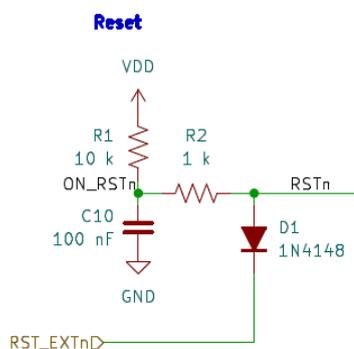


Figura 6.5: Circuito di Reset del MiDAR, comprendente l'auto-reset all'avvio e il diodo di blocco per avere un segnale di reset unidirezionale dall'esterno.

Un diodo di blocco (D1) assolve la funzione di impedire che i segnali di Reset generati o validi per un singolo Nodo vengano, invece, trasmessi anche ad altri circuiti sulla stessa linea esterna di Reset. Il segnale di Reset esterno (attivo a livello logico basso) appare, così come un ingresso soltanto. Per resettare efficacemente il

MiDAR, il circuito che pilota l'ingresso di Reset deve essere in grado di scaricare il condensatore C10 e assorbire la corrente che proviene dal circuito di ricarica di esso, ovvero $\frac{V_{DD}}{R_1+R_2} = \frac{3,3V}{10k\Omega+1k\Omega} = 300 \mu A$.

6.2.4 Circuiti di Clock

Il funzionamento del Microcontrollore si basa sulla presenza di una sorgente di clock esterna, impiegata per fornire un segnale al PLL interno e generare i segnali di temporizzazione per tutte le periferiche interne. Per assicurare per questa prima versione del MiDAR la massima flessibilità possibile, sono stati previsti due oscillatori in modo da avere a disposizione due sorgenti di clock: una ad alta frequenza (12 MHz) ed una a bassa frequenza (32,768 kHz) (Figura 6.6).

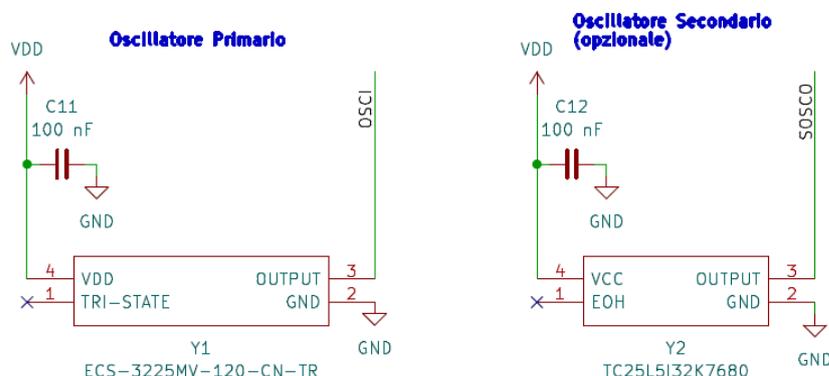


Figura 6.6: Oscillatori di clock per il Microcontrollore.

Il Clock Primario

Come sorgente primaria di Clock si è scelto l'oscillatore a 12 MHz. In base ai criteri di tipo di montaggio, tensione di lavoro, tolleranza e stabilità, è stato selezionato un ECS-3225MV-120-CN-TR (Y1). Per la versione corrente del Firmware scritto si rende assolutamente necessario disporlo sulla scheda per il funzionamento del MiDAR.

Il Clock Secondario

L'oscillatore Y2 a bassa frequenza (32,768 kHz) collegato come sorgente secondaria per il MCU può non essere assemblato sulla scheda poiché non usato, sebbene sia stato previsto per futuri utilizzi.

6.2.5 Programmazione (ICSP)

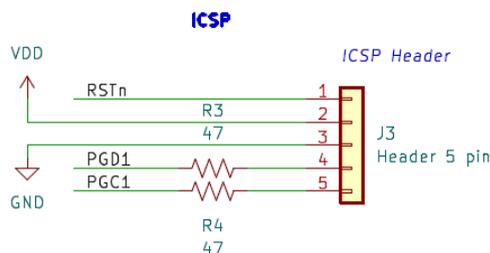


Figura 6.7: L'header ICSP e le resistenze di protezione dei pin del Microcontrollore.

Il MiDAR è stato progettato affinché fosse possibile programmarlo semplicemente connettendo lo strumento di programmazione PIC Kit 4 direttamente sulla scheda. Per questo, due pin del Microcontrollore sono stati riservati alla funzione di programmazione (PGC1 e PGD1) e collegati a un header (J3) a bordo scheda, assieme al pin di reset e alle tensioni di alimentazione del MCU.

Per proteggere questi ingressi da possibili eventi dovuti a ESD, sono state inserite delle resistenze in serie alle linee (R3 ed R4), del valore di poche decine di ohm.

6.2.6 Bus I²C

Il Bus I²C è impiegato per la comunicazione con i ToF e i valori delle resistenze di pull-up delle linee coinvolte (SCL e SDA) sono quelle suggerite dal datasheet di questi sensori[48][47][49]: $R_5 = R_6 = 2,2\text{ k}\Omega$. Si inseriscono anche delle resistenze in serie ai pin del Microcontrollore per favorire l'integrità del segnale (Figura 6.8), evitando possibili riflessioni su una linea ad alta velocità di trasmissione: $R_7 = R_8 = 47\ \Omega$. Il circuito di terminazione e pull-up del bus I²C è presentato in Figura 6.9.

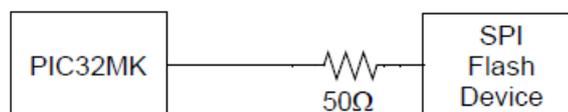


Figura 6.8: Tipico resistore in serie al dispositivo connesso ad una linea ad alta velocità[45].

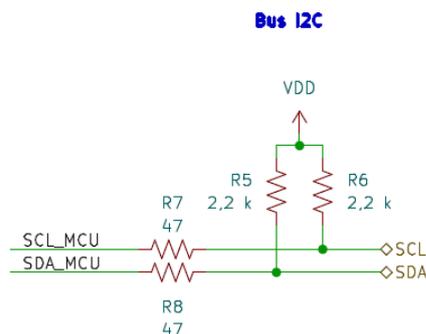


Figura 6.9: Terminazione e pull-up sul bus I²C, lato Microcontrollore.

6.2.7 Le Periferiche interne ed esterne

6.3 L'Interfaccia CAN

La porta di comunicazione principale tra il MiDAR e il mondo esterno è rappresentata dall'interfaccia CAN, tramite cui si ricevono i comandi di configurazione e di azione dall'applicazione e si inoltrano le misure effettuate e lo stato del sistema.

6.3.1 Il Ricetrasmittitore CAN

Il Ricetrasmittitore CAN scelto implementa il layer fisico secondo l'ISO 11898-2:2016 ed è pienamente applicabile sia con il protocollo classico che con il CAN FD[51]. Il motivo particolare per cui è stato selezionato questo particolare circuito integrato risiede nel fatto che esso rende possibile il suo utilizzo con sistemi funzionanti a tensioni inferiori rispetto alla propria tensione di alimentazione (5 V), fornendo il potenziale di funzionamento del microcontrollore (3,3 V) sul pin VIO (lo schema è quello in Figura 6.10. Il Transceiver è tenuto sempre attivo mettendo a ground il pin di Standby (tramite R13), in modo tale che il MiDAR sia sempre in grado di ricevere ordini dall'applicazione.

6.3.2 Circuito di Terminazione e Protezione

Per proteggere efficacemente l'interfaccia CAN dalle interferenze elettromagnetiche (EMI) e dalle scariche elettrostatiche (ESD), nonché dai transitori di tensione che possono essere presenti sulla linea (potenzialmente causati per esempio dalla commutazione di carichi induttivi, rumore di relè eccetera, la natura differenziale dei segnali CAN può non essere abbastanza. Per rinforzare la chiarezza della comunicazione e aumentarne la sicurezza a livello elettrico, si sono adottate alcune semplici strategie. Nell'ISO 11898 si specifica una protezione da cortocircuito

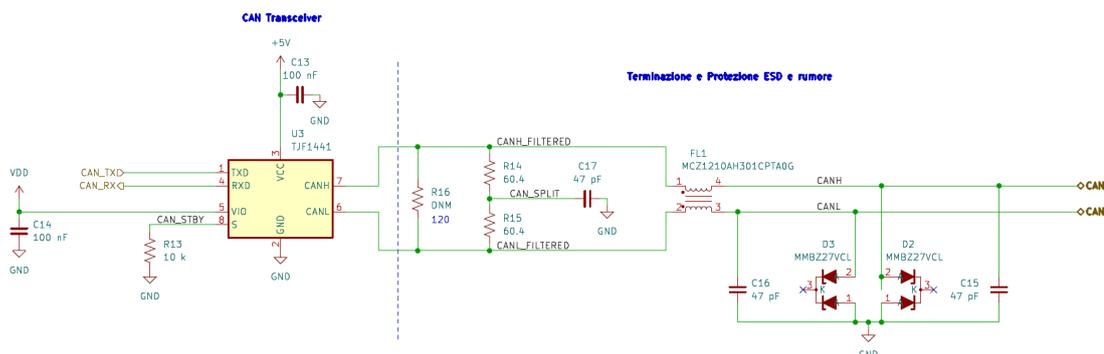


Figura 6.10: Circuito completo dell'interfaccia CAN: Transceiver, protezioni e terminazione del bus.

da $-3V$ a $+32V$ e da transistori da $-150V$ a $+100V$. Sebbene questo sia già assicurato dalla scelta del Ricetrasmittitore, si affianca un'ulteriore circuito di protezione ottenuto mediante l'impiego di filtri e scaricatori di sovratensioni[52], come mostrato in Figura 6.3.2.

I TVS (D2 e D3, sempre mostrati nello schema in Figura 6.10) sono posizionati in modo da proteggere non solo il Transceiver, ma anche i filtri dai transistori ad alta energia. Successivamente, si trovano i condensatori di filtro (C15 e C16) per il rumore elettrico e, quindi, un induttore di modo comune (FL1) per aumentare la reiezione di modo comune (CMRR), ottenendo un'alta impedenza per i segnali di modo comune (bus in stato recessivo) e bassa impedenza per i segnali differenziali (bus in stato dominante).

Infine, la terminazione del bus CAN è stata implementata con una topologia divisa in due resistori da circa 60Ω (R14 ed R15) e un condensatore (C14) verso ground, che agisce da filtro passa basso. È anche possibile utilizzare una resistenza unica da 120Ω (R16), in alternativa alla terminazione R14-R15-C17.

6.3.3 Scelta dell'ID

La scelta dell'indirizzo del MiDAR sul bus CAN è resa possibile in un primo momento tramite hardware con il dip switch SW1 (si veda la Figura 6.11), con cui si seleziona un ID di 4 bit (che dev'essere univoco per ogni dispositivo sul bus) che viene letto in fase di avvio e utilizzato nell'inizializzazione dell'interfaccia CAN. Tra tutti gli identificativi possibili (16), uno è riservato (0000=0x0000) e non impiegabile dall'utente. Nel caso venga impostato questo indirizzo, il Firmware provvederà ad assegnarne uno di default (0x0010).

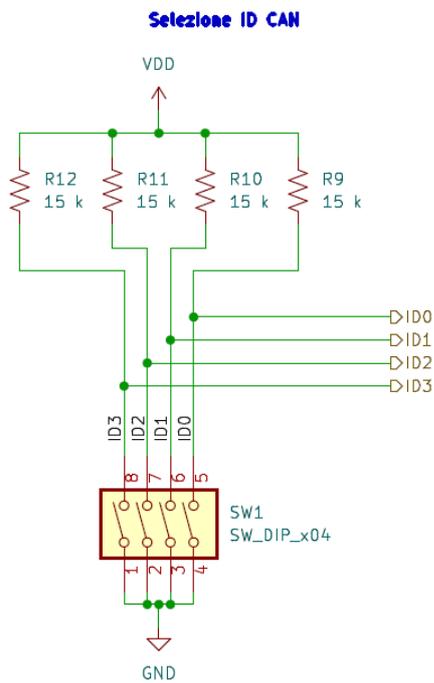


Figura 6.11: Circuito di selezione dell'ID per il MiDAR connesso su bus CAN.

Capitolo 7

Alimentazione

Per la scelta del circuito di alimentazione si è dovuto dapprima valutare il budget energetico di ogni blocco del circuito, nelle peggiori condizioni di lavoro possibili, ovvero quando tutti i moduli sono attivi. Si riportano di seguito (Tabella 7.1), per ogni valore di tensione di alimentazione necessaria, i valori dell'assorbimento di corrente dei circuiti.

Poiché le tensioni di alimentazione dei vari blocchi sono tutte derivate dalla tensione principale del bus (5 V), si traducono i consumi energetici alle tensioni più basse in equivalenti alle tensioni a monte dei rispettivi regolatori, tenendo presente, per questa valutazione, che l'efficienza di conversione sia almeno dell'80%. I valori riportati in corsivo in Tabella 7.1 tengono conto di questa considerazione.

7.1 Ramo a 5 V

La tensione di alimentazione a più alta tensione arriva direttamente dall'esterno tramite le morsettiere principali J1 o J2. Si è supposto il valore di 5 V come un probabile potenziale presente a bordo di numerose applicazioni o, semplicemente, facilmente ottenibile nell'apparato robotico di impiego. Da esso vengono derivate tutte le altre alimentazioni per il funzionamento dei circuiti del MiDAR.

7.2 Ramo a 3,3 V

L'alimentazione a 3,3 V è quella che fa funzionare la quasi totalità dei circuiti di cui si compone il MiDAR ed è ricavata tramite un regolatore switching DC/DC (U1, in Figura 7.1), contornato dalle capacità di disaccoppiamento C1 e C2, di tipo ceramico perché dotati di bassa ESR.

Sezione	Circuito	Assorbimento (μA) a		
		2,8 V	3,3 V	5 V
Sonar	Driver			50
	Condizionamento			3700,4
	Riferimento e comparatore			921
	Partitori Riferimento e Soglia			77
	Lettura Temperatura		330	
	Totale		330	4748
ToF	Medio raggio		130000	
	Lungo raggio	40010		
	Cliff		40000,15	
	Traslatore di livello		13,4	
	Regolatore LDO 2,8 V		220,1	
	Pull-up		3600,426	
	Totale		213844	
CAN	Transceiver			30
	Pull-up		880	
	Totale		910	
MCU	MCU		200000	
	Pull-up		2937,250	
	Totale		202937	
TOTALE		40010	423000	538276,4

Tabella 7.1: Budget energetico (massimo) dei circuiti che compongono il sistema. Il totale calcolato per ogni tensione di alimentazione tiene conto dell'efficienza di conversione per ottenere le differenti tensioni.

7.3 Ramo a 2,8 V

Per l'erogazione dell'alimentazione a 2,8 V si sceglie un XC6222B281 (U8, nello Schema in Figura 7.2), ovvero un regolatore LDO in grado di ottenere la tensione richiesta dal suo carico (il ToF frontale a lungo raggio) a partire da soli $V_{out} + V_{dif,max} = 2,8 \text{ V} + 260 \text{ mV} = 3,06 \text{ V}$, in cui $V_{dif,max}$ è la massima tensione da avere a cavallo del regolatore per garantire in uscita la tensione desiderata[53].

L'assorbimento ad opera di questo regolatore (dovuto alla sua alimentazione e al pin di abilitazione CE) è di $I_{SS,max} + I_{CEH,max} = 220 \mu\text{A} + 0,1 \mu\text{A} = 220,1 \mu\text{A}$.

Per evitare un surriscaldamento del componente e della zona del circuito in cui esso è montato, si alimenta questo circuito integrato con la tensione di 3,3 V (V_{DD})

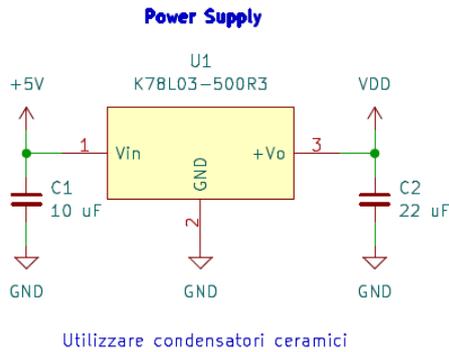


Figura 7.1: Il regolatore di tensione che fornisce i 3,3 V necessari al funzionamento della scheda.

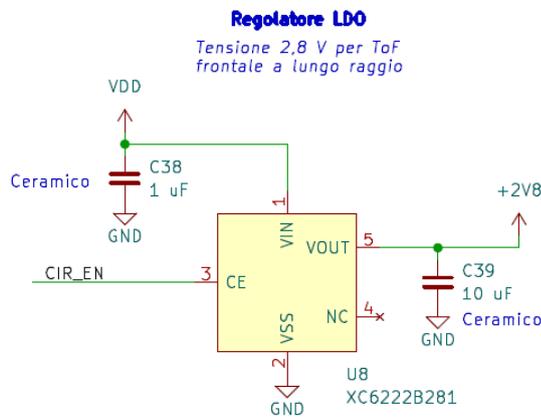


Figura 7.2: La sezione del circuito che si occupa di generare la tensione di alimentazione a 2,8 V per il ToF a lungo raggio.

già presente per l'alimentazione del Microcontrollore.

7.3.1 Abilitazione del Regolatore

Il funzionamento del LDO è abilitato tramite un apposito segnale (CIR_EN) proveniente dal Microcontrollore e diretto al pin CE di U8. Quando a questo ingresso la tensione è a basso livello, il chip entra in modalità di stand-by, disabilitando l'uscita e riducendo drasticamente la propria corrente di funzionamento da 100 μA (valore tipico) fino ad un massimo di 0,1 μA [53].

Capitolo 8

Il Circuito Stampato

Nella progettazione del Circuito Stampato è stato doveroso tenere in conto il fatto che l'applicazione finale del MiDAR è a bordo di un robot mobile, potenzialmente con poco spazio a disposizione: da qui la necessità di ottenere un sistema che sia il più compatto possibile, senza però rendere difficoltoso effettuare interventi quali l'inserimento delle Schede *Satellite*, la programmazione, il cablaggio e, non per ultimo, il fissaggio della Scheda al suo supporto meccanico (il quale esula dall'obiettivo di questa Tesi, in quanto potenzialmente dipendente dalla destinazione d'uso). Questo può avvenire mediante il serraggio di 4 viti M3 negli appositi fori (H1-H4).

8.1 Organizzazione del Circuito Stampato

Il PCB è strutturato in modo semplice, per aree:

- i ToF ottici nella parte in alto (eventualmente coperti dalle Schede *Satellite*, senza bisogno di occupare ulteriore spazio;
- il Sonar nella zona centrale (sul lato frontale della Scheda la sola coppia di Trasduttori e, nella parte inferiore, il circuito di pilotaggio e di condizionamento);
- il resistore NTC per la misura della temperatura adagiato di fianco al Sonar, sul lato frontale;
- il Microcontrollore al centro della porzione in basso del circuito;
- gli Oscillatori appena a fianco del MCU, sulla sinistra;

- l'header per l'ICSP (programmazione seriale) lungo il bordo sinistro, distan-
te dagli altri elementi di altezza rilevante in modo tale da poter inserire
agevolmente o collegare il programmatore PICkit 4;
- la presa per il collegamento del ToF di Cliff nel lato inferiore della scheda, in
modo tale che, con il MiDAR orientato verso l'alto, la *Satellite* punti verso il
basso, se connessa direttamente;
- il Dip-Switch per la selezione dell'indirizzo sul bus CAN in posizione centrale
nella parte inferiore, in modo da essere facilmente raggiungibile dall'utente;
- il circuito di interfaccia CAN al di sotto di quest'ultimo;
- i morsetti di collegamento per alimentazione e segnali da e verso l'esterno
(CAN incluso) tutti nella stessa zona, in basso a destra;
- un header comodo per il debugging della Scheda e il jumper per chiudere il
bus CAN sulla resistenza di terminazione accanto alle morsettiere;
- l'alimentazione occupa l'area libera tra il Cliff e il morsetto principale (il
regolatore per la distribuzione a 2,8 V si trova, tuttavia, nella zona di pertinenza
del ToF che lo richiede).

8.1.1 Ingombri e zone di esclusione

La disposizione dei ToF sul PCB deve tenere conto della presenza di altri elementi
la cui altezza, se rilevante, potrebbe influire negativamente sulle performance dei
sensori in questione. Per questo, si considerano le cosiddette zone di esclusione per
distanziare le varie parti in modo da non ricaderne all'interno. I componenti la cui
altezza è rilevante ai fini del posizionamento dei ToF sono:

- le prese per la connessione delle *Satellite* in funzione di ToF frontali (J6 e J7),
- le stesse Schede *Satellite* montate sui rispettivi connettori appena menzionati,
- il complesso dei Trasduttori del Sonar (XU1).

Per tenere conto di eventuali tolleranze in fase di produzione e assemblaggio del
PCB, si applicano le zone di esclusione a partire dal lato del package del ToF,
anziché dall'elemento ottico, in modo tale da avere del margine di sicurezza. Nella
Tabella 8.1 si riepilogano le zone di esclusione.

Considerando le altezze (dal piano del PCB) dei componenti di cui sopra, si
ottengono le distanze da mantenere dai ToF, elencate di seguito nella Tabella 8.2.

ToF	Rif.	Funzione	Zona di esclusione	
			Lato corto	Lato lungo
VL53L5CX	U7	ToF frontale a corto raggio	61°	55,5°
VL53L1CB	U9	ToF frontale a lungo raggio	39,60°	39,60°

Tabella 8.1: Riepilogo delle zone di esclusione dei ToF impiegati nella Scheda, secondo quanto riportato in [47] e [48].

Componente	Altezza	Distanza da mantenere			
		Da U7		Da U9	
		Lato corto	Lato lungo	Lato corto	Lato lungo
Header J6 e J7	8,5 mm	5,0 mm	4,5 mm	3,1 mm	3,1 mm
Satellite board	12,7 mm	7,5 mm	6,7 mm	4,6 mm	4,6 mm
Trasduttori XU1	30,6 mm	18,0 mm	16,1 mm	11,0 mm	11,0 mm

Tabella 8.2: Distanze da mantenere dai ToF per i componenti la cui altezza e vicinanza potrebbe farli entrare nelle zone di esclusione.

La formula usata per il calcolo è

$$d = h \tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (8.1)$$

in cui d è la distanza tra il componente e il ToF, h l'altezza dello stesso e α l'ampiezza dell'angolo della zona di esclusione lungo il lato considerato (Figura 8.1).

8.1.2 Precauzioni per gli Oscillatori

Poiché gli oscillatori dovrebbero essere piazzati sullo stesso lato della scheda in cui è posto il Microcontrollore, il più vicini possibile ad esso (non oltre i 12 mm[45] ed è consigliato mettere un anello attorno ad essi (*guard ring*, in Figura 8.2), senza altre piste di segnale o di potenza che lo attraversino nemmeno nella parte inferiore del PCB, si fa in modo che nell'implementazione fisica della scheda, gli oscillatori siano isolati dal resto del sistema da un conduttore collegato al ground che li circonda interamente, mentre al di sotto di essi c'è il piano di massa.

8.1.3 Il Prototipo ultimato

Nel software di progettazione, un'anteprima del MiDAR è quella in Figura 8.3, mentre una volta terminato il processo di produzione e assemblaggio del circuito stampato, appare come mostrato in Figura 8.4.

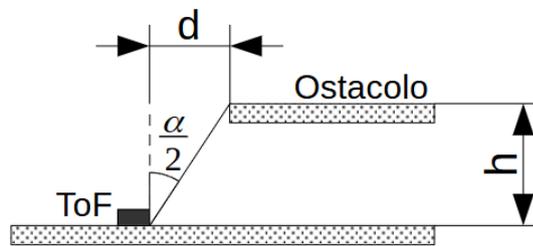


Figura 8.1: Rappresentazione grafica delle grandezze in gioco per il calcolo del distanziamento di un generico elemento di una certa altezza (in figura, per esempio, una scheda *Satellite* adiacente a un ToF a bordo del MiDAR.

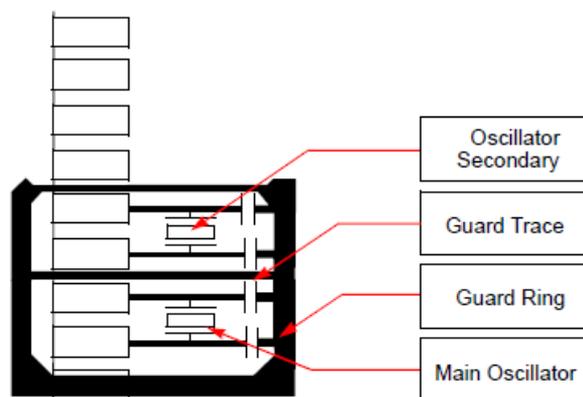


Figura 8.2: Suggerimento per il posizionamento del circuito degli oscillatori[45].

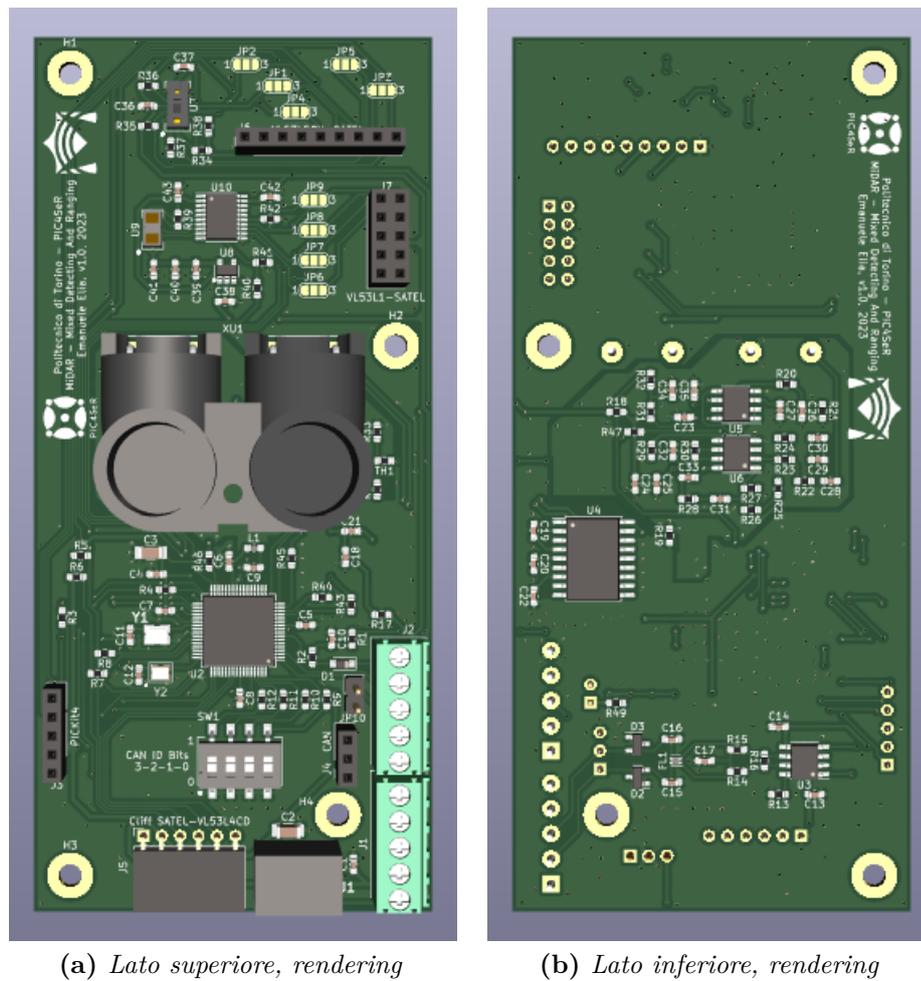


Figura 8.3: Aspetto del Prototipo finito, nel visualizzatore 3D del CAD di progettazione (KiCAD).

Parte III
Firmware

Capitolo 9

Il Firmware

9.1 Inizializzazione

Come prima cosa, all'avvio del MiDAR, vengono create le variabili e la struttura dati che serve all'inizializzazione dell'interfaccia di comunicazione CAN. Prima del suo avvio, però, viene eseguita la lettura degli input connessi agli switch SW1 per l'acquisizione dell'indirizzo ID che deve identificare il Nodo sul bus. Vengono impostate tutte le funzioni relative agli interrupt e si passa alla scansione sistematica dello stato dei vari moduli per effettuare le operazioni che essi richiedono e aggiornarne lo stato.

9.2 Organizzazione dei Dati

I Dati che di interesse per l'applicazione (i risultati delle misure, lo stato del MiDAR e la richiesta di interrupt) e per lo stesso MiDAR (configurazione) sono tutti immagazzinati in una struttura appositamente creata per lo scambio tramite bus CAN. Si può immaginare che siano disposti in ordine in una serie (un *array*) a cui si accede *puntando* verso la posizione specifica dell'informazione che si vuole leggere o scrivere. I parametri in questione sono riassunti in Tabella 9.1, in cui sono categorizzati per tipo e applicazione e si indica anche se sono di sola lettura o è possibile anche sovrascriverli: *R* indica che il valore può essere letto soltanto (una sua sovrascrittura è sì possibile, ma il ciclo di esecuzione del Firmware ripristinerà il valore precedente o lo aggiornerà senza tenere conto di quanto immesso dall'esterno), mentre *W* significa che una scrittura della variabile influenza il comportamento del MiDAR.

9.3 Gestione del Sonar

9.3.1 Macchina a Stati del Sonar

Il funzionamento del Sonar si basa su una macchina a stati che gestisca l'approntamento delle periferiche necessarie all'emissione, ricezione e misurazione del tempo di volo dell'onda ultrasonica. Se ne dà di seguito una spiegazione della configurazione dell'hardware e una spiegazione:

- **START.** Il Sonar viene avviato e si prepara a effettuare la misurazione, iniziando le periferiche.
Driver: attivo
TX e TXn: fermi a livello logico alto
Timer3: inizializzato
DAC: inizializzato
ADC: inizializzato
ICAP: inizializzato
Timer6: inizializzato
- **IDLE.** Sonar pronto e in attesa di ordini.
Driver: attivo
TX e TXn: fermi a livello logico alto
Timer3: stop
DAC: attivo
ADC: attivo se CompensationEnable
ICAP: stop
Timer6: stop
- **SHDN.** Sonar disattivato e messo in Shutdown per risparmiare energia. Interrupt disattivati.
Driver: in Shutdown
TX e TXn: fermi a livello logico alto
Timer3: stop
DAC: stop
ADC: stop
ICAP: stop
Timer6: stop
- **ACTIVE.** Il Sonar emette gli impulsi. Interrupt dalle altre attività disattivate finché l'emissione non è completata. Interrupt del Sonar attivi.
Driver: attivo
TX e TXn: alternati

Timer3: avviato
DAC: attivo
ADC: disattivato
ICAP: disattivato
Timer6: avviato

- **LISTEN.** Il Sonar aspetta il ritorno dell'onda. Dopo un tempo massimo di attesa per la massima distanza possibile (dettata dall'interrupt del Timer6), si restituisce un codice di errore o, in caso di rilevamento, il valore della distanza. Dopo questo passaggio, si va in IDLE.
Driver: attivo
TX e TXn: fermi a livello logico alto
Timer3: stop
DAC: attivo
ADC: attivo se CompensationEnable
ICAP: attivo
Timer6: avviato

- **DISABLED.** Il Sonar è in Shutdown e attende ordini.
Driver: in Shutdown
TX e TXn: fermi a livello logico alto
Timer3: stop
DAC: disattivato
ADC: disattivato
ICAP: disattivato
Timer6: stop

- **TX.** Ci si prepara alla trasmissione degli impulsi.
Driver: attivo
TX e TXn: alternato
Timer3: start
DAC: attivo
ADC: disattivato
ICAP: disattivato
Timer6: start

9.3.2 Impostazione dei Timer

Timer3

Il Timer3 è il responsabile per la generazione del treno di impulsi per l'emissione dell'onda ultrasonica. Considerando una frequenza di clock di 120 MHz, si imposta il periodo di *roll-over* (ovvero il tempo dopo cui si genera un interrupt) alla durata della semionda da emettere, così che si possa fare corrispondere all'interrupt il cambiamento di polarità del segnale differenziale che pilota il Trasmettitore. Contando, inoltre, il numero di inversioni effettuate, è possibile stabilire se il numero di impulsi generati ha raggiunto il numero desiderato (SONAR_BURST_N, pari a 16).

Timer6

Per valutare il tempo di ritorno dell'onda e stabilirne un limite massimo, oltre il quale si può considerare un segnale ricevuto come indesiderato e, pertanto, concludere la procedura di valutazione della distanza di riflessione con un codice di errore, si fa uso di un ulteriore timer: il Timer6. Il suo periodo di conteggio è legato alla massima distanza che ci si aspetta di misurare con l'hardware progettato. Infatti, lo stesso guadagno e la soglia del Comparatore nello stadio di Condizionamento del Ricevitore influenzano pesantemente la massima distanza rilevabile, oltre che le stesse caratteristiche di emissione e ricezione (quali direttività e sensibilità) dei Trasduttori. Nel programmare il periodo di Timer6, si deve tenere conto dei seguenti aspetti, che determinano il tempo che impiegherà l'onda a tornare indietro verso il MiDAR:

- massima distanza che si vorrebbe misurare (la portata),
- temperatura ambientale,
- ritardo di propagazione del Driver,
- fase del Trasmettitore,
- fase del Ricevitore,
- fase del Condizionamento,
- Slew Rate del Comparatore,
- tempo di sincronizzazione del modulo di Input Capture (ICAP)

Questi parametri devono poi essere sottratti dal valore del conteggio finale del Timer3 e aggiunti, invece, al periodo massimo di conteggio del Timer6, affinché

sia tenuto conto dei ritardi di propagazione dei segnali sia acustico che elettrico, nonché di quelli digitali dovuti alla sincronizzazione delle periferiche interne al Microcontrollore.

9.3.3 Correzione dell'Effetto della Temperatura

Funzione di calibrazione

Dall'analisi della sezione del circuito di interesse, le equazioni che caratterizzano il sistema sono le seguenti.

$$\begin{cases} I_{TH} = I_S + I_{ADC} & (9.1.a) \\ I_S = \frac{V_{ADC}}{R_S} & (9.1.b) \\ V_{ADC} = V_{DDA} - V_{TH} & (9.1.c) \\ R_{TH} = R_{25} e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}}\right)} & (9.1.d) \\ V_{TH} = R_{TH} I_{TH} & (9.1.e) \end{cases}$$

Sostituendo la (9.1.a) nella (9.1.e),

$$V_{TH} = R_{TH} I_{TH} = R_{TH} (I_S + I_{ADC})$$

e, tenendo conto della (9.1.b), si ha

$$V_{TH} = R_{TH} \left(\frac{V_{ADC}}{R_S} + I_{ADC} \right) \quad (9.2)$$

Sostituendo la 9.2 nella (9.1.c) si ottiene

$$V_{ADC} = \frac{R_S (V_{DDA} - I_{ADC} R_{TH})}{R_S + R_{TH}} \quad (9.3)$$

Ora, tenendo conto della Legge di Steinhart-Hart (Eq. (9.1.d)), sostituendo nella 9.3, si ottiene

$$V_{ADC} = \frac{R_S (V_{DDA} - I_{ADC} R_{TH})}{R_S + R_{TH}} = \frac{R_S \left[V_{DDA} - I_{ADC} R_{25} e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}}\right)} \right]}{R_S + R_{25} e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}}\right)}} \quad (9.4)$$

La relazione ingresso/uscita dal sensore alla lettura digitale sarà dunque

$$D_{out} = \left\lfloor \frac{V_{ADC}}{V_{DDA}/2^N} \right\rfloor = 2^N \quad (9.5)$$

$$\begin{aligned}
 & \downarrow \\
 D_{out} &= 2^N \frac{1}{V_{DDA}} \cdot \frac{R_S \left[V_{DDA} - I_{ADC} R_{25} e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}} \right)} \right]}{R_S + R_{25} e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}} \right)}} \\
 & \downarrow \\
 D_{out} &= 2^N \frac{R_S \left[1 - \frac{I_{ADC} R_{25}}{V_{DDA}} e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}} \right)} \right]}{R_S + R_{25} e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{25}} \right)}} \quad (9.6)
 \end{aligned}$$

Volendo risalire al valore della temperatura T a partire dalla lettura D_{out} , si ha, dalla 9.6:

$$T = \frac{BT_{25}}{B + T_{25} \left\{ \ln [R_S (2^N - D_{out})] - \ln \left[R_{25} \left(D_{out} + 2^N \frac{I_{ADC}}{V_{DDA}} R_S \right) \right] \right\}} \quad (9.7)$$

9.4 Gestione del CAN

Il controllo e l'eventuale aggiornamento dei dati via CAN è effettuato con una cadenza fissa di 1 ms scandita dall'interrupt di un Timer adeguatamente impostato, che viene avviato a inizio esecuzione del codice. Di conseguenza, il tempo che impiega il MiDAR ad acquisire ordini dall'esterno è all'incirca il medesimo. Come dimostrato dal listato seguente, tutto il lavoro di aggiornamento dell'interfaccia CAN è compiuto da una singola funzione appartenente all'apposita libreria impiegata per la comunicazione via bus (ulteriori dettagli nel Capitolo 10.2).

```

1 void interruptTimer2 ()           //Loop CAN
2 {
3     PcpInterfaceLoop ();
4 }

```

9.5 Interrupt Esterno

A livello logico, la generazione di un interrupt che viene riportato al livello gerarchico superiore (applicazione) è semplicemente l'*or* logico tra gli interrupt generati nel circuito. In questo modo, basta un solo rilevamento oltre la soglia di allarme per causare l'allerta.

```

1 //IRQ GENERALE
2 if(alarmSonar || alarmTof1 || alarmTof2 || alarmCliff) //Se e' stato
   generato un qualsiasi interrupt dai sistemi di rilevamento...
3 {
4     IRQn_Clear(); //...riporta
   la richiesta di interrupt sul pin IRQn della scheda
5     PcpSetData(PARAM_VECTOR_POSITION_INTERRUPT, 1); //...riporta
   la richiesta di interrupt su CAN
6 }
7 else //...
   altrimenti...
8 {
9     IRQn_Set(); //...metti a
   stato alto il pin di IRQn della scheda
10    PcpSetData(PARAM_VECTOR_POSITION_INTERRUPT, 0); //...riporta
   l'assenza di interrupt su CAN
11 }

```

Così facendo, dall'esterno (o dalla semplice variabile dell'interrupt generale accessibile via CAN) non è possibile risalire al particolare ToF che ha lanciato l'interrupt. È necessario controllare le variabili degli interrupt di ogni periferica per identificare quale di esse sia stata (per un elenco delle variabili in questione si vedano quelle appartenenti al gruppo "Interrupt" nella Tabella 9.1).

9.6 La Sincronizzazione

In maniera simile alla logica per la generazione di un interrupt, lo stato di Sincronizzazione dipende dalle attività di misura in corso. In particolare, in questo caso si richiede che tutte le misura siano state completate (ossia che le variabili di *flag* che si riferiscono a Sonar e ToF, cioè `flagSonarDone`, `flagTempDone`, `flagTof1Done`, `flagTof2Done` siano vere) e che fosse in corso un ciclo di misure (`flagFire` vera anch'essa). In queste condizioni, si reimposta lo stato delle suddette variabili in vista di un successivo ciclo di misure e si rilascia lo stato della linea di SYNCn, in modo tale da consentire ad altri Nodi di effettuare le proprie operazioni. Il cambiamento dello stato della Sincronizzazione viene riportato sia a livello di segnale (sul pin IRQn del PCB) sia di variabile accessibile tramite CAN.

```

1 //Gestione SYNC (CAN) e SYNCn
2 if(flagFire && flagSonarDone && flagTof1Done && flagTof2Done)
3 {
4     if(PcpGetData(PARAM_VECTOR_POSITION_MODE)==3) //Se la
   modalita' era di Trigger...

```

```

5      PcpSetData(PARAM_VECTOR_POSITION_MODE, 2);           // ... passa
      alla modalita' di Polling
6
7      flagSonarDone=false;                                 //Reset del
      flag di misurazione completata del Sonar
8      flagTempDone=false;                                 //Reset del
      flag di misurazione completata della temperatura
9      flagTof1Done=false;                                 //Reset del
      flag di misurazione completata del ToF a lungo raggio
10     flagTof2Done=false;                                 //Reset del
      flag di misurazione completata del ToF a corto raggio
11     flagFire=false;                                     //Reset del
      flag di misurazione in corso
12     SYNCn_Release();                                    //Rilascia la
      linea di SYNCn (la mette ad alta impedenza)
13     PcpSetData(PARAM_VECTOR_POSITION_SYNC, 1.0);        //Imposta lo
      stato di SYNC per indicare che non ci sono misure in corso
14 }

```

Nel frammento di codice riportato è inoltre visibile l'aggiornamento della modalità operativa del MiDAR nel caso in cui fosse in **Trigger**. Infatti, una volta terminate le operazioni in questa particolare modalità (ovvero su richiesta dell'applicazione), è necessario portarsi in modalità di **Polling** e attendere una nuova richiesta (*Trigger*) per poter effettuare nuove misure.

Gruppo	Sezione	R/W	Tabella valori	Descrizione
Configurazione	Generale	R	A	ID specificato via hardware
	Generale	R/W	C	Modalità di funzionamento
	Sonar	R/W	F	Valore che codifica la tensione di soglia per il Comparatore nel Ricevitore del Sonar
Abilitazione	Sonar	R/W	B	Abilitazione del Sonar
	ToF corto raggio	R/W	B	Abilitazione del ToF a corto raggio
	ToF lungo raggio	R/W	B	Abilitazione del ToF a lungo raggio
	Cliff	R/W	B	Abilitazione del Cliff
	Compensazione	R/W	B	Abilitazione della compensazione della Temperatura per il Sonar
Interrupt	Sonar	R/W	B	Interrupt richiesto dal Sonar
	ToF corto raggio	R/W	B	Interrupt richiesto dal ToF a corto raggio
	ToF lungo raggio	R/W	B	Interrupt richiesto dal ToF a lungo raggio
	Cliff	R/W	B	Interrupt richiesto dal Cliff
	Generale	R	B	Interrupt richiesto (Generale, or logico di tutti gli altri interrupt)
Misura	Sonar	R	E	Valore della distanza letta tramite Sonar
	ToF corto raggio	R	-	Valore della distanza letta tramite ToF a corto raggio
	ToF lungo raggio	R	-	Valore della distanza letta tramite ToF a lungo raggio
	Cliff	R	-	Valore della distanza letta dal Cliff
	Temperatura	R	-	Valore della Temperatura
Soglia	Sonar	R/W	-	Soglia di allarme per il Sonar
	ToF corto raggio	R/W	-	Soglia di allarme per il ToF a corto raggio
	ToF lungo raggio	R/W	-	Soglia di allarme per il ToF a lungo raggio
	Cliff (inferiore)	R/W	-	Soglia inferiore di allarme per il Cliff (caso ostacolo)
	Cliff (superiore)	R/W	-	Soglia superiore di allarme per il Cliff (caso caduta)
Stato	Generale	R	D	Riporta se si sta eseguendo una misura (per evitare interferenze tra più Nodi)

Tabella 9.1: Prospetto delle variabili accessibili via CAN. Le Tabelle valori a cui si fa riferimento spiegano i valori possibili per i parametri specificati.

Tabella A: ID CAN				
Binario	Esadecimale	Decimale	Note	Descrizione
000000000000	0x0000	0	Riservato	Non usare
000000000001	0x0001	1		Primo indirizzo impostabile via hardware
...		Indirizzi impostabili via hardware
000000001111	0x000F	15		Ultimo indirizzo impostabile via hardware
000000010000	0x0010	16	Riservato	Non usare
000000010001	0x0011	17		Primo indirizzo impostabile via CAN
...		Indirizzi impostabili via CAN
111111111111	0x07FF	2047		Ultimo indirizzo impostabile via CAN

Tabella 9.2: Tabella Valori A, relativa agli indirizzi per i Nodi sul bus CAN.

Tabella B: Abilitazione e Interrupt		
Valore	Note	Descrizione
0		Disattivato
1		Attivo
...	Riservato	Eccezione

Tabella 9.3: Tabella Valori B, relativa alle variabili di abilitazione e agli interrupt.

Tabella C: Modalità operative		
Valore	Note	Descrizione
0		Stop. Non viene eseguita alcuna operazione. SYNCn rilasciato.
1		Free Running. Vengono richieste misure ripetutamente a seconda dello stato della linea di SYNCn, Cliff operativo.
2		Polling. Si resta in attesa di una richiesta di misura da parte dell'applicazione. Cliff operativo.
3		Trigger. Viene effettuata una misura su richiesta da parte dell'applicazione, poi si va in Polling. Cliff operativo.
...	Riservato	Eccezione

Tabella 9.4: Tabella Valori C, relativa alla modalità operativa.

Tabella D: SYNC		
Valore	Note	Descrizione
0		Attivo. Non è possibile effettuare misure con altri Nodi nello stesso FoV
1		Idle. È possibile effettuare misure senza interferenze
...	Riservato	Eccezione

Tabella 9.5: Tabella Valori D, relativa alla variabile di arbitraggio SYNC.

Tabella E: misure		
Valore	Note	Descrizione
0		Errore: misura non disponibile o fuori portata massima
...		Valore della misura

Tabella 9.6: Tabella Valori E, relativa ai risultati delle misure.

Tabella F: regolazione soglia del Rx Sonar		
Valore	Note	Descrizione
0		Regolazione non impostata (la soglia assume il valore predefinito)
...		Valori da impostare come soglia di intervento per il Comparatore del Ricevitore del Sonar
4095		Ultimo valore impostabile come soglia di intervento per il Comparatore del Ricevitore del Sonar
4096		Regolazione non impostata (la soglia assume il valore predefinito)
...	Riservato	Eccezione

Tabella 9.7: Tabella Valori F, relativa alla soglia da impostare per il Comparatore del Ricevitore del Sonar.

Capitolo 10

Le Librerie

In questo Capitolo si fa un riferimento specifico alle Librerie utilizzate in questo progetto. Infatti, il Firmware sviluppato non potrebbe funzionare senza l'ausilio di esse. Sebbene alcune siano state generate automaticamente ed eventualmente sistemate per il tipo di architettura utilizzata, altre sono state reperite direttamente dagli sviluppatori.

10.1 Librerie specifiche per il Microcontrollore

Questo è il classico caso in cui uno strumento di generazione parte dai dati inseriti in un'interfaccia grafica (nello specifico, MPLABX Harmony) per generare le librerie necessarie a far funzionare l'hardware scelto nel modo desiderato. Queste librerie si occupano di tutte le periferiche interne al Microcontrollore (dai GPIO ai Timer).

10.2 Libreria per la comunicazione CAN

La libreria per la creazione della struttura dati e della comunicazione via CAN (*pcp*), in quanto contiene tutte le funzioni di lettura e scrittura su bus, è stata sviluppata dall'ing. P. Sorbellini.

10.3 Librerie per i ToF

Infine, le librerie per il funzionamento dei ToF sono quelle che fornisce lo stesso costruttore dei chip usati (ovvero STMicroelectronics).

Parte IV

Prove Sperimentali

Capitolo 11

Test

“La teoria è quando si sa tutto e niente funziona. La pratica è quando tutto funziona e nessuno sa il perché. Noi abbiamo messo insieme la teoria e la pratica: non c'è niente che funzioni... E nessuno sa il perché!”
Albert Einstein

Data la necessità di disporre di una scheda di sviluppo adeguata, con lo stesso Microcontrollore (o simile) di quello finale previsto per il progetto, i tempi per completare lo sviluppo e, logicamente, anche le eventuali prove delle varie caratteristiche del MiDAR si sono stretti parecchio. Si sono condotti dei test di funzionamento sul funzionamento in emissione e ricezione del Sonar, il quale è stato controllato con perizia, perché un elemento critico è rappresentato dal Trasduttore del Trasmettitore, in quanto un segnale di pilotaggio non appropriatamente modulato è in grado di danneggiare il piezoelettrico.

11.1 Sonar

11.1.1 Driver

Si sono esaminate le forme d'onda prodotte dal Microcontrollore (segnali TX e TXn) che pilotano il Trasduttore del Trasmettitore. Gli impulsi che, raggruppati, vanno a formare il treno che verrà trasmesso, sono esattamente come desiderato:

frequenza di 50 kHz. In Figura 11.1 è mostrato il segnale TX così come generato dal Microcontrollore (in giallo) e invertito dal Driver (MAX222, o U4, nello Schema). Si può notare come si passi da un'ampiezza di 3,3 V ad una di circa 18 V_{pp}. La

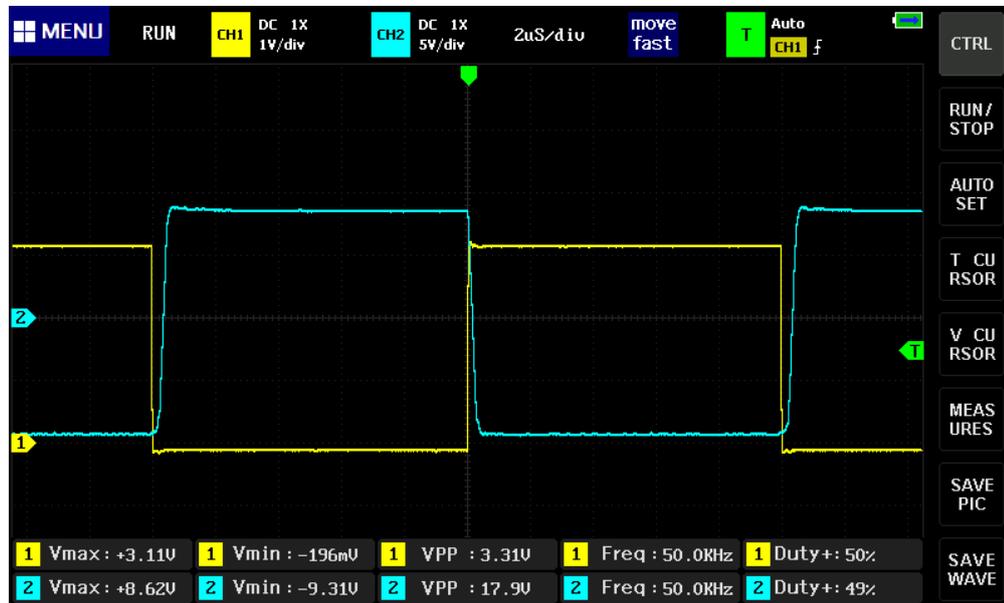
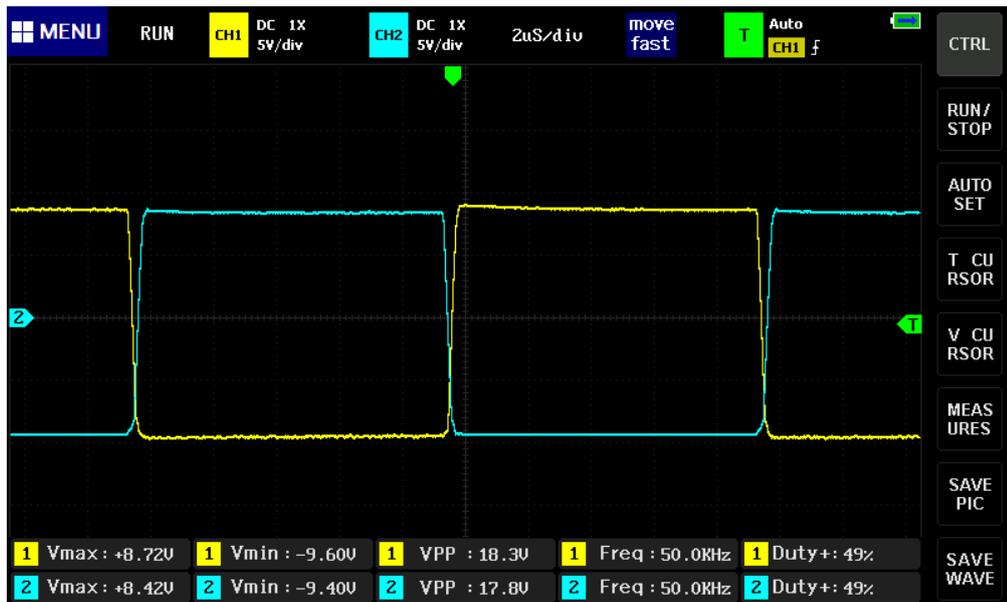


Figura 11.1: Il segnale di pilotaggio del Trasduttore Tx del Sonar, in uscita dal Microcontrollore (in giallo) e dal Driver (in azzurro).

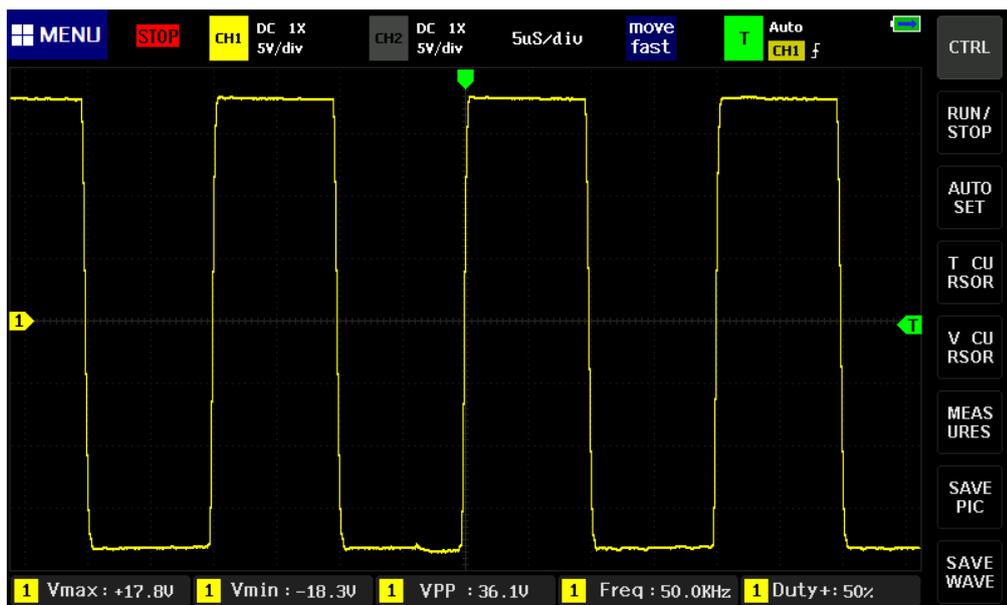
coppia dei segnali applicati ai terminali del Trasduttore del Trasmettitore del Sonar è visibile in Figura 11.2(a), in cui è evidente l'alternanza di fase tra i due. Questo è ciò che consente di avere, sfruttando questi due segnali, di fatto, *differenziali*, un segnale che pilota il piezoelettrico di XU1A la cui ampiezza è la somma di quelle dei segnali di partenza (Figura 11.2(b)). Infine, il treno di impulsi (il cosiddetto *burst*) è mostrato in Figura 11.3.

11.1.2 Ricevitore

A seguito della trasmissione dell'onda ultrasonica attraverso l'aria, si verifica che l'ampiezza della tensione generata dal Trasduttore del Ricevitore (XU1B) sia come prevista in fase di progetto. Ponendo banalmente la mano davanti alla coppia XU1A-XU1B o lasciando il campo libero (in questo caso con il soffitto della stanza a circa 195 cm dal Sonar), le forme d'onda in ingresso agli stadi di Condizionamento sono documentate in Figura 11.4.



(a) Segnali differenziali in uscita dal Driver U4 (MAX222)



(b) Segnale visto dal Trasduttore XU1A

Figura 11.2: Segnali di pilotaggio del Trasduttore del Sonar XU1A. Si nota come l'ampiezza del segnale visto dal piezoelettrico sia la somma di quella dei due segnali differenziali derivati da TX e TXn.

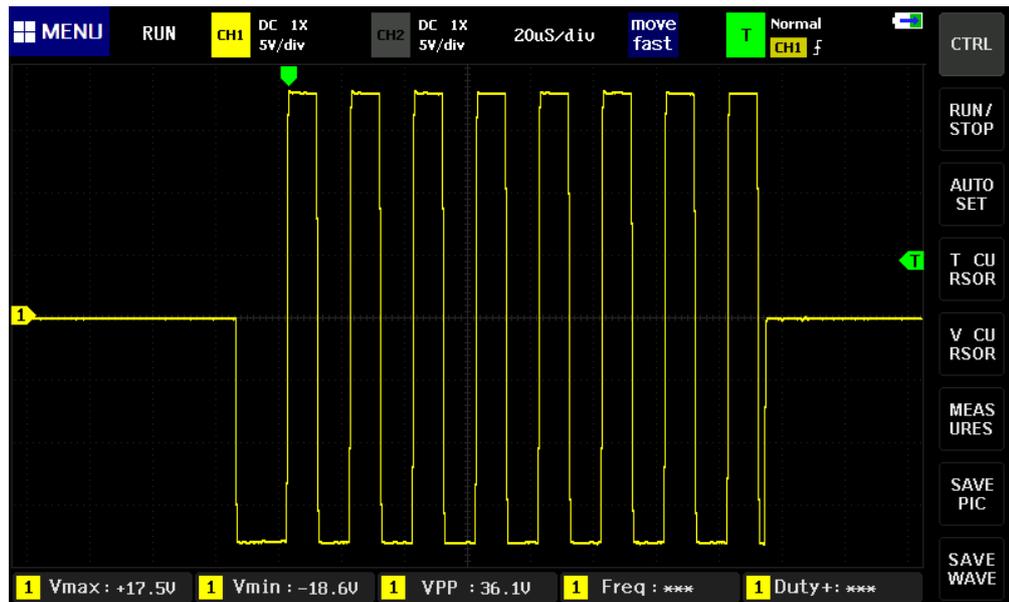
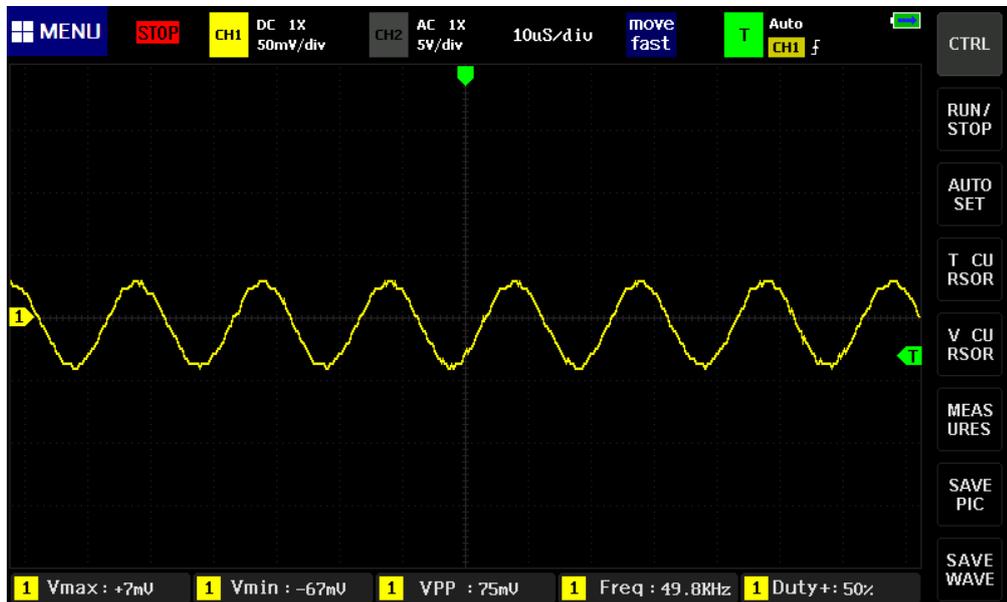


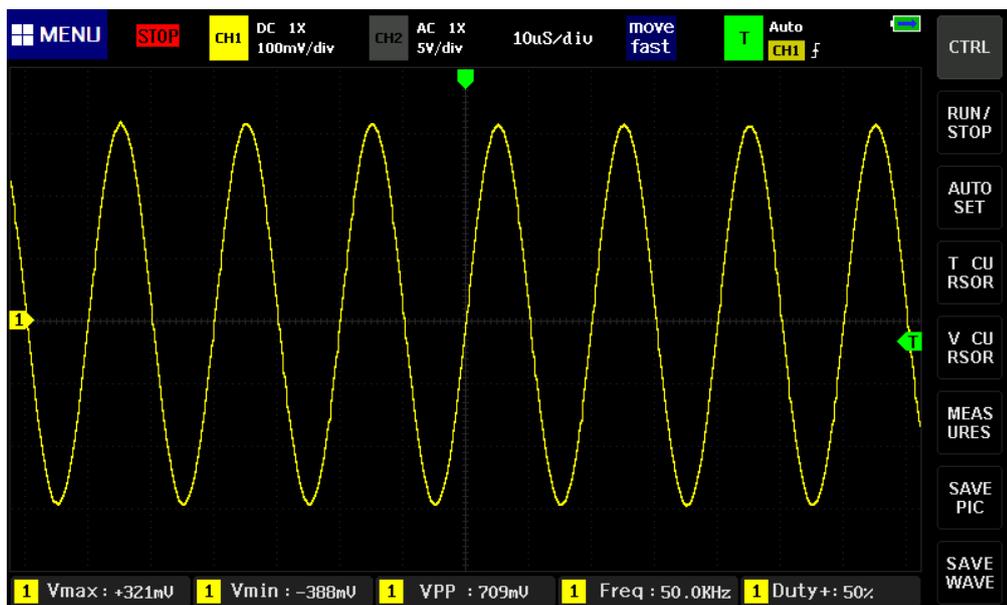
Figura 11.3: Gli impulsi generati a cui corrisponde un'onda emessa alla frequenza di 50 kHz.

11.1.3 Condizionamento e Comparatore

Creando una tensione di riferimento con un potenziometro e un inseguitore di tensione, si è testato lo stadio Comparatore ed, effettivamente, ponendo un led all'uscita di esso, si notava l'accensione del diodo quando si avvicinava la mano al Sonar, a seconda del livello di soglia impostata.



(a) con il soffitto a 195 cm dal Sonar



(b) con la mano davanti al Sonar

Figura 11.4: Segnali generati dal Ricevitore a causa dell'onda di ritorno.

Capitolo 12

Conclusioni e Sviluppi Futuri

Si è visto in questo lavoro di Tesi lo sviluppo di un dispositivo per il rilevamento e la misura della distanza di ostacoli da un Robot Mobile, capace di segnalare situazioni di pericolo generando degli interrupt verso l'applicazione a monte di un bus di tipo CAN, tramite cui vengono scambiati i dati di configurazione e di stato del Nodo di misura. Il MiDAR appena visto offre la possibilità di operare con diversi di questi dispositivi anche condividendo lo stesso campo di visione (FoV), perché in grado di arbitrare le operazioni di misurazione ed effettuarne una per volta, evitando, così, di interferire l'un l'altro.

L'hardware sviluppato offre le possibilità di essere eventualmente espanso con schede esterne che montino gli stessi ToF previsti dal progetto o, magari, altri con differenti caratteristiche, purché compatibili con i livelli di tensione utilizzati dalla scheda. Dalle prove effettuate sui circuiti ideati e costruiti, si dispone di un sistema completo e pronto all'uso, una volta preparato anche il codice per il suo funzionamento. Nella trattazione che si è fatta, sono state offerti esempi dei parametri che determinano il particolare funzionamento del MiDAR: soglie di allarme, abilitazione dei singoli sistemi di misura, compensazione dell'effetto della Temperatura (una grandezza di particolare influenza sul ToF ultrasonico), modalità operative e arbitraggio.

Per come si compone il MiDAR, con i sistemi ToF scelti (in particolar modo quelli ottici), in grado di riconoscere anche ostacoli multipli all'interno del proprio campo di visione, sarebbe possibile, oltre a completare il Firmware per il loro funzionamento (necessario per impiegarli anche solo per il semplice rilevamento), aggiungere quest'utile funzionalità ulteriore.

Inoltre, conoscendo meglio il tipo di connessioni a bordo del robot di impiego del MiDAR, si potrebbe altresì sostituire le scomode morsettiere con dei connettori

più appropriati, come anche rimuovere le prese per le schede *Satellite*, una volta adeguatamente provato il funzionamento dei ToF ottici, oppure sarebbe possibile inserire un deviatore di segnali di tipo digitale qualora si voglia usare agevolmente sia i dispositivi montati sulla scheda che i circuiti esterni.

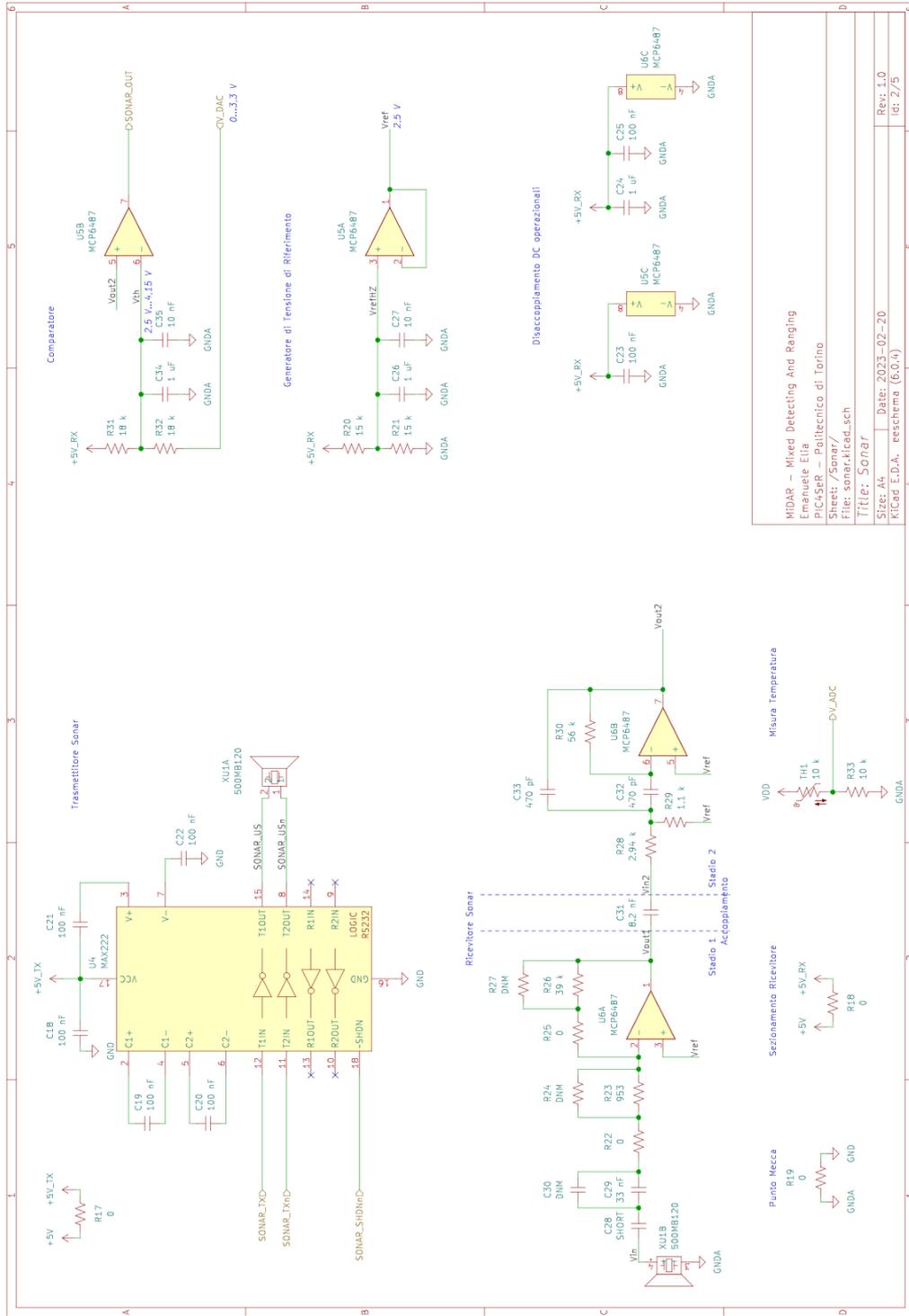
Potrebbe anche essere aggiunto un secondo segnale di Sincronizzazione, in modo tale da averne uno per tipo di tecnologia impiegata: sonora e ottica. Si avrebbe, così, modo di usare contemporaneamente i due tipi di misurazione su due Nodi adiacenti, ottimizzando il tempo complessivo per ottenere le misure dalla rete di MiDAR.

Parte V

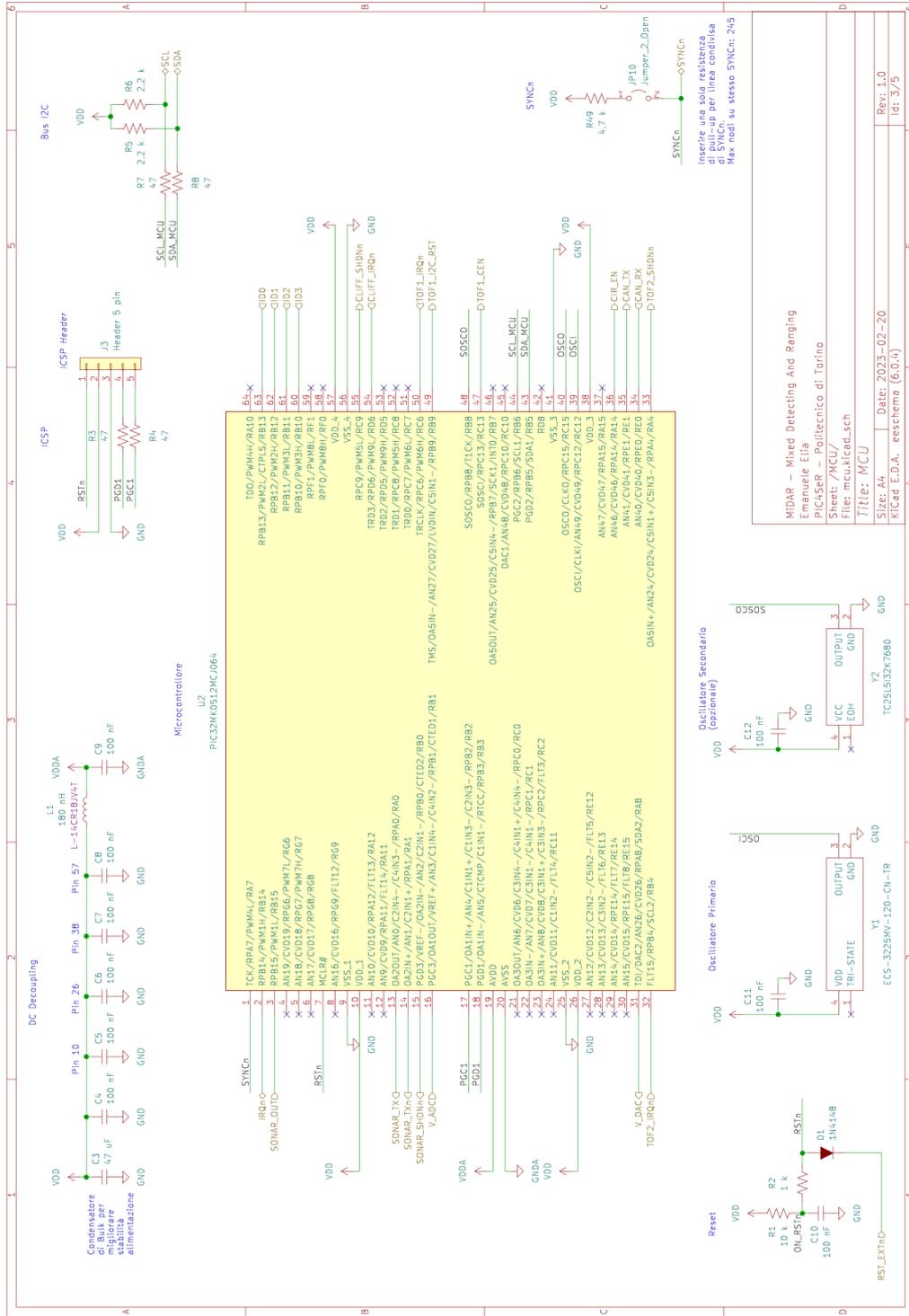
Appendici

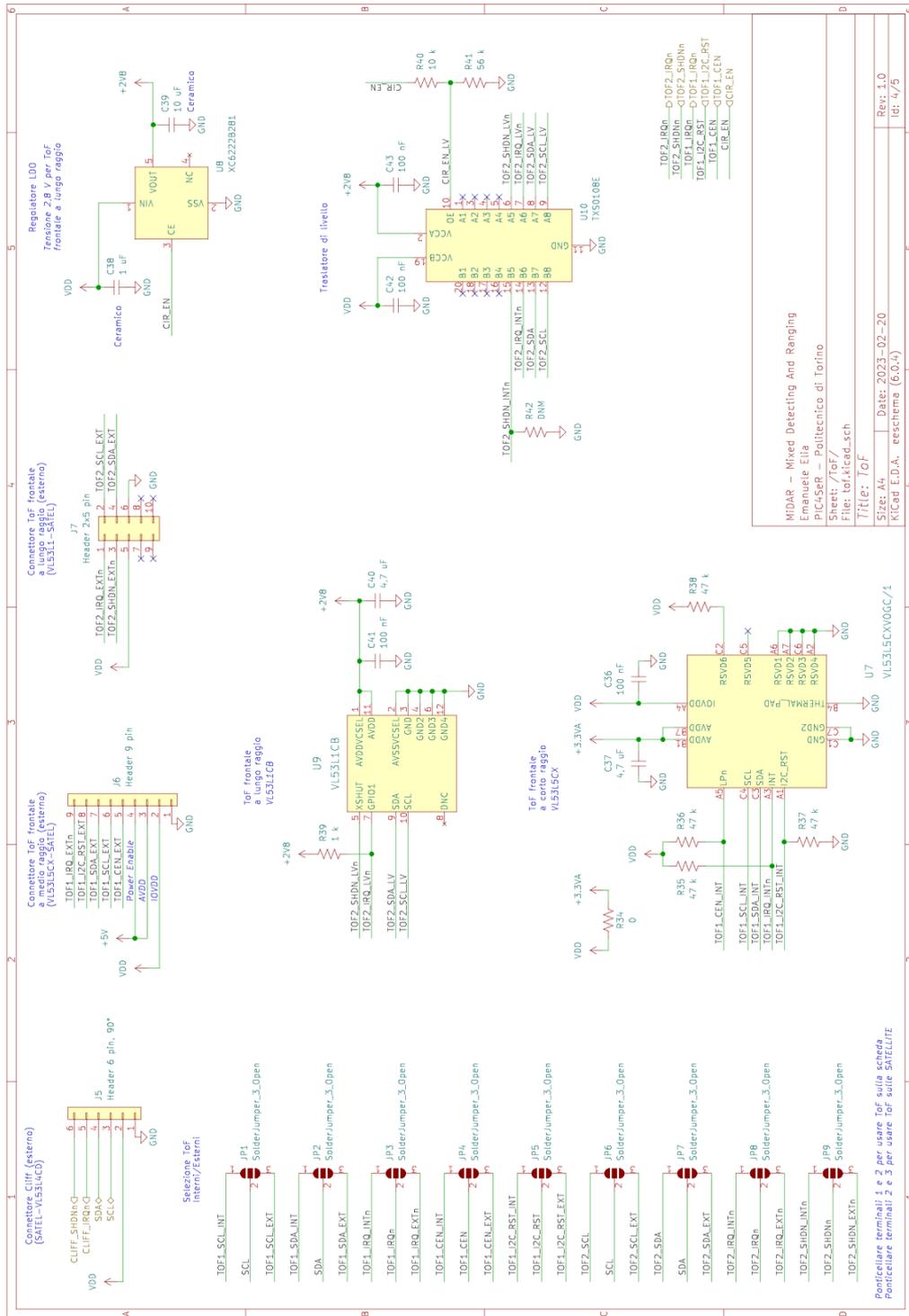
Appendice A

Schemi

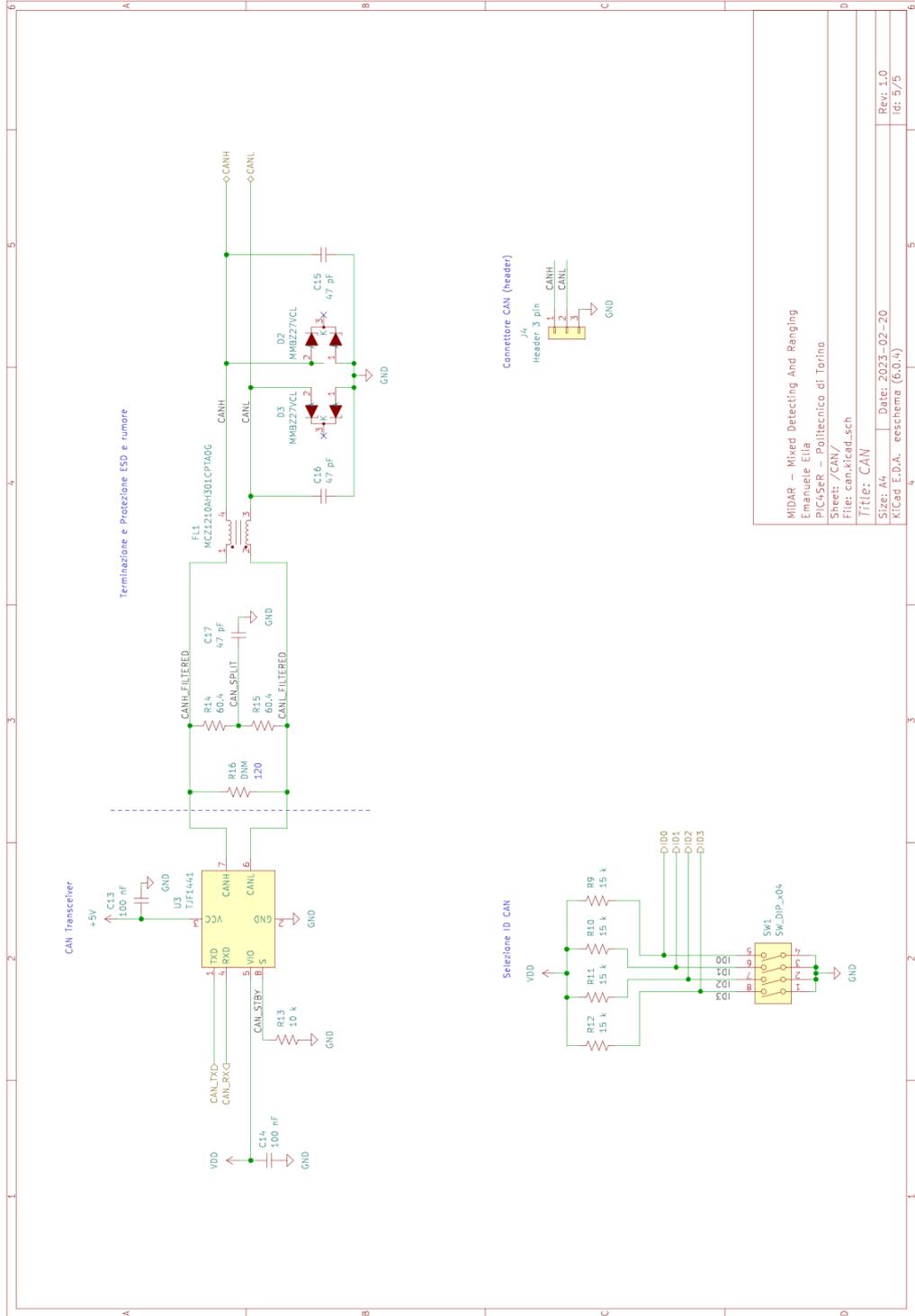


MIDAR - Mixed Detecting And Ranging
Emanuele Elia
PIC/SERP - Politecnico di Torino
Sheet: /Sonar/
File: sonar.kicad.sch
Title: Sonar
Size: A4
Date: 2023-02-20
KiCad E.D.A. - eeschema (6.0.4)
Rev: 1.0
Id: 2/5





MIDAR - Mixed Detecting And Ranging
Emanuele Ella
PIC4SEPR - Politecnico di Torino
Sheet: 7/07
File: tof_kicad.sch
Title: ToF
Size: A4
Date: 2023-02-20
KiCad E.D.A. - eschema (6.0.4)
Rev: 1.0
Id: 4/5



Appendice B

Modello per la Velocità del Suono

B.1 Fattori che influenzano la velocità del suono

Nel seguito, si userà la seguente notazione: t per indicare la temperatura in gradi Celsius, T quando è invece espressa in Kelvin.

Poiché, in diversi modi, la velocità del suono è influenzata dai parametri ambientali quali pressione, densità dell'aria (ovvero sia umidità che composizione o concentrazione dei vari gas costituenti), si rende necessario valutare quanto una variazione di essi nelle condizioni operative del sistema in via di sviluppo possa influire sulle prestazioni delle misure. In particolare, la variazione della velocità del suono causerà una variazione della misura del tempo di andata e ritorno dell'onda sonora (*Time Of Flight*), che dovrà quindi essere corretta, se necessario ai fini della precisione della misura, tenendo conto dei parametri ambientali. Si intende, quindi, valutare la necessità di controllare i parametri ambientali per effettuarne la compensazione. Si valutano gli effetti di umidità, temperatura e concentrazione di CO_2 .

La formula approssimativa derivata da Cramer[54], valida per calcolare la velocità del suono a frequenza zero entro certi limiti dei suddetti fattori ambientali, è la seguente:

$$\begin{aligned} c_0(t, p, x_w, x_c) = & a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + (a_3 + a_4 t + a_5 t^2) x_w + & \text{(B.1)} \\ & + (a_6 + a_7 t + a_8 t^2) p + (a_9 + a_{10} t + a_{11} t^2) x_c + \\ & + a_{12} x_w^2 + a_{13} p^2 + a_{14} x_c^2 + a_{15} x_w p x_c \end{aligned}$$

dove t è la temperatura in gradi Celsius, x_w la frazione molare del vapore acqueo e x_c quella del biossido di carbonio. La formula è valida per temperature da

0 °C a 30 °C, pressione da 75 kPa a 102 kPa, frazione molare di H₂O fino a 0,06 e concentrazione di CO₂ fino all'1%. I coefficienti dell'Equazione B.1 sono riportati nella Tabella B.1.

Coefficienti	Velocità del suono c_0
a_0	331,502,4
a_1	0,603,055
a_2	-0,000,528
a_3	51,471,935
a_4	0,149,587,4
a_5	-0,000,782
a_6	$-1,82 \cdot 10^{-7}$
a_7	$3,73 \cdot 10^{-8}$
a_8	$-2,93 \cdot 10^{-10}$
a_9	-85,209,31
a_{10}	-0,228,525
a_{11}	$5,91 \cdot 10^{-5}$
a_{12}	-2,835,149
a_{13}	$-2,15 \cdot 10^{-13}$
a_{14}	29,179,762
a_{15}	0,000486

Tabella B.1: Coefficienti dell'Equazione B.1.

A partire da questa velocità, poiché la velocità del suono dipende anche dalla stessa frequenza, si deriva dalla frequenza zero una correzione per dispersione, che Morfey e Howell[55] hanno proposto nella forma

$$\frac{1}{c_0} - \frac{1}{c_\phi} = \frac{\alpha_v}{2\pi f_r} \quad (\text{B.2})$$

in cui c_ϕ è la velocità di fase che include, appunto, gli effetti della dispersione, α_v è il coefficiente di attenuazione dell'onda piana dovuta al rilassamento vibrazionale dell'aria e f_r la frequenza di rilassamento del gas. Considerando la presenza prevalente dei gas azoto (N₂) e ossigeno (O₂) nel mix atmosferico, si ottiene che la velocità del suono alla frequenza di emissione (in questo caso del Sonar) è

$$c_\phi = \left(\frac{1}{c_0} - \frac{\alpha_{vN}}{2\pi f_{rN}} - \frac{\alpha_{vO}}{2\pi f_{rO}} \right)^{-1} \quad (\text{B.3})$$

in cui α_{vN} e α_{vO} sono i coefficienti di attenuazione di azoto e ossigeno, rispettivamente, e f_{rN} e f_{rO} le corrispettive frequenze di rilassamento, i cui valori sono

desunti dalla norma ISO 9613-1[56]:

$$\alpha_{vO} = \frac{0,209 \cdot 2\pi}{35} \left(\frac{\frac{f}{f_{rO}}}{1 + \left(\frac{f}{f_{rO}}\right)^2} \right) \frac{2f}{c_0} \left(\frac{2,239,1}{T} \right)^2 \exp \left(\frac{-2,239,1}{T} \right) \quad (\text{B.4})$$

$$\alpha_{vN} = \frac{0,781 \cdot 2\pi}{35} \left(\frac{\frac{f}{f_{rN}}}{1 + \left(\frac{f}{f_{rN}}\right)^2} \right) \frac{2f}{c_0} \left(\frac{3,352,0}{T} \right)^2 \exp \left(\frac{-3,352,0}{T} \right) \quad (\text{B.5})$$

$$f_{rO} = \frac{p_a}{p_r} \left[24 + 4,04 \cdot 10^6 x_w \left(\frac{0,2 + 10^3 x_w}{3,91 + 10^3 x_w} \right) \right] \quad (\text{B.6})$$

$$f_{rN} = \frac{p_a}{p_r} \left(\frac{T}{T_{20}} \right)^{-\frac{1}{2}} \left\{ 9 + 28,0 \cdot 10^3 x_w \exp \left[-4,170 \left(\left(\frac{T}{T_{20}} \right)^{-\frac{1}{3}} - 1 \right) \right] \right\} \quad (\text{B.7})$$

con $p_r = 101,325$ kPa pressione atmosferica di riferimento[**iso9613-1**].

Al fine di identificare i parametri ambientali di cui è bene tenere conto per compensarne gli effetti in termini di impatto sulla misura del tempo di volo (per il Sonar), si calcola la variazione percentuale dal valore nominale (ottenuto alla temperatura di 25 °C, pressione di 101,325 kPa, umidità relativa 50%), dal tempo di volo dell'onda sonora, cambiando le variabili una per volta entro il range di validità del modello considerato.

Dall'analisi effettuata, come testimoniato dai grafici riportati nelle Figure B.1-B.2, è evidente che la temperatura è il fattore che più di tutti influenza la performance del sistema (nel range da 0 °C a 30 °C si ha una variazione della misura effettuata dal -4% al +0,8%), mentre gli effetti dovuti all'umidità relativa e alla pressione sono inferiori di uno e due ordini di grandezza, rispettivamente. Ciò giustifica la scelta di procedere alla compensazione degli effetti dovuti alla sola temperatura, ricorrendo, tra l'altro, a un modello che riduca la complessità computazionale (e sia, di conseguenza, di veloce esecuzione).

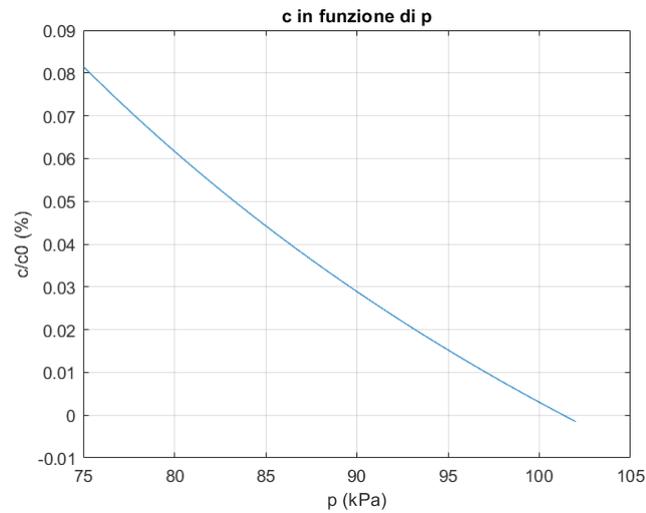
B.2 Il Modello adottato

Come primo modello semplificato (quindi approssimativo) per il calcolo della velocità dell'onda sonora in funzione della temperatura, si prende in considerazione quello descritto da Dahl et al.[57]:

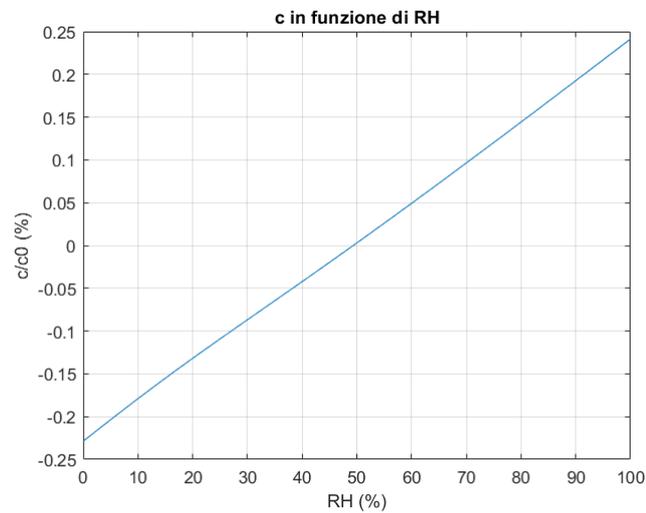
$$c \approx 331,3 \text{ m/s} + 0,606t \text{ m/s} \quad (\text{B.8})$$

In [58], la relazione che lega la temperatura alla velocità del suono è

$$c = 331,45 \text{ m/s} \cdot \sqrt{1 + \frac{t}{273 \text{ °C}}} \quad (\text{B.9})$$



(a) c vs p



(b) c vs RH

Figura B.1: Variazione della velocità del suono al variare di pressione e umidità relativa.

I professori Carullo e Parvis[59] propongono, in un loro studio, il seguente ultimo modello:

$$c \approx 20,055 \cdot \sqrt{T} \tag{B.10}$$

In seguito alla valutazione del comportamento dei tre modelli di cui sopra (si veda il confronto grafico in Figura B.3 condotto nel range operativo del MiDAR, da

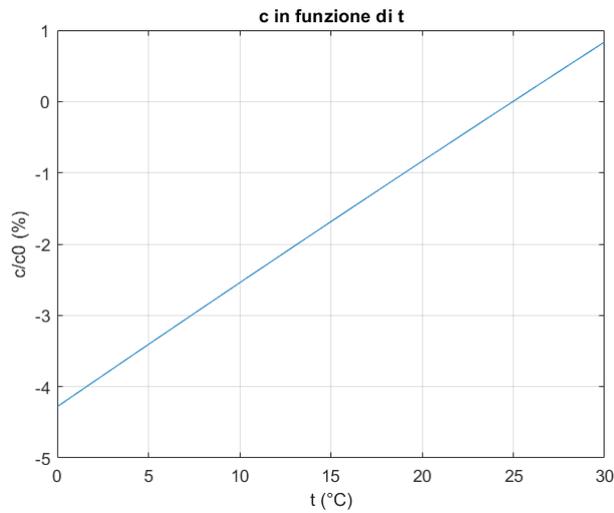


Figura B.2: Variazione della velocità del suono al variare della temperatura.

−20 °C a +70 °C), si ritiene quello espresso dall'Equazione B.10 il più appropriato ad essere implementato nella funzione di compensazione degli effetti della temperatura.

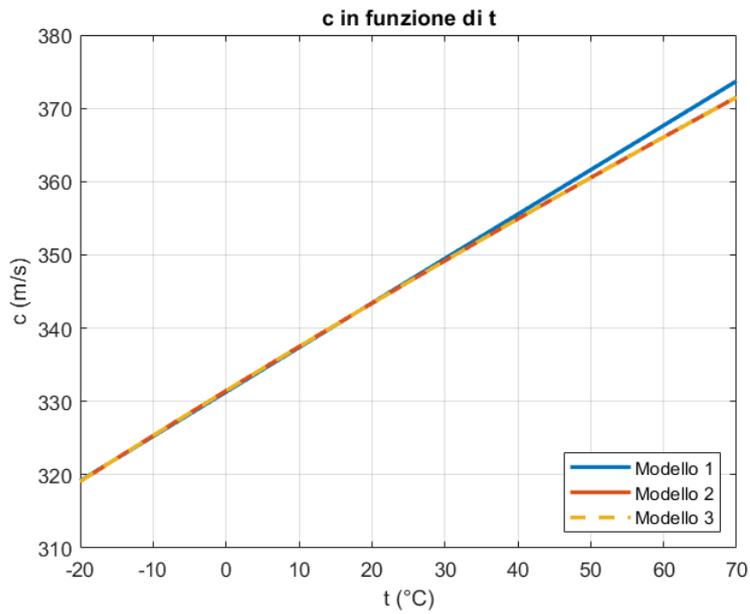


Figura B.3: Confronto grafico tra i tre modelli presentati per la scelta di quello da implementare nella compensazione degli effetti della temperatura sul Sonar.

Bibliografia

- [1] P. J. Besl. *Range imaging sensors*. General Motors Research Publication, GMR-6090. General Motors Research Laboratories. Warren, MI, mar. 1988 (cit. a p. 3).
- [2] J. G. Webster e H. Eren, cur. *Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook*. 2^a ed. Vol. Electromagnetic, Optical, Radiation, Chemical, and Biomedical Measurement. CRC Press, 1999 (cit. alle pp. 5–8, 13, 16, 18, 20, 21, 23, 27–32, 34).
- [3] R. Resnick e D. Halliday. «Physics (Part 1)». In: New York: John Wiley & Sons, 1966. Cap. 4 (cit. a p. 5).
- [4] «Stereo Computer Graphics and Other True 3D Technologies». In: a cura di D. F. McAllister. Princeton University Press, 1993. Cap. 4 (cit. a p. 5).
- [5] R. P. Srumski e J. K. West E. S. Cameron. *Lidar Scanning System*. Brevetto. U.S. Patent 5,006,721. Apr. 1991 (cit. a p. 8).
- [6] E. B. Blood. *Device for quantitatively measuring the relative position and orientation of two bodies in the presence of metals utilizing direct current magnetic fields*. Brevetto. U.S. Patent 4,945,305. Lug. 1990 (cit. alle pp. 9, 10).
- [7] L. E. Kinsler e A. R. Frey. «Fundamentals of Acoustics». In: 2^a ed. New York: John Wiley & Sons, 1962. Cap. 9, 15 (cit. alle pp. 9, 31).
- [8] W. J. Steinway e C. R. Barrett. «Development status of a stepped-frequency ground penetrating radar». In: *Underground and Obscured Object Imaging and Detection*. Vol. 1942. SPIE Proceedings. Orlando, FL, apr. 1993, pp. 34–43 (cit. a p. 10).
- [9] H. R. Everett e L. Feng J. Borenstein. *Where am I? Sensors and Methods for Autonomous Mobile Robot Positioning, 1995 Edition*. University of Michigan report for the United States Dept. of Energy Robotics Technology Development Program. Rapp. tecn. Cap. 3. Ann Arbor, MI: University of Michigan, 1995 (cit. a p. 11).

-
- [10] F. E. Goodwin. *Frequency Modulated Laser Radar*. Brevetto. U.S. Patent 4,830,486. Mag. 1989 (cit. a p. 13).
- [11] D. K. Barton. «Radar System Analysis». In: Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1964. Cap. 4 (cit. a p. 14).
- [12] A. V. Jelalian. «Laser Radar Systems». In: Artech House, 1992. Cap. 1 (cit. a p. 14).
- [13] H. Baltès e U. Baldenweg O. Brand. «Ultrasound-transducer using membrane resonators realized with bipolar IC technology». In: *IEEE Conf. on Micro Electro Mechanical Systems*. Oiso, Giappone, 1994, pp. 33–38 (cit. alle pp. 17, 25).
- [14] R. C. Luo e Z. Chen. «Modeling and implementation of an innovativbe micro proximity sensor using micromachining technology». In: *IEEE/RSJ Int. Conf. Intelligent Robots and Systems*. Yokohama, Giappone, 1993, pp. 1709–1716 (cit. alle pp. 17, 23, 24).
- [15] *CH201 Datasheet*. 1.2. Pag. 1. TDK Corporation. Lug. 2021 (cit. a p. 17).
- [16] *Application of Optical Sensors*. Rev. 1.0. Document Number: 81449. Vishay Semiconductors. Set. 2006 (cit. alle pp. 19, 21).
- [17] B. Benhabib e A. A. Goldenberg O. Partaatmadja. «Analysis and design of a robotic distance sensor». In: *J. Robotic Systems* 10 (1993), pp. 427–445 (cit. a p. 20).
- [18] E. Kaizerman e M. Q. Dai O. Partaatmadja B. Benhabib. «A two-dimensional orientation sensor». In: *J. Robotic Systems* 9 (1992), pp. 365–383 (cit. a p. 20).
- [19] «Come scegliere un sensore di rilevamento della prossimità». In: a cura di Mouser Electronics. 2022, p. 2 (cit. alle pp. 22, 26, 27).
- [20] A. Bradshaw. «Sensors for mobile robots». In: *Measurement and Control* 23(2) (1990), pp. 48–52 (cit. a p. 22).
- [21] S. Shinohara et al. «Compact and high precision range finder with wide dynamic range using one sensor head». In: *IEEE Conf. Instrumentation and Measurement Technology*. Atlanta, GA, 1991, pp. 126–130 (cit. a p. 22).
- [22] F. Matsuda e T. Goto M. Ito K. Hane. «Proximity sensing technique using the photothermal effect». In: *J. Japan Soc. Precision Eng.* 58 (1992), pp. 139–144 (cit. a p. 23).
- [23] B. E. Noltingk. «A novel proximity gauge». In: *J. Scientific Instruments Serie* 2.2 (1969), pp. 356–360 (cit. a p. 23).
- [24] A. E. T. Nye e H. J. Turner B. E. Noltingk. «Theory and application of a proximity gauge using fringing capacitance». In: *Proc. ACTA IMEKO*. 1976, pp. 537–549 (cit. a p. 23).

- [25] A. Moldoveanu. «Inductive proximity sensors, fundamentals and standards». In: *Sensors* 10(6) (1993), pp. 11–14 (cit. a p. 24).
- [26] «Fondamenti di elettronica». In: 4^a ed. Pearson, giu. 2010, pp. 58–59. ISBN: 978-8871926087 (cit. alle pp. 24, 25).
- [27] *Technical Data Sheets of Level Measurement Products*. Duisburg: Krohne, 1996 (cit. a p. 30).
- [28] J. Blitz. *Elements of Acoustics*. Londra: Butterworth, 1964 (cit. a p. 31).
- [29] G. Lindstedt. *Borrowing the bat's ear for automation. Ultrasonic measurements in an industrial environment*. Rapp. tecn. Dept. of Industrial electrical engineering e automation, Lund Institute of Technology, 1996 (cit. a p. 31).
- [30] *Acoustic Waves: Devices, Imaging and Analog Signal Processing*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1987 (cit. a p. 31).
- [31] H. R. Gallantree. «Review of transducer applications of polyvinylidene fluoride». In: *IEEE Proceedings*. 130. 1983, pp. 219–224 (cit. a p. 32).
- [32] T. T. Wang e J. M. Herbert. *The Applications of Ferroelectric Polymers*. Londra: Chapman & Hall, 1988 (cit. a p. 32).
- [33] B. V. Hireman e R. Newnham C. Z. Rosen. *Piezoelectricity*. A cura di American Institute of Physics. 1992 (cit. a p. 32).
- [34] H. Väätäjä e K. Sasaki P. Mattila F. Tsuzuki. «Electroacoustic Model for Electrostatic Ultrasonic Transducers with V-Grooved Backplates». In: *IEEE Trans. Ultrasonic, Ferroelectrics and Frequency Control* 42.1 (gen. 1995) (cit. a p. 33).
- [35] P. Holmberg. «Instrumentation, Measurements and Applied Signal Processing for Industrial Robot Applications». Tesi di dott. Dept. of Physics e Measurement Technology, Linköping University, 1994 (cit. a p. 33).
- [36] *Engineering Applications of Acoustics*. Boston: Artech House on Demand, mag. 1989. ISBN: 978-0890062609 (cit. a p. 33).
- [37] J. S. Bendat e A. G. Piersol. *Random Data Analysis and Measurement Procedures*. 2^a ed. New York: John Wiley & Sons, 1986 (cit. a p. 33).
- [38] P. Holmberg. «Robust ultrasonic range finder - an FFT analysis». In: *Meas. Sci. Technol.* 3 (1992), pp. 1025–1037 (cit. a p. 33).
- [39] *Air Ultrasonic Transducers 500MB120*. Pro-Wave Electronics Corporation. 2005 (cit. alle pp. 37, 40).
- [40] *MAX220-MAX249*. 18^a ed. Maxim Integrated. Mag. 2019 (cit. alle pp. 38, 39).

-
- [41] *Selection and use of Ultrasonic Ceramic Transducers*. Pro-Wave Electronics Corporation. Ago. 2005 (cit. a p. 41).
- [42] R. Mancini B. Carter. *Op Amps for Everyone*. 5^a ed. Newnes, lug. 2017. ISBN: 978-0-12-811648-7 (cit. alle pp. 44–48).
- [43] R. Moghimi. «Amplifiers as comparators?» In: *Analog Dialogue*. 37. Analog Devices. Apr. 2003 (cit. alle pp. 51, 52).
- [44] *MCP6486/6R/6U/7/9*. Microchip Technology Inc. Mag. 2022 (cit. alle pp. 53, 54).
- [45] *PIC32MK General Purpose and Motor Control (GPG/MCJ) with CAN FD Family*. Microchip Technology Inc. Feb. 2021 (cit. alle pp. 53, 55, 59, 76, 78–80, 82, 91, 92).
- [46] *NTC thermistors for temperature measurement*. Series/Type: B573**V5. TDK Electronics. Feb. 2019 (cit. alle pp. 60, 61).
- [47] *VL53L5CX*. 7^a ed. STMicroelectronics (cit. alle pp. 64, 65, 82, 91).
- [48] *VL53L1*. 12^a ed. STMicroelectronics. Giu. 2022 (cit. alle pp. 64, 66, 67, 82, 91).
- [49] *VL53L4CD*. 5^a ed. Giu. 2022 (cit. alle pp. 71, 72, 82).
- [50] 1^a ed. STMicroelectronics. Gen. 2022 (cit. a p. 73).
- [51] *TJF1441 High-speed CAN transceiver Product data sheet*. 2^a ed. NXP Semiconductors. Ott. 2021 (cit. a p. 83).
- [52] P. Richards. *Protecting Your CAN*. Microchip Technology Incorporated. Ott. 2006. URL: https://www.microchip.com/stellent/groups/SiteComm_sg/documents/Training_Tutorials/en528477.pdf (cit. a p. 84).
- [53] *XC6222 Series*. Torex Semiconductor LTD. (cit. alle pp. 87, 88).
- [54] O. Cramer. «The variation of the specific heat ratio and the speed of sound in air with temperature, pressure, humidity, and CO₂ concentration». In: *Journal of the Acoustical Society of America* 93.5 (mag. 1993), pp. 2510–2516 (cit. a p. 123).
- [55] G. P. Howell C. L. Morfey. «Speed of sound in air as a function of frequency and humidity». In: *Journal of the Acoustical Society of America* 68.5 (mag. 1980), pp. 1525–1527 (cit. a p. 124).
- [56] *ISO 9613-1*. 1^a ed. International Organization for Standardization. 1993 (cit. a p. 125).
- [57] T. Dahl et al. «Applications of airborne ultrasound in human-computer interaction». In: *Ultrasonics* 4807 (mag. 2014) (cit. a p. 125).

- [58] M. S. Young Y. S. Huang. «An Accurate Ultrasonic Distance Measurement System with Self Temperature Compensation». In: *Instrumentation Science and Technology* 37 (2009), pp. 124–133. ISSN: 1525-6030. DOI: 10.1080/10739140802584780 (cit. a p. 125).
- [59] M. Parvis A. Carullo. «An Ultrasonic Sensor for Distance Measurement in Automotive Applications». In: *IEEE Sensors Journal* 1.2 (ago. 2001), pp. 143–147 (cit. a p. 126).