



Università degli Studi di Padova
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea triennale in Ingegneria Meccatronica

tesi di laurea

**Ottimizzazione di una
Dashboard da moto mediante
l'utilizzo di ADC Delta-Sigma a
16bit**

Relatore: Prof. Alessandro Sona

Laureando: Giulio Tamaro

A.A. 2022/2023

Ringraziamenti

Ed eccoci al momento dei ringraziamenti, forse il più complesso per me, perchè ricco di emozioni e ricordi.

Ho scritto questa tesi in posti un po' inconsueti, molto spesso in viaggio. L'ultimo atto di un percorso universitario non banale, prolungato da molti avvenimenti che la vita mi e ci ha regalato. Un alternarsi di gioie, difficoltà, soddisfazioni e sofferenze.

Ringrazio tutta la mia famiglia per aver sempre creduto in me, in particolar modo mia madre che ha saputo sempre farmi sentire la sua comprensione e appoggio incondizionato, specialmente nelle difficoltà di questi ultimi anni.

Un ringraziamento speciale alla mia compagna di vita Chiara, per avermi sempre appoggiato nelle scelte e spronato a concludere questo percorso.

Ultimo ma non da ultimo ringrazio il Professor Alessandro Sona, relatore di questa tesi, per la disponibilità e la pazienza dimostrata.

Ci tengo infine a dedicare questa tesi alla persona che ha saputo sempre assecondare e supportare le mie (molte) passioni, coltivate durante il percorso universitario. Teneva forse più di tutti al raggiungimento di questo mio obiettivo e mi piace pensare che stia festeggiarlo insieme a noi.

Grazie Papà.

Indice

Introduzione	1
1 Sistemi di acquisizione dati nel motorsport	3
1.1 Premesse	3
1.2 Dispositivi utilizzati	3
1.3 Tecnologie disponibili	7
2 Sensori e segnali interessati	11
2.1 Parametri critici	11
2.2 Dinamica del veicolo	12
2.3 Controllo motore	17
3 Sviluppo della dashboard nel team QuartodiLitro	21
3.1 Analisi preliminare	21
3.2 Scelte progettuali	22
3.3 Componenti utilizzati	25
4 Ottimizzazione dello stadio di conversione analogico-digitale	31
4.1 Premesse teoriche	31
4.2 Caratterizzazione ADC interno	34
4.3 Scelta e caratterizzazione ADC esterno	40
Conclusioni	47
Bibliografia	49
Elenco delle figure	52

Introduzione

Nel corso della seguente tesi verrà presa in analisi una parte del processo di sviluppo di una dashboard per moto da competizione, realizzata all'interno del team *QuartodiLitro* dell'*Università degli Studi di Padova*, con lo scopo di partecipare all'evento internazionale Motostudent.

Si tratta di una competizione che prevede la realizzazione di un prototipo di moto da corsa a combustione interna di 250cc (figura 1) nella sua interezza, ad eccezione di alcuni componenti forniti dall'organizzazione come il motore e la centralina che ne controlla i parametri di funzionamento (anticipo accensione, rapporto stechiometrico miscela, etc..), in modo da uniformare il livello delle prestazioni dei partecipanti. I team universitari, provenienti da 20 paesi e 4 continenti, si sfidano durante un percorso di progettazione e realizzazione del prototipo che ha durata biennale, al termine del quale è prevista la presentazione pubblica del progetto ed una gara che si tiene nel circuito di Aragon in Spagna.

Nell'ambito dello sviluppo dell'elettronica il regolamento ha concesso la realizzazione del cablaggio di collegamento dei vari componenti elettrici del motore (uniformati da regolamento) e ha lasciato libera la scelta per quanto riguarda quelli relativi alla visualizzazione e alla registrazione dei dati. In merito a questi ultimi il team si è distinto per aver realizzato internamente una parte degli stessi, in particolare la dashboard, permettendo una completa personalizzazione dei dati visualizzati secondo le necessità dei tecnici e del pilota. La registrazione dei dati provenienti dai sensori aggiuntivi, installati per il monitoraggio del corretto funzionamento del motore e per l'analisi della dinamica del veicolo in pista, sono stati affidati ad un sistema di acquisizione dati (o datalogger) commerciale; i parametri più utili alla visualizzazione sono stati estrapolati in real-time e inviati con l'utilizzo di un BUS dati seriale alla nostra dashboard, mentre i rimanenti sono stati memorizzati e utilizzati al termine delle sessione per un'analisi più approfondita.



Figura 1: Foto del prototipo del team *QuartodiLitro UniPD*

L'idea alla base di questa tesi parte dal processo di sviluppo di questo sistema di acquisizione e visualizzazione dei dati, che ha riguardato anche l'implementazione delle funzioni presenti nel datalogger commerciale direttamente all'interno della nostra dashboard, così da permettere la creazione di un singolo prodotto completo di tutte le funzionalità necessarie all'utilizzo professionale in pista. Lo studio e la scelta dei componenti ha però evidenziato alcune criticità, in quanto i microcontrollori utilizzati non hanno permesso di raggiungere un livello di accuratezza delle misure tale da consentire di ottenere dei risultati paragonabili ai dispositivi commerciali. A tale scopo verrà esposta l'analisi del contesto di misura, delle tipologie di dati che è necessario misurare ed elaborare nell'ambito del motorsport e delle scelte progettuali mirate a poter raggiungere dei livelli prestazionali più soddisfacenti per un utilizzo professionale del prodotto.

Capitolo 1

Sistemi di acquisizione dati nel motorsport

1.1 Premesse

Nell'ambito delle discipline motoristiche e in particolare nelle competizioni, l'utilizzo di dispositivi elettronici al supporto del funzionamento delle componenti meccaniche e per il monitoraggio della dinamica del veicolo ha ricoperto negli ultimi decenni un ruolo sempre più importante.

Dall'avvento dell'iniezione elettronica con il *D-jetronic* sviluppato da *Bosh*, che nel 1967 divenne il primo sistema al mondo per l'alimentazione dei motori a combustione interna nella produzione di serie, il ruolo della centralina preposta al controllo motore ha subito negli anni un processo di sviluppo progressivo, andando ad integrare l'utilizzo di un numero di sensori sempre crescente.

Nei veicoli derivanti dalla produzione di serie le scelte progettuali sono generalmente dettate dalle normative vigenti in termini di inquinamento e dal rapporto costi/benefici derivanti dall'impiego o meno di determinate tecnologie e sensori.

1.2 Dispositivi utilizzati

Il contesto in cui si inserisce il progetto preso in analisi, essendo il motore e la centralina derivanti dalla produzione di serie di una motocicletta normalmente destinata all'impiego su strada (*KTM RC250R*), presenterà dei compromessi progettuali derivanti dall'utilizzo di due centraline elettroniche aggiuntive oltre a quella normalmente presente sui motocicli, (vedi schema in figura 1.1).

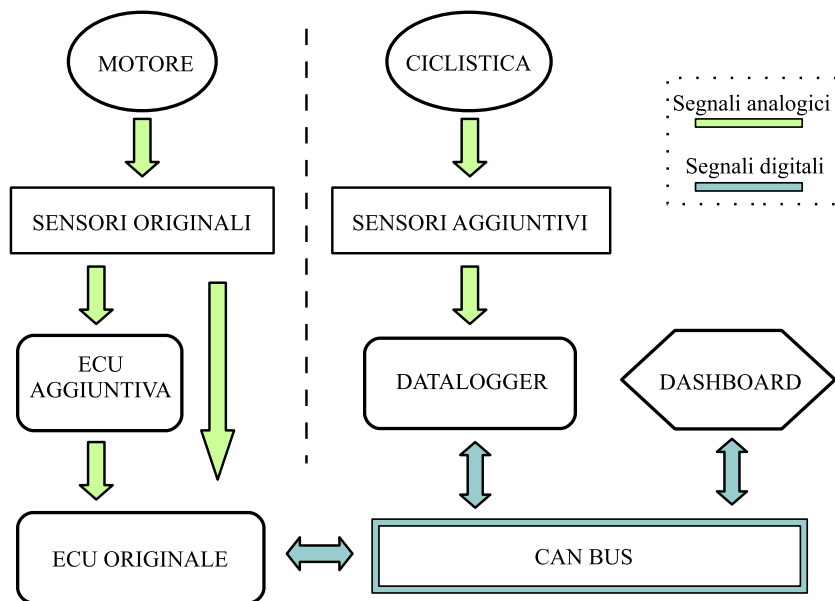


Figura 1.1: Schema a blocchi del sistema di gestione dei sensori nel prototipo *UniPD*



Figura 1.2: ECU aggiuntiva per la messa a punto delle mappe benzina e di anticipo, [1]

Il progetto ha previsto:

- Un'ECU (*Electronic Control Unit*) aggiuntiva destinata alla messa a punto del motore (Figura 1.2): Introdotta nel cablaggio e collegata all'ECU originale, all'iniettore del carburante, alla bobina di pilotaggio della candela di accensione e ai sensori di posizione della farfalla (in aspirazione) e dell'albero motore.

La presenza di tale dispositivo risulterà trasparente per consentire il corretto funzionamento della centralina originale, in quanto un'alterazione dei parametri rilevati dalla stessa non essendo previsti per le normali condizioni di lavoro porterebbero a malfunzionamenti (modalità recovery o spegnimento). La rilevazione dei valori in uscita dei sensori di posizione, rispettivamente un potenziometro rotativo riportante la percentuale di gas richiesta dall'utente e un sensore ad effetto Hall presente sulla ruota fonica dell'albero motore in grado di rilevarne velocità angolare e fase, viene perciò effettuata in parallelo al cablaggio originale e permette di valutare il punto di lavoro del motore in tempo reale.

La connessione risulterà invece in serie tra l'ECU originale e la coppia iniettore/bobina per consentire, a seconda della programmazione impostata, se e in quale misura variare i segnali inviati agli stessi. La modalità di funzionamento prevede la possibilità di variare in termini percentuali la quantità di benzina iniettata e il numero dei gradi

Engine Speed (RPM)	Throttle Position								
	0	2	5	10	20	40	60	80	100
8250	15	5	-3	26	24	13	23	20	21
8500	15	5	-3	25	25	14	25	26	25
8750	15	5	-3	34	29	22	28	35	29
9000	15	5	-1	35	32	25	31	38	32
9250	15	5	2	37	31	28	32	39	31
9500	15	5	2	40	28	31	33	36	32
9750	15	5	2	39	26	29	30	35	33
10000	15	5	2	39	26	32	30	32	30
10250	15	5	2	38	27	32	32	30	30
10500	15	5	2	37	25	32	30	31	31
10750	15	5	2	33	23	28	28	29	26
11000	15	5	2	20	26	30	28	27	25
11250	15	5	2	8	23	29	23	25	22
11500	15	5	2	8	24	24	21	20	22
11750	15	5	2	12	24	19	25	24	26
12000	15	5	2	12	24	22	25	25	26

Figura 1.3: Tabella riportante i valori di variazione in percentuale della quantità di benzina iniettata

di anticipo dell'accensione (intesa come anticipo della scintilla e della conseguente accensione della miscela aria/benzina rispetto al punto morto superiore del pistone).

La regolazione dei valori sopra esposti necessita dell'utilizzo di un banco prova e di un sensore (sonda Lambda) che rileva la concentrazione di ossigeno nei gas di scarico, permettendo di valutare il rapporto stechiometrico aria/benzina in aspirazione e l'andamento della curva di potenza/coppia al variare dell'anticipo di accensione impostato.

Il risultato della messa a punto ha come obiettivo la creazione di due mappe distinte (vedere a titolo esemplificativo Figura 1.3) che riportano in base al numero di giri-motore e alla rotazione dell'acceleratore i valori ottimali della variazione (in percentuale) di benzina o anticipo rispetto alla mappa originale.

- Un sistema di acquisizione (o datalogger) dei valori provenienti da alcuni sensori già presenti nell'impianto elettrico originale e di altri aggiuntivi (Figura 1.4), che normalmente non vengono impiegati sia per un fattore economico sia per la differente destinazione d'uso del prodotto originale.

A differenza dell'ECU per la messa a punto del motore questo tipo di dispositivi trova applicazione quasi esclusivamente nei tracciati chiusi al traffico e in particolare nelle competizioni.

Lo scopo principale è quello di ottenere un pacchetto di dati il più



Figura 1.4: Sistema di acquisizione dati AIM EVO4S, [2]

completo possibile, per permettere di descrivere il funzionamento del motore e il comportamento dinamico del veicolo.

Partendo dalle necessità/criticità espresse dal pilota e da una successiva analisi approfondita dei dati acquisiti sarà quindi possibile effettuare delle scelte ponderate circa le modifiche da effettuare con l'obiettivo di raggiungere il setup ottimale per massimizzare la prestazione. Si riporta a titolo di esempio una schermata di visualizzazione dei dati in Figura 1.5, i cui parametri verranno approfonditi più estesamente nel capitolo successivo.

Questo tipo di architettura delle componenti elettroniche è ampiamente diffuso, in particolare nelle competizioni in cui vengono utilizzati mezzi derivanti dalla produzione in serie e rappresenta la maggioranza dei casi in cui si vede l'impiego di un'acquisizione dati nel motociclismo.

Considerando il settore in cui si andrà a collocare il prodotto finale frutto del nostro progetto, verranno quindi prese come riferimento le caratteristiche dei datalogger maggiormente utilizzati in questi ambiti, per permettere di ponderare gli obiettivi e le conseguenti scelte progettuali necessarie al raggiungimento di prestazioni adeguate al nostro sistema di acquisizione dati.

1.3 Tecnologie disponibili

In alcuni contesti, che rappresentano la massima espressione a livello mondiale del motorsport (*MotoGP*, *Superbike*) le soluzioni sopra esposte non sono utilizzate, in quanto la progettazione di numerose parti o addirittura dell'intero motociclo è mirato all'utilizzo esclusivo nelle competizioni. In questi casi normalmente è presente un'unica centralina che racchiude al suo interno tutte le funzioni necessarie al controllo del motore e anche la

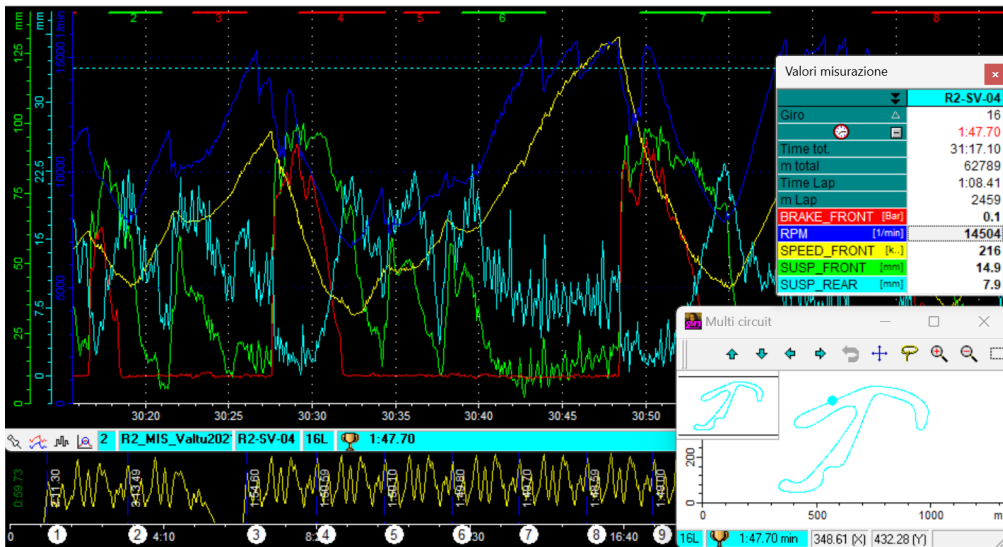


Figura 1.5: Schermata di visualizzazione dati di un datalogger commerciale

parte relativa alla memorizzazione dei dati utili al processo di analisi e sviluppo (vedi schema in figura 1.6).

Le considerazioni che verranno effettuate in questa sede hanno l'obiettivo di confrontarsi con quello che è lo stato dell'arte dei sistemi di acquisi-

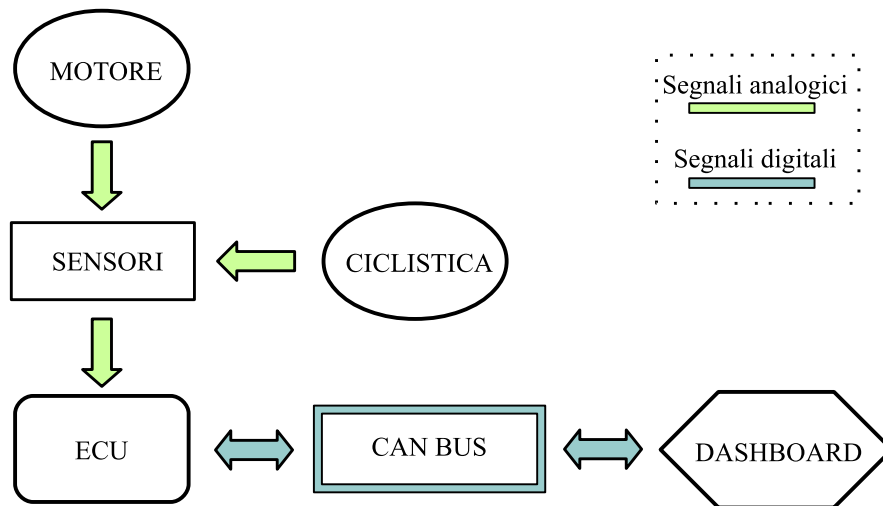


Figura 1.6: Schema a blocchi del sistema di gestione dei sensori in moto native da competizione

zione dati, dunque le caratteristiche dei sensori e dei segnali prese a titolo di esempio si riferiranno a quei prodotti commerciali aventi caratteristiche pari a quelle dei sistemi più avanzati, utilizzati nelle competizioni internazionali.

La qualità (intesa come accuratezza di misura) e la quantità di dati, conseguenza diretta delle scelte riguardanti le frequenze di campionamento dei vari segnali acquisiti, dipendono in larga parte dalle componenti Hardware:

- Tipologie di sensori
- Layout delle connessioni elettriche
- Scelta del processore/ADC da utilizzare

Allo scopo di classificare le varie tipologie dei sistemi di acquisizione dati, considerando nella loro interezza i pacchetti disponibili al pubblico, risulta necessario menzionare come i software di analisi dati ricoprono un ruolo particolarmente rilevante. A seconda delle diverse funzionalità offerte, il risultato finale del processo di elaborazione del dato sarà influenzato dalle modalità di visualizzazione e dalla possibilità di compiere o meno elaborazioni ulteriori (es. derivate, medie) sui segnali acquisiti.

Analizzando i pacchetti software e le relative capacità computazionali possiamo facilmente notare come il livello prestazionale è direttamente correlato alla fascia di prezzo (e qualità) dell'intero pacchetto.

Nel corso della trattazione teorica dei vari parametri presi come riferimento per il raggiungimento dello scopo di questa tesi, verranno considerate le caratteristiche di due software appartenenti a fasce di prezzo diverse: medio/alta e alta, soffermandosi spesso su quest'ultima in modo da fornire una panoramica più ampia delle potenzialità di tali sistemi.

Capitolo 2

Sensori e segnali interessati

2.1 Parametri critici

Per valutare quali segnali risulteranno i più impattanti al fine di determinare le caratteristiche tecniche dello strumento da sviluppare, è necessario effettuare un'analisi di quelli che sono i parametri caratteristici dei fenomeni fisici oggetto di misura. I sensori presenti sulle motociclette da competizione sono numerosi e variegati, in quanto le grandezze misurate non si limitano a quelle classiche dei veicoli per uso civile.

Specialmente per quanto riguarda il dispositivo oggetto di sviluppo, che nelle condizioni di normale utilizzo viene affiancato ad un impianto elettrico/elettronico indipendente destinato al controllo motore, è necessario valutare quale sarà la destinazione d'uso ultima dei segnali acquisiti e quali saranno gli errori accettabili in base al contesto.

A titolo di esempio si noti come, a seconda della tipologia di output dello strumento, possano cambiare le necessità relative ad una stessa misura; precisione e tempo di risposta per i sensori come il numero di bit e la larghezza di banda dell'ADC andranno quindi valutati a seconda del caso in oggetto.

La misura della velocità di rotazione dell'albero motore e della sua posizione, ai fini del controllo dell'iniezione di carburante e del processo di combustione, richiede una precisione (comportamento statico) e una larghezza di banda (comportamento dinamico) molto elevate; uno scoppio della miscela aria-benzina al di fuori dei range prefissati anche se di pochi gradi provocherebbe perdite di prestazioni ed eventuali danneggiamenti in base all'errore introdotto.

Se però viene presa in considerazione la visualizzazione del numero di giri/minuto del motore da parte del pilota durante l'utilizzo del mezzo o in

fase di analisi dati dall'ingegnere di pista, è facile intuire come la necessità di prestazioni elevate in fase di acquisizione e conversione sia notevolmente ridimensionata.

Se nell'utilizzo su strada la pressione dell'olio presente all'interno dell'impianto frenante (ad eccezione dei sistemi antibloccaggio ABS) viene normalmente rilevata solo ai fini della segnalazione luminosa in caso di arresto del veicolo (funzionamento ON-OFF), nell'utilizzo sportivo la curva relativa al valore di pressione, come verrà analizzato in seguito, ricopre un ruolo fondamentale nella valutazione del comportamento dinamico del motociclo.

I sensori presenti nel sistema di acquisizione preso in esame saranno appartenenti a due categorie distinte:

- Sensori riguardanti la misura del funzionamento dinamico della moto, per i quali verrà effettuata una valutazione di alcuni prodotti disponibili in modo da fornire un criterio di scelta in base all'utilizzo.
- Sensori destinati al controllo del motore, dei quali la maggior parte viene imposta da progetto per le motivazioni regolamentari sopra esposte e che verranno acquisiti per il monitoraggio dei parametri più critici riguardanti le performance dell'intero sistema propulsivo.

Verranno analizzate le caratteristiche tecniche dei sensori di maggior interesse e i criteri di scelta adottati in fase di progettazione preliminare.

2.2 Dinamica del veicolo

A ricoprire un ruolo fondamentale nella valutazione del comportamento dinamico dell'insieme moto-pilota sono i sensori di posizione lineare, preposti alla misurazione dell'escursione delle sospensioni (forcella anteriore e mono ammortizzatore posteriore). L'esigenza di rilevare una misura di lunghezza in condizioni dinamiche, in uno spazio ristretto e con il possibile contatto di agenti esterni quali acqua, polvere, piccoli detriti, calore e rumore elettromagnetico restringe particolarmente il campo di scelta.

Vengono presi a titolo di esempio due modelli di sensori ampiamente utilizzati in questo ambito in modo da poterne valutare le caratteristiche peculiari:

- Il PZ12A della compagnia *Ixthus* [3] (figura 2.1) sensore di fascia media (circa 140 euro)
- l'ELPM della *Variohm* [4] (figura 2.2); sensore di fascia più alta (circa 350 euro)



Figura 2.1: Potenzimetro lineare PZ12A, [3]



Figura 2.2: Potenzimetro lineare ELMP, [4]

Si tratta di potenziometri lineari di forma cilindrica (diametro 12 mm e 9.5 mm rispettivamente) disponibili in diverse lunghezze a seconda dell'applicazione. In questo caso il campo di misura è di 125 mm per le forcelle anteriori e 40 mm per quanto riguarda il monoammortizzatore. Il range di uscita dipende direttamente dalla tensione di alimentazione fornita (generalmente 5V), in quanto si tratta di potenziometri a traccia resistiva la cui la tensione di uscita proviene da una spazzola strisciante che va a costituire di fatto un partitore di tensione variabile, permettendo di fornire una tensione proporzionale alla posizione relativa delle due estremità del sensore stesso. Dalla documentazione fornita emerge come le caratteristiche tecniche possano influenzare la scelta in base al tipo di applicazione; si noti ad esempio come i cicli di vita utile siano superiori nel caso del PZ12A (circa 4 volte superiore) a discapito del peso e della compattezza della struttura. La velocità operativa massima di utilizzo risulta doppia nel caso dell'ELPM, oltre ad una tolleranza alle alte temperature maggiore ed una classe IP67 che garantisce in condizioni di lavoro più avverse una maggiore protezione (vedi tabella in figura 2.3).

Da un'analisi relativa ai dati raccolti sperimentalmente in fase di sviluppo del prototipo UniPD e da un pacchetto di dati provenienti da un'acquisizione effettuata durante il *Campionato Italiano Velocità 2022* nella categoria *SSP600* si evidenzia come le massime velocità di escursione si riscontrano in fase di forte frenata sul sensore della forcella anteriore, che riporta valori compresi tra 250 e 600 mm/s: in figura 2.4 si evidenzia come la derivata della velocità di affondamento in una delle frenate più brusche al *Misano World Circuit* sia di 560mm/s. Motivo principale della larghezza di questo range sta nel fatto che a seconda dello stile di guida del pilota e della categoria di appartenenza del mezzo (e di conseguenza il peso) il comportamento dinamico può cambiare notevolmente. Valori superiori (circa 1500mm/s) vengono talvolta riscontrati in presenza di buche sul tracciato o in fase di atterraggio da impennamenti del mezzo: comportamenti che non sono oggetto di studio per la scelta dei settaggi dell'idraulica da effettuare sulle sospensioni e che quindi non risultano significativi nel valutare i parametri limite dei sensori scelti. I valori limite riportati da manuale per il PZ12A e per l'ELPM sono rispettivamente di 500 e 1000 mm/s: da ciò si evidenzia come nel caso di impiego professionale l'ELPM sia da preferire. La linearità dei sensori è pari a 0.5% nel caso del sensore di fascia più alta e di 0.1-0.05% nel PZ12A in base al range di misura disponibile. Nonostante il livello di precisione del PZ12A sia superiore (in termini di linearità), un limite di velocità inferiore potrebbe vincolarlo ad un utilizzo amatoriale o nelle categorie di moto più leggere.

Specifications	
Electrical stroke	25 to 175 mm (7 range options)
Cable type /length	24 AWG Raychem 55M wire, FDR25 sleeve / 500 mm (alternatives on request)
Operational speed	10 m/sec max.
Power rating	0.25W at 40° C
Temperature range	ELPM + ELPM-RCE: -30° C to +150° C (175° C short term) ELPM-Pop: -30° C to +140° C
Max. voltage	24 V DC
Recommended wiper current	< 10µA
Sealing	IP67 (optional 'S' version for extended IP67 performance)
Independent linearity	Typically +/- 1%, Improved linearity upon request
Mechanical	
Typical Life Cycle	> 100 x 10 ⁶ cycles, > 25 x 10 ⁶ m
Max. operating speed	5 m/s
Linearity up to	± 0.05 %
High Resolution	Infinite
Repeatability	± 0.01 mm
Environmental	
Operating Temperature	-30... +100° C
Storage Temperature	-50...+120° C
Rating	IP60, optional IP65
Misc	Fuse Protection optional
Electrical	
Current wiper	≤ 1 mA
Operating Force	≤ 0.5N (IP60) ≤ 5N (IP65)
Power Consumption	3W - 10W
Output Smoothness	<± 0.1% against input voltage
Input Voltage	60 V max
Insulation Voltage	500V - 1min Residue < 5 µA

Figura 2.3: Caratteristiche datasheet dei potenziometri lineari ELPM e PZ12A, [4], [3]

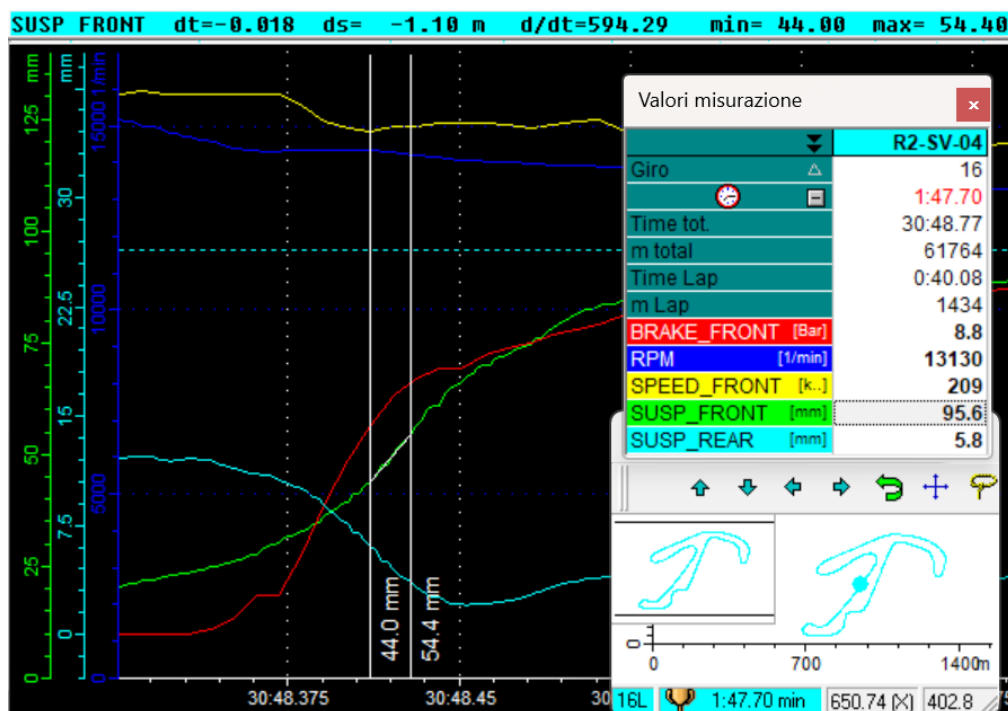


Figura 2.4: Schermata riportante i dati dei sensori di maggior interesse durante un trasferimento di carico posteriore-anteriore

Un'altra coppia di sensori particolarmente importanti sono quelli destinati a rilevare le pressioni dell'impianto frenante anteriore e posteriore. L'andamento del profilo di frenata risulta determinante per consentire di valutare correttamente l'andamento dell'escursione delle sospensioni: è necessario riuscire a ricavare un rapporto di causa-effetto tra decelerazione e trasferimento di carico sullo pneumatico anteriore, con conseguente affondamento della forcella anteriore e distensione del monoammortizzatore posteriore (vedi Figura 2.4 esempio trasferimento di carico).

Dalla valutazione incrociata tra pressione dell'impianto frenante (grafico rosso) ed escursione delle sospensioni (forcella grafico verde, monoammortizzatore grafico azzurro) si potranno dunque effettuare valutazioni accurate sul comportamento del sistema ciclistico nel suo insieme e di conseguenza poter procedere ad eventuali modifiche, valutando con misure comparative a parità di condizione (stessa curva, stesso profilo di frenata, ecc..) l'effetto reale in pista. La particolarità dei fluidi utilizzati negli impianti frenanti (fluidi DOT4-DOT5 corrosivi) e la necessità di non modificare il comportamento dell'impianto stesso anche in caso di guasto per

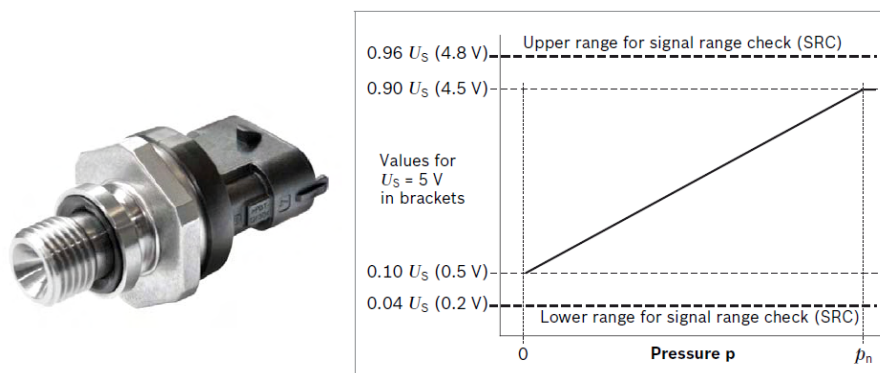


Figura 2.5: Sensore di pressione *Bosch* per il fluido freni e grafico della caratteristica di uscita, [5]

garantirne la sicurezza, impone una scelta di componenti particolarmente resistenti e affidabili nel tempo, considerate anche le condizioni di lavoro particolarmente gravose (vibrazioni, calore, possibili picchi di pressione a causa di cadute, ecc.).

Vengono utilizzati trasduttori il cui elemento di misura è un ponte di resistenze (ponte di Wheatstone) applicato su una membrana di acciaio mediante tecnologia a film sottile: lo stiramento o compressione della membrana induce una variazione di resistenza misurabile, causata dalle variazioni di lunghezza e spessore indotte. Nel caso specifico viene preso in considerazione il sensore di pressione *Bosch BODAS PR4 050 GB05* [5] per il quale i dati di catalogo riportano un'elevata accuratezza di misura (caratteristica di uscita riportata in figura 2.5) nell'intero range di temperature (1.5% tra $-40 +140 \text{ }^\circ\text{C}$), soddisfa la classe di protezione IP69K e per quanto riguarda la compatibilità EMC sopporta un irraggiamento superiore a 150V/m . Viene menzionata inoltre un'elevata affidabilità e resistenza a vibrazioni, picchi di pressione e temperature.

2.3 Controllo motore

Nell'ambito del progetto preso in esame, i sensori relativi all'acquisizione dei parametri caratteristici del motore sono da suddividersi in due categorie:

- sensori già presenti nell'impianto elettrico originale, utilizzati dalla ECU per controllarne il funzionamento

- sensori aggiunti successivamente, per permettere di registrarne il funzionamento e di attuare le eventuali correzioni di carburazione e anticipo riprogrammando l'ECU aggiuntiva

In questa sede per brevità verranno presi in considerazione solo i sensori effettivamente acquisiti direttamente dal datalogger e per i quali si è resa necessaria una caratterizzazione più approfondita all'interno del progetto. I restanti verranno comunque acquisiti e registrati, ma saranno prelevati dal BUS dati in quanto resi disponibili dall'ECU originale.

Al fine di ottenere una combustione ottimale della miscela in ingresso al motore è necessario che il rapporto aria/benzina sia pari a 14,7/1 (miscela stechiometrica) o leggermente inferiore (miscela più ricca di benzina), per permettere di limitare le temperature di esercizio complessive. Per tale miscela è normalmente utilizzata la lettera greca lambda che sta a rappresentare il rapporto tra quantità di aria immessa in alimentazione e quantità di aria teorica. Le sonde utilizzate per valutare le caratteristiche dei gas di scarico (sonde lambda) si basano sulla misurazione differenziale del contenuto di ossigeno residuo nei gas di scarico (ca. 0,3-3%) e il contenuto di ossigeno dell'aria nell'ambiente (ca. 20,8%).

Nel nostro caso si è scelto di utilizzare una sonda *Bosch LSU 4.9* [6] (Figura 2.6). Si tratta di un sensore a doppia cella planare in biossido di zirconio che restituisce un'uscita in corrente data dalla differenza di concentrazione di ossigeno rilevata nelle due camere separate, in cui le celle sono messe a contatto con i due gas. Grazie ad un circuito di condizionamento il segnale viene poi inviato, sotto forma di tensione, al datalogger.

Le prime sonde lambda non venivano riscaldate e dunque dovevano essere montate nella parte di collettore di scarico più prossima al motore per raggiungere velocemente la temperatura di esercizio.

Nel nostro caso la sonda è dotata di un apposito riscaldatore interno, in modo da poter essere montata anche lontano dal motore ed essere così meno esposta ad elevate sollecitazioni termiche provenienti dalla camera di combustione. Il riscaldatore interno permette inoltre di modulare la temperatura, intrinsecamente variabile all'interno di un tubo di scarico, mantenendola all'interno di un range più ristretto e permettendo quindi un grado di accuratezza di misura superiore.

Nonostante fosse già presente nell'impianto originale un sensore per la rilevazione della temperatura dell'acqua, contenuta all'interno del circuito di raffreddamento (in prossimità della testata motore), si è preferito affiancare uno di aggiuntivo in uscita dal radiatore di raffreddamento, per una valutazione più accurata del funzionamento dell'intero impianto.

La scelta è ricaduta sul sensore *Bosch NTC M12* [7]: è costituito da cri-

Figura 2.6: Sonda lambda *Bosch LSU 4.9*, [6]

stalli misti ossidati e metalli semiconduttori, la cui resistenza decrementa all'aumentare della temperatura, come mostrato in figura 2.7. Si tratta di un sensore dalle prestazioni non particolarmente elevate in termini di tempo di risposta ($<15s$) ed errore di misura, ma risulta comunque appropriato per il campo di applicazione in oggetto. Se viene considerata l'inerzia termica del motore, le variazioni di temperatura risulteranno superiori al tempo di risposta e per quanto riguarda l'errore introdotto sarà comunque accettabile, considerato il fine di utilizzo del dato registrato (valutazioni comparative di diverse configurazioni dell'impianto).

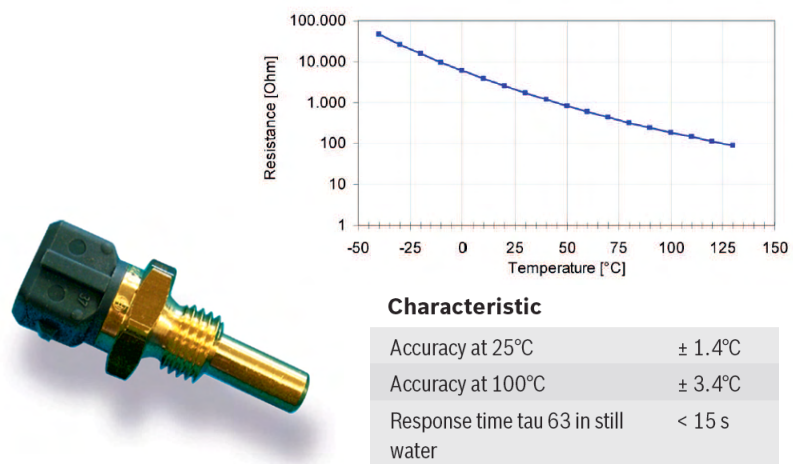


Figura 2.7: Sensore di temperatura dell'impianto di raffreddamento *Bosch NTC M12*, [7]

Capitolo 3

Sviluppo della dashboard nel team QuartodiLitro

3.1 Analisi preliminare

Nel corso di questo capitolo ci si addenterà nel processo di sviluppo della Dashboard, partendo dalle scelte progettuali preliminari. Occorre osservare in prima analisi quali siano le necessità principali degli utilizzatori finali del prodotto, ovvero il pilota e i tecnici a bordo pista.

La funzione principale che deve essere svolta riguarda la visualizzazione dei dati in real-time durante le fasi di guida; le informazioni più importanti riguardano generalmente i giri motore (giri/min), la velocità, la temperatura del liquido di raffreddamento e il tempo impiegato a compiere gli ultimi giri di pista.

A titolo di esempio in figura 3.1 si riporta una schermata del layout di visualizzazione dei dati che è stata sviluppata poi per il prodotto finale in uso sul prototipo di *QuartodiLitro UniPD*.

Un'altra funzione importante, tipicamente utilizzata solo in ambito racing, è quella dedicata ad una visualizzazione più estesa e dettagliata dei parametri caratteristici di funzionamento del motore da parte dei tecnici. In questo caso considerando che la lettura dei dati verrà effettuata in condizioni statiche sarà possibile includerne un numero superiore, non necessitando l'utilizzo di caratteri di grandi dimensioni o di visualizzazioni di tipo grafico (es giri/min motore) come avviene per l'utilizzo in condizioni dinamiche.

Il dispositivo sviluppato dovrà dunque interfacciarsi con le componenti elettroniche della moto, ricevendo dati in formato digitale da parte dell'*ECU* originale e del datalogger, in modo da poterli visualizzare su

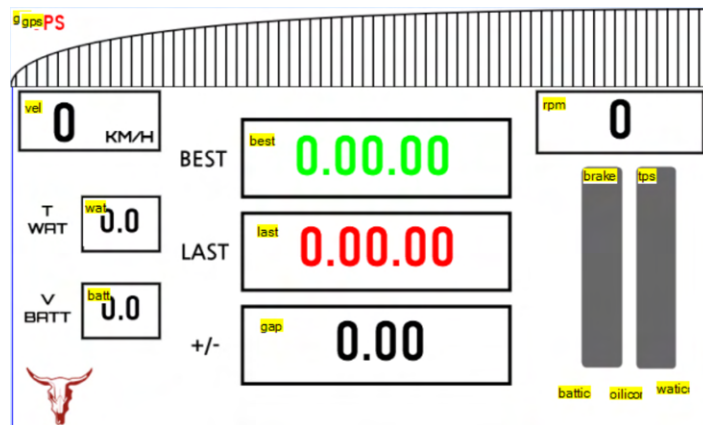


Figura 3.1: Schermata dashboard *QuartodiLitro UniPD* per utilizzo in condizioni dinamiche

di un display.

La funzionalità ulteriore che si è voluta implementare, e che riguarda il tema cardine di questa tesi, è invece l'acquisizione di segnali analogici direttamente da alcuni sensori presenti sul motociclo (vedi schema in figura 3.2)

Il datalogger commerciale ha permesso, durante questa fase di sviluppo, di poterne confrontare i dati acquisiti in modo da evidenziare più facilmente le criticità e gli eventuali limiti di hardware e software impiegati.

L'utilizzo di una scheda elettronica programmabile risulta essere la scelta più conveniente, sia dal punto di vista economico, sia per quanto riguarda la rapidità di prototipazione e implementazione delle varie funzioni richieste dal dispositivo che si intende sviluppare.

Tra le varie in commercio si è scelto di sperimentare (nelle fasi iniziali) l'utilizzo di due tipologie differenti di schede, nello specifico le piattaforme *Arduino UNO* [8] e *Raspberry Pi 4* [9], per poi soffermarsi sull'utilizzo di quella che si adattasse meglio alle nostre esigenze.

Queste due piattaforme offrono numerose funzionalità già integrate nella scheda, ma come verrà evidenziato si distinguono per alcune caratteristiche specifiche che le rendono adatte a campi di applicazione diversi.

3.2 Scelte progettuali

Arduino UNO (figura 3.3) è una scheda di sviluppo basata sul microcontrollore *ATmega328P* [10], che offre un'ampia varietà di funzioni per la

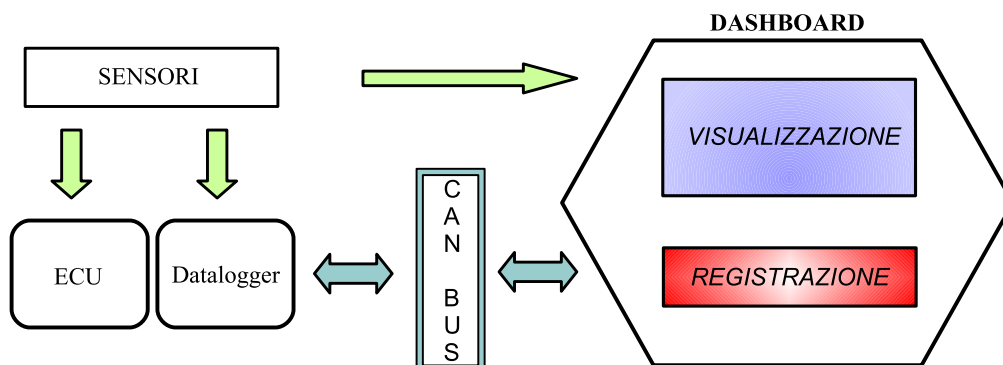


Figura 3.2: Schema a blocchi del layout utilizzato in fase di sviluppo dell'acquisizione dati da parte della dashboard

creazione di progetti embedded, anche grazie ai numerosi dispositivi e accessori compatibili con la piattaforma presenti in commercio.

È dotato di 14 pin di input/output digitali, di cui 6 possono essere utilizzati come canali di output *PWM* e 6 pin di input analogici.

L'*ATmega328P* opera ad una frequenza di clock di 16MHz, offrendo una potenza di calcolo sufficiente per la maggior parte delle applicazioni embedded. Dispone di una memoria *Flash* di 32KB, e di 2KB di memoria *RAM* (*Random Access Memory*) per l'esecuzione del codice.

La programmazione viene generalmente gestita attraverso l'*IDE* di *Arduino*, un ambiente di sviluppo open-source che semplifica il processo di scrittura, debugging e caricamento del codice.

Risulta dunque una scheda di sviluppo versatile e accessibile che consente di realizzare progetti di varia natura.

Tuttavia risulta essere adatto per progetti che abbiano requisiti di risorse in termini di memoria e capacità computazionali più limitate se paragonati a *Raspberry Pi 4* (figura 3.4), essendo quest'ultimo essenzialmente un computer dalle dimensioni molto compatte.

Il *Raspberry Pi 4* è infatti un computer a scheda singola di dimensioni ridotte, alimentato da un processore Quad-Core *ARM-Cortex* con clock a 1,5 GHz, dunque con capacità di elaborazione particolarmente elevate.

La sua velocità di clock, insieme ad una memoria *RAM LPDDR4-3200* incorporata (nel modello preso in esame pari a 2GB), consente al dispositivo di eseguire una vasta gamma di applicazioni, da semplici operazioni di calcolo ad applicazioni multimediali più avanzate.

Una delle caratteristiche principali del *Raspberry Pi 4* è la presenza di un'ampia gamma di porte di I/O; ciò consente il collegamento di svariati

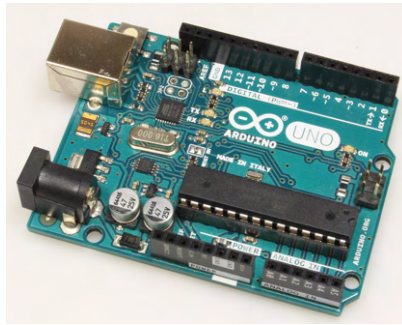


Figura 3.3: Scheda di sviluppo *Arduino UNO*, [11]



Figura 3.4: Scheda di sviluppo *Raspberry Pi 4 model B*, [12]

altri dispositivi e/o periferiche.

Inoltre grazie alle sue dimensioni compatte e al basso consumo energetico risulta anch'esso un'ottima scelta per progetti portatili o per l'integrazione in soluzioni embedded.

Detto ciò, la scelta tra *Arduino UNO* e *Raspberry Pi 4* dipenderà dai requisiti specifici del progetto e dalle preferenze personali di chi lo sviluppa. Se si desidera un sistema più semplice e leggero, in cui la priorità sia il controllo in tempo reale dei sensori e degli attuatori, *Arduino UNO* potrebbe essere la scelta migliore. D'altra parte, se si desidera un sistema più complesso, capace di elaborare e visualizzare dati in modo più sofisticato e interattivo, *Raspberry Pi 4* potrebbe essere la scelta più appropriata.

Considerate le esigenze del progetto preso in analisi sono state effettuate alcune prove preliminari con entrambi i dispositivi, per valutare le loro effettive potenzialità in fase di sviluppo.

È emerso come nonostante *Raspberry Pi 4* offrisse una potenza di calcolo decisamente superiore integrando numerose funzionalità già internamente alla scheda, questo comportava dei rallentamenti specialmente in fase di

avvio.

La gestione interna della parte grafica, con l'utilizzo di una scheda video integrata, consentiva la visualizzazione di tipologie e quantità di dati particolarmente più elevate (es grafici), ma non essendo questa funzionalità sfruttata nel nostro caso specifico ciò risultava essere più un limite che un pregio.

L'utilizzo invece di un display *TFT Nextion NX8048P050* [13] che integra direttamente al suo interno la gestione della parte grafica, e che comunica tramite porta seriale I2C con *Arduino UNO* per la ricezione dei dati da visualizzare, ha permesso di raggiungere prestazioni in fase di avvio decisamente superiori (2s circa contro gli oltre 15s del *Raspberry*), mantenendo inalterata la qualità di visualizzazione.

In aggiunta la possibilità di apportare variazioni all'interfaccia grafica rapidamente, potendo riprogrammare la disposizione dei dati comunicati in seriale, ha portato alla scelta di utilizzare quest'ultima soluzione.

Da ciò che verrà esposto nel capitolo successivo, si potrà notare come la scelta di utilizzare *Raspberry pi 4* avrebbe evidenziato i propri pregi specialmente nella fase di rielaborazione interna dei segnali analogici acquisiti, grazie alla maggior potenza di calcolo del processore interno.

3.3 Componenti utilizzati

Verrà ora presa in analisi l'architettura della dashboard realizzata, in modo da permettere di evidenziarne le potenzialità e gli eventuali limiti.

Il progetto è stato realizzato partendo dalla scheda di sviluppo *Arduino UNO* e introducendo alcuni componenti aggiuntivi, per permettere di completare le funzionalità non disponibili già sul dispositivo (vedi schema in figura 3.5).

Per permettere le comunicazioni (in questo caso ricezione) attraverso il BUS dati presente sul motociclo si è reso necessario l'utilizzo di un dispositivo aggiuntivo, che consentisse di gestire il flusso di dati rispettando le procedure imposte dal protocollo di comunicazione specifico.

Nel mondo automotive lo standard di comunicazione più diffuso è il *CAN (Controller Area Network)*.

Questo protocollo di comunicazione è stato sviluppato negli anni '80 da Robert Bosch per soddisfare le esigenze di comunicazione in ambienti industriali e automotive.

La sua popolarità e ampia diffusione deriva da una serie di caratteristiche specifiche:

- *Affidabilità*: Il *CAN* è noto per la sua elevata affidabilità, in quanto è in grado di gestire comunicazioni in ambienti rumorosi e soggetti a interferenze elettromagnetiche. Questo lo rende ideale per l'impiego in veicoli, dove la sicurezza è una priorità;
- *Efficienza*: Ogni dispositivo connesso alla rete può inviare o ricevere dati in modo deterministico, in quanto il sistema è capace di garantire che i messaggi siano trasmessi e ricevuti in modo prevedibile e con una temporizzazione precisa. Nello specifico il protocollo permette di:
 - Prevedere con precisione quando i messaggi saranno trasmessi e ricevuti. Questo è importante in applicazioni in cui è necessaria una sincronizzazione precisa tra i dispositivi;
 - Assegnare una priorità ai messaggi in modo che i messaggi critici vengano gestiti prima di quelli meno critici. Questo consente di garantire che i dati più importanti vengano trasmessi e ricevuti in modo affidabile e in tempo reale;
 - Utilizzare meccanismi di ritrasmissione o conferma per assicurarsi che i messaggi critici vengano recapitati con successo;
 - Trasmettere alcuni messaggi in modo periodico e sincronizzato. I dati di sensori critici possono essere inviati a intervalli regolari, consentendo ai ricevitori di prevedere quando riceveranno nuovi dati.
- *Scalabilità*: può essere utilizzato in reti complesse con numerosi dispositivi interconnessi, come i moderni veicoli che possono ospitare centinaia di nodi *CAN* diversi per gestire vari sottosistemi;
- *Topologia Bus*: la topologia fisica del bus *CAN* semplifica notevolmente il cablaggio, riducendo i costi e semplificando l'installazione (due segnali differenziali *CANH* e *CANL*);
- *Ridondanza*: supporta la ridondanza, in quanto possono essere presenti nodi multipli che eseguono la stessa funzione per garantire una maggiore sicurezza e tolleranza ai guasti.

Tra i vari dispositivi presenti in commercio si è scelto di utilizzare una scheda elettronica che integrasse un controller *CAN* autonomo *MCP2515*, prodotto dalla *Microchip Technology* [15], che permette di offrire le seguenti caratteristiche:

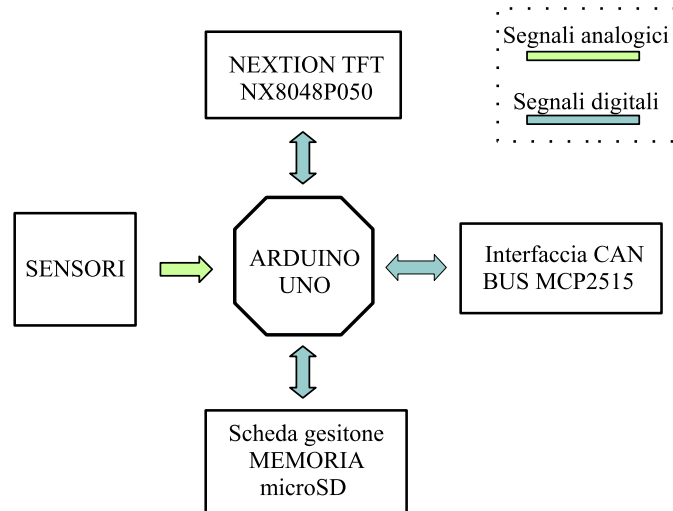
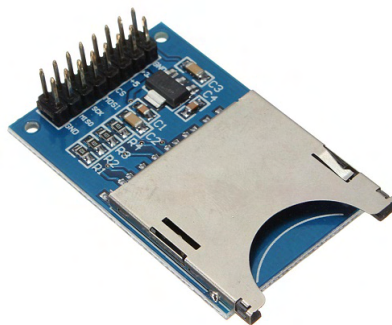


Figura 3.5: Schema a blocchi della dashboard realizzata

Figura 3.6: Modulo adattatore per schede *SD*, [14]

- La comunicazione tra *Arduino UNO* e la *MCP2515* avviene attraverso l'interfaccia seriale SPI (*Serial Peripheral Interface*), rendendo più semplice la gestione, la ricezione e l'invio dei dati;
- Dispone di buffer per memorizzare i messaggi in arrivo e in uscita. Questo è cruciale quando si lavora in reti *CAN* con traffico elevato, poiché consente di gestire messaggi simultanei e garantisce che i dati vengano processati correttamente;
- Consente di filtrare e mascherare i messaggi in base all'identificatore, permettendo ad *Arduino UNO* di selezionare i messaggi rilevanti per il proprio scopo, riducendo il carico di elaborazione. In questo caso specifico si tratta di una funzionalità particolarmente utile, in quanto il numero di dati che si intende prelevare da quelli immessi dalla centralina originale è decisamente inferiore rispetto al totale.

Mediante l'utilizzo di una libreria specifica con l'*IDE* di *Arduino* il processo di lettura dei dati dal BUS seriale attraverso l'*MCP2515* risulterà particolarmente semplificato. Si riporta in figura 3.7 un estratto di codice in cui si inizializza il modulo *CAN* e lo si pone in ascolto; nel caso in cui sia presente nel buffer un messaggio, verrà letto e successivamente visualizzato ciò che è contenuto nei vari indirizzi attraverso il plotter seriale (a seconda dei dati di interesse saranno poi selezionati e salvati solo quelli desiderati).

Per quanto riguarda il salvataggio dei dati acquisiti si è scelto di utilizzare un modulo adattatore per schede *SD* (vedi figura 3.6), in modo da disporre di una memoria adeguata con l'utilizzo di una scheda dall'elevata capacità di archiviazione e per permettere inoltre una facile estrazione e lettura esterna della scheda stessa.

In figura 3.8 viene riportato un estratto di codice in cui si inizializza la scheda *SD*, si apre un file "dati.txt" in modalità scrittura e dopo aver acquisito il segnale analogico presente all'ingresso analogico A0 di *Arduino UNO*, viene trascritto il valore (uno per riga) con un intervallo di 50ms tra una lettura e la successiva.

```
modulocan.ino
1  #include <SPI.h>
2  #include <mcp_can.h>
3
4  // Definizione del pin CS del modulo MCP2515
5  const int CS_PIN = 10;
6
7  MCP_CAN CAN(CS_PIN); // Inizializza l'oggetto CAN con il pin CS
8
9  void setup() {
10     Serial.begin(115200);
11
12     // Inizializza il modulo CAN
13     if (CAN.begin(MCP_STDEXT, CAN_500KBPS, MCP_8MHZ) == CAN_OK) {
14         Serial.println("MCP2515 inizializzato correttamente!");
15         CAN.setMode(MCP_NORMAL); // Imposta il modulo in modalità normale
16     } else {
17         Serial.println("Errore nell'inizializzazione del MCP2515...");
18     }
19 }
20
21 void loop() {
22     // Dichiarazione di un messaggio CAN per la ricezione
23     tCAN message;
24
25     if (CAN.checkReceive() == CAN_MSGAVAIL) {
26         // Se c'è un messaggio disponibile
27         CAN.readMsgBuf(&message); // Legge il messaggio dal buffer
28
29         Serial.print("ID:");
30         Serial.print(message.id, HEX); // Stampa l'identificatore del messaggio
31         Serial.print(" Lunghezza: ");
32         Serial.print(message.len); // Stampa la lunghezza del messaggio
33
34         Serial.print(" Dati: ");
35         for (int i = 0; i < message.len; i++) {
36             Serial.print(message.data[i], HEX); // Stampa i dati del messaggio
37             Serial.print(" ");
38         }
39         Serial.println();
40     }
41 }
```

Figura 3.7: Esempio di configurazione software del modulo *CAN BUS MCP2515* con l'IDE di *Arduino*

```
memorizzazionessd.ino
1  #include <SD.h>
2
3  const int analogPin = A0; // Imposta il pin a cui è collegato il sensore analogico
4
5  const char* fileName = "dati.txt"; // Imposta il nome del file su cui salvare i dati
6
7  File dataFile; // Dichiarazione del file su cui scrivere
8
9  void setup() {
10     Serial.begin(9600); // Inizializzazione della comunicazione seriale
11
12     // Inizializzazione della scheda SD
13     if (SD.begin()) {
14         Serial.println("Scheda SD inizializzata correttamente.");
15     } else {
16         Serial.println("Errore nell'inizializzazione della scheda SD.");
17         return;
18     }
19
20     dataFile = SD.open(fileName, FILE_WRITE); // Apre il file in modalità di scrittura
21
22     // Controlla se è possibile aprire il file
23     if (dataFile) {
24         Serial.print("File ");
25         Serial.print(fileName);
26         Serial.println(" aperto con successo.");
27     } else {
28         Serial.println("Errore nell'apertura del file.");
29     }
30 }
31
32 void loop() {
33     // Legge il valore analogico in ingresso al pin A0
34     int sensorValue = analogRead(analogPin);
35
36     dataFile.print(sensorValue); // Scrive il valore acquisito nel file
37     dataFile.println();
38
39     // Attende 50ms tra le letture
40     delay(50);
41 }
```

Figura 3.8: Esempio di configurazione software per la memorizzazione dei dati su scheda *SD*

Capitolo 4

Ottimizzazione dello stadio di conversione analogico-digitale

4.1 Premesse teoriche

Per permettere di ponderare correttamente la scelta dei componenti occorre richiamare alcuni concetti teorici, in modo da poter entrare nello specifico delle caratteristiche tecniche dei componenti oggetto di studio nella maniera più completa ed esaustiva.

La conversione analogico digitale è l'attività svolta da un ADC (*Analog to Digital Converter*) per permettere di convertire un segnale in ingresso analogico, in una sequenza temporale dei suoi campioni opportunamente discretizzati.

Per effettuare il processo di conversione è dunque necessario compiere i seguenti passaggi:

- campionamento
- tenuta
- quantizzazione

Il campionamento (*sampling*) è un'operazione che consiste nell'estrapolare dal segnale in ingresso una sequenza di suoi campioni. Generalmente viene utilizzato un campionamento dei segnali di tipo uniforme, ossia con una distanza in termini di tempo costante tra un istante di campionamento e il successivo, per l'intera durata del campionamento stesso. Questo intervallo di tempo T_s viene definito periodo di campionamento.

Deriverà dal reciproco di T_s un valore particolarmente rilevante nel processo di conversione, ovvero il *sampling rate* R_s o frequenza di campionamento.

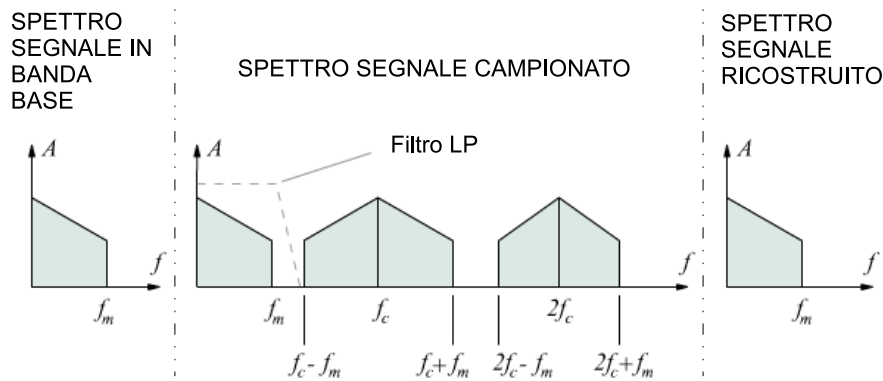


Figura 4.1: Spettro di un segnale al seguito del suo campionamento e successiva ricostruzione con $R_s > 2 f_{max}$, [16]

Il segnale in uscita dopo il processo di sampling sarà dunque costituito da degli impulsi, con ampiezza pari al valore assunto dal segnale durante gli istanti di campionamento.

Del segnale presente in ingresso quindi proseguirà verso i passaggi successivi solo la parte rilevata durante quegli istanti e la restante parte non prenderà parte al processo di conversione.

Occorre ora menzionare, ai fini dell'individuazione della frequenza di campionamento più opportuna dei segnali acquisiti il teorema di Nyquist, che riporta quanto segue:

La ricostruzione (senza ambiguità) di un segnale a partire da una sua versione campionata sarà possibile solo nel caso in cui la frequenza di campionamento sia superiore a due volte la più alta frequenza (dello spettro) del segnale interessato: $R_s > 2 * f_{max}$

La tenuta (*hold*) consiste nell'operazione di mantenere costante il valore di tensione dei campioni acquisiti per un intervallo di tempo pari a T_s , permettendo di generare in uscita un segnale costante a tratti.

La quantizzazione (nel dominio delle ampiezze) consiste invece nella trasformazione del segnale in uscita al circuito di Sampling e Hold, in una sequenza di valori V_q , rappresentativi di ognuno dei valori assunti dal segnale in ingresso (durante gli istanti di campionamento).

I possibili livelli di uscita V_q si ottengono suddividendo il campo di valori in ingresso R (range di ingresso) negli N intervalli di ampiezza Q (passo di quantizzazione).

I valori digitali in uscita fanno dunque costituiti da una sequenza di numeri binari a N bit, rappresentanti ognuno il valore quantizzato di ogni istante

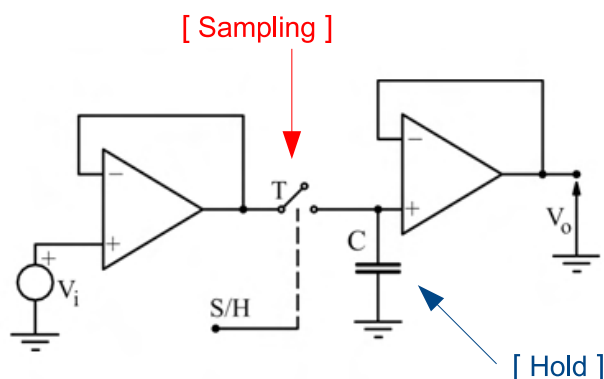


Figura 4.2: Circuito che implementa le funzioni di *Sampling e Hold*, [16]

di campionamento.

La scelta dell'ADC per un sistema di acquisizione dati risulta essere un'attività complessa, in quanto rende necessaria una conoscenza approfondita dell'architettura interna del sistema di conversione, essendo le non idealità del dispositivo strettamente correlate alla tipologia di layout utilizzato.

Tali non idealità introdurranno degli errori nel processo di conversione e dovranno dunque essere valutate attentamente per permettere di scegliere il prodotto più appropriato in base al campo di utilizzo.

Per la loro trattazione ci si appoggerà allo standard *IEEE 1241-2000* [17], il quale definisce nello specifico le principali non idealità e i parametri caratteristici degli ADC.

I parametri di maggior interesse nella caratterizzazione di un ADC sono i seguenti:

- La risoluzione (*resolution*) è la più piccola variazione del segnale in ingresso che può essere rilevata in maniera affidabile dal dispositivo, tenendo conto dei bit effettivamente utili ai fini della conversione (a causa del rumore introdotto all'interno del processo);
- La sensibilità (*sensitivity*) nel caso di un ADC o di un sistema di acquisizione dati viene definita come l'ampiezza minima del segnale in ingresso che il dispositivo è in grado di rilevare in una data condizione di funzionamento;
- L'accuratezza di misura (*measurement accuracy*) permette di valutare quanto il risultato della conversione approssima il valore atteso,

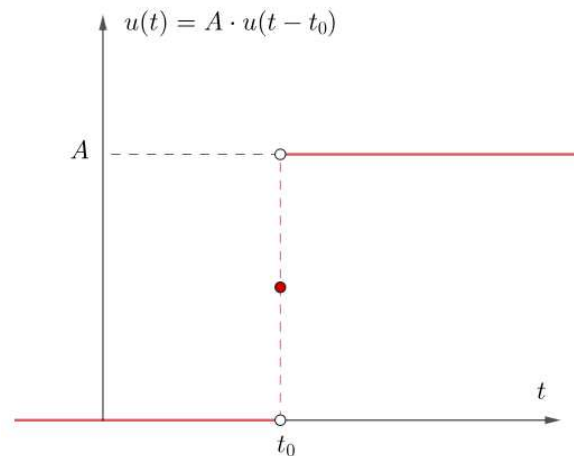


Figura 4.3: Rappresentazione di un segnale a gradino centrato nell'istante t_0 , [18]

caratterizzando la dispersione dei valori del misurando attorno ad un valore numerico di riferimento.

- La velocità di campionamento (*sampling rate*) come illustrato precedentemente esprime la capacità di acquisire rapidamente i campioni del segnale in ingresso e deriva dal reciproco del periodo di campionamento;
- La larghezza di banda (*bandwidth*) esprime l'intervallo di frequenze che il dispositivo potrà acquisire correttamente senza introdurre distorsioni di ampiezza o di fase;
- Il tempo di salita (*rise time*) esprime la capacità di un ADC di rilevare efficacemente variazioni brusche del segnale in ingresso; la caratterizzazione viene effettuata sottoponendo in ingresso un segnale a gradino (figura 4.3) e andando ad analizzare i campioni in uscita che ne derivano.

4.2 Caratterizzazione ADC interno

Verranno ora analizzate le caratteristiche di funzionamento della tipologia di ADC che è presente all'interno di *Arduino UNO* (ADC ad approssimazioni successive), in modo da poter valutare più estesamente le sue pecu-

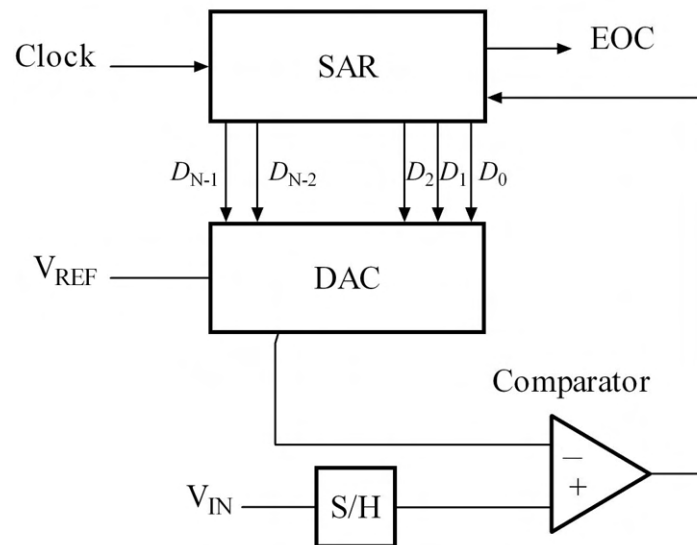


Figura 4.4: Schema ADC ad approssimazioni successive, [19]

liarità ed evidenziarne eventuali criticità.

I convertitori analogico-digitali ad approssimazioni successive (SAR, *Successive Approximation Register*) sono dispositivi elettronici utilizzati per convertire i segnali analogici in una loro rappresentazione digitale. Vengono utilizzati in numerosi sistemi elettronici, come ad esempio strumenti di misura, sensori di temperatura e dispositivi audio.

Il principio di funzionamento di un convertitore SAR si basa sulla comparazione iterativa tra il valore di tensione analogica in ingresso e una serie di tensioni di riferimento generate internamente al dispositivo (vedi figura 4.4).

Il processo di conversione avviene tipicamente in tre fasi:

- Acquisizione;
- Approssimazione;
- Conversione finale.

Durante la fase di acquisizione, il segnale analogico in ingresso viene campionato e memorizzato in un registro all'interno del convertitore (sample/hold). Questo registro funge da memoria temporanea, mantenendo al suo interno il valore campionato durante il processo di approssimazione.

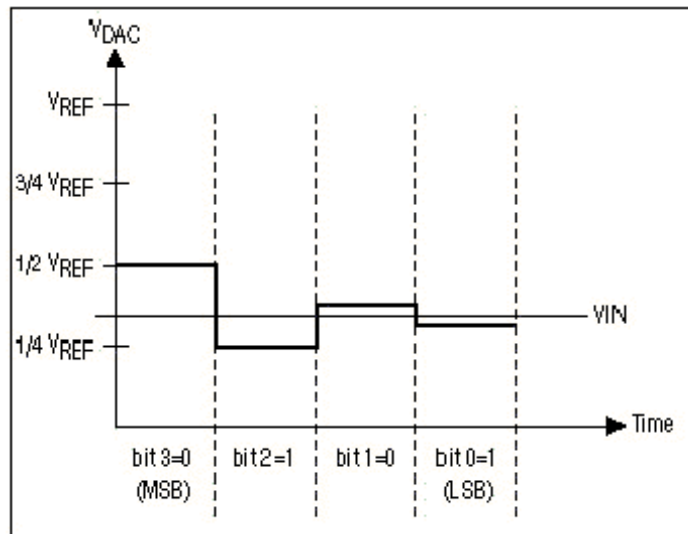


Figura 4.5: Andamento nel processo di conversione di un ADC SAR a 4 bit della tensione V_{DAC} , [20]

Nella fase di approssimazione, il convertitore inizierà a generare una sequenza di tensioni di riferimento digitali tramite un DAC (*Digital to Analog Converter*) avente in ingresso una tensione di riferimento V_{REF} e una parola digitale a N bit che imposterà il valore assunto dall'uscita (V_{dac}).

Il comparatore all'interno del convertitore confronterà poi il valore analogico in ingresso (V_{in}) con il valore di riferimento digitale generato dal DAC, il cui valore iniziale sarà pari a $\frac{V_{REF}}{2}$ (Bit più significativo impostato a 1 e i restanti a 0).

A seconda del risultato di questo confronto, il convertitore aggiornerà il bit all'interno del registro SAR in base al valore corrente dei confronti. Se il confronto indica che il valore analogico è superiore al valore di riferimento digitale corrente, il bit corrispondente nel registro SAR verrà lasciato a 1, altrimenti verrà impostato a 0.

Questa sequenza di operazioni verrà ripetuta in maniera ricorsiva per ogni bit all'interno del registro SAR, partendo dal bit più significativo (*MSB*) e proseguendo verso il meno significativo (*LSB*).

Determinato l'*LSB* sarà ultimato il processo iterativo e il valore di uscita a N bit del registro potrà essere prelevato come risultato della conversione finale.

Viene riportato in figura 4.5 un esempio di conversione con numero di bit pari a 4, in cui si può notare come la tensione di riferimento interna

V_{DAC} raggiunga, per approssimazioni successive appunto, un valore sempre più vicino a quello della tensione analogica in ingresso (V_{in}), unitamente alla definizione bit per bit del valore digitale in uscita.

Si noti che sono state necessarie 4 fasi di conversione per un ADC a 4 bit. In generale si può dire che per un ADC a N bit sono richiesti N fasi di conversione, dunque più il numero di bit sarà elevato e più il processo di conversione richiederà un tempo superiore (a parità di di frequenza nel processo di comparazione).

Analizzando più nello specifico le caratteristiche tecniche degli ADC SAR si può notare che i componenti più critici del sistema di conversione sono il comparatore e il DAC, in quanto compiono le operazioni che influenzano maggiormente l'accuratezza del processo di digitalizzazione.

Il circuito di sample / hold è invece generalmente integrato nel DAC e non va quindi considerato un blocco a parte.

La velocità di conversione sarà determinata principalmente dai seguenti fattori:

- Tempo di assestamento della tensione in uscita dal DAC, quando è in corso il cambiamento della configurazione in ingresso;
- Velocità di comparazione tra V_{in} e V_{DAC} ;
- Ritardo nei circuiti digitali che implementano la logica SAR.

La risoluzione del convertitore sarà direttamente correlata al numero di bit del registro SAR, a discapito però della complessità del circuito elettronico dedicato alla generazione dei segnali utilizzati per il confronto con il segnale di ingresso (V_{DAC}).

Le caratteristiche più significative per il comparatore sono l'accuratezza del processo di conversione e la velocità. Inoltre il rumore risulterà essere un fattore importante da considerare, in quanto sarà necessario avere un rumore minore rispetto al valore associato al bit meno significativo ($\frac{V_{REF}}{2}$), pena la perdita di significatività del/i bit interessato/i. Sarà inoltre richiesto che il comparatore sia in grado di confrontare differenze di tensioni pari o inferiori alla risoluzione dell'ADC.

Uno dei fattori che limita la frequenza di campionamento è il tempo di assestamento del valore di tensione in uscita dal DAC, a seguito del cambiamento di configurazione del suo segnale d'ingresso (segnale digitale a N bit). Il tempo massimo di assestamento si verificherà quando ci sarà una variazione del bit più significativo (*LSB*) in ingresso, in quanto causerà un'escursione di tensione in uscita pari a $\frac{V_{REF}}{2}$.

Features

- 10-bit resolution
- 0.5 LSB integral non-linearity
- ± 2 LSB absolute accuracy
- 65 to 260 μ s conversion time
- Up to 15kSPS
- 6 multiplexed single ended input channels
- 2 additional multiplexed single ended input channels
- Temperature sensor input channel
- Optional left adjustment for ADC result readout
- 0 to V_{CC} ADC input voltage range
- Selectable 1.1V ADC reference voltage
- Free running or single conversion mode
- Interrupt on ADC conversion complete
- Sleep mode noise canceler

Figura 4.6: caratteristiche tecniche ADC presente sull'*ATmega328P*, [10]

La linearità del DAC sarà direttamente correlata alla linearità totale dell'ADC, in quanto il valore reale dei componenti al suo interno, che dipendono dalla tecnologia costruttiva e dalla progettazione dei circuiti interni, determineranno in larga parte la capacità del dispositivo di offrire un comportamento il più vicino possibile a quello lineare (ideale).

Andando ad analizzare le caratteristiche tecniche del microcontrollore *ATmega328P*, di cui è equipaggiata la scheda di sviluppo Arduino UNO, si può notare come sia dotato di un ADC interno di tipo SAR, di cui si riporta in figura 4.6 un estratto delle caratteristiche tecniche più rilevanti menzionate nel *datasheet* [10].

In figura 4.7 viene riportato lo schema a blocchi dell'architettura interna, inclusa la logica di controllo associata. Si evidenziano le seguenti caratteristiche:

- La struttura della logica di conversione è quella tipica dell'ADC ad approssimazioni successive (menzionata in precedenza), avente un DAC da 10 bit, un comparatore e un registro SAR;
- All'ingresso è presente un multiplexer (*MUX*) a 8 canali, avente un'ulteriore coppia di porte dedicate a un sensore di temperatura e ad un riferimento a massa (*GND*);

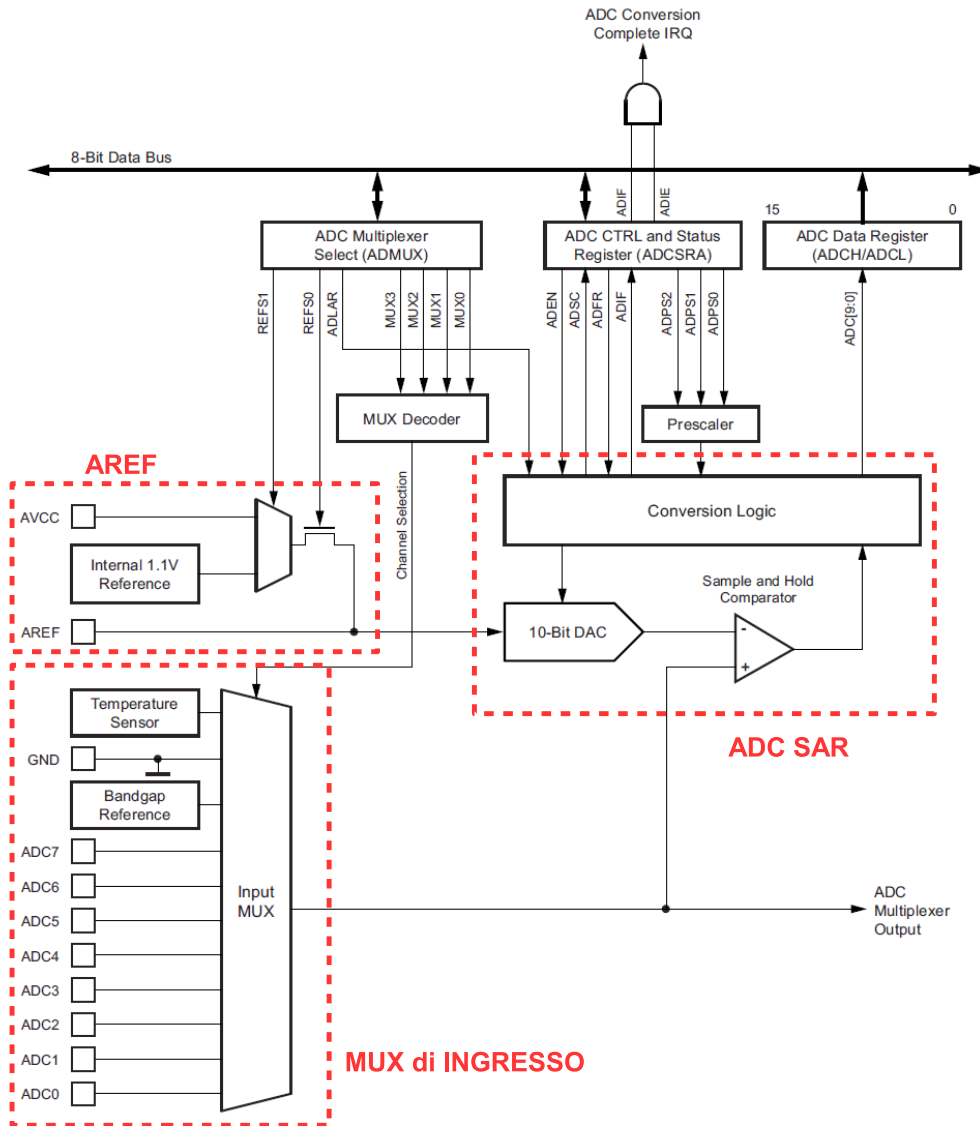


Figura 4.7: Architettura interna dell'ADC presente su *ATmega328P*, [10]

- La tensione di riferimento in ingresso al DAC, normalmente prelevata internamente (*AVCC* oppure un riferimento interno a 1.1V), può essere fornita anche dall'esterno (*AREF*). L'adozione di una tensione di riferimento esterna (opportunamente stabilizzata con l'aggiunta di un condensatore in ingresso collegato verso massa) può permettere di aumentare l'immunità al rumore.
- È possibile realizzare la conversione analogico-digitale ponendo la CPU del microcontrollore in sleeping mode (funzioni limitate e risparmio energetico), per consentire un'ulteriore riduzione del rumore interno. Ciò però presuppone che non vi siano in corso altre operazioni da parte della CPU durante il processo di conversione, oltre ad imporre l'utilizzo di un solo ingresso (conversione single ended). Nel campo di applicazione in oggetto questa strategia di riduzione del rumore non è dunque applicabile perchè limiterebbe eccessivamente l'utilizzo delle altre funzioni svolte durante il normale funzionamento microcontrollore (gestione display, comunicazioni BUS digitale, etc.).

Essendo *Arduino UNO* dotato di un ADC interno di tipo SAR potrebbe essere opportuno valutare l'utilizzo di un ADC esterno con un'architettura capace di offrire prestazioni più elevate, specialmente per quanto riguarda l'immunità al rumore.

Se si scegliesse di utilizzare un ADC esterno ci sarebbe inoltre la possibilità di decidere quali segnali destinare ugualmente al convertitore interno, nei casi in cui la tipologia di segnale acquisito non richiedesse prestazioni particolarmente elevate (consentendo così di ampliare anche il numero totale di canali in ingresso).

4.3 Scelta e caratterizzazione ADC esterno

Come viene riportato in figura 4.8 esistono varie tipologie di architetture per i convertitori analogico-digitali, che possono essere distinti e classificati in base alla banda dei possibili segnali in ingresso e in termini di numero di bit (risoluzione) del dato in uscita. Si può notare come a seconda del campo di applicazione le diverse architetture risultino più o meno adatte. Convertitori come i Pipeline o i Flash si classificano come architetture in grado di gestire segnali in ingresso ad elevata frequenza.

Per consentire una conversione più rapida dei segnali l'architettura interna risulterà però tanto più estesa, quanto più alto sarà il numero di bit desiderato. A titolo di esempio i convertitori di tipo Flash presentano una serie di comparatori posti in parallelo per individuare a quale riferimento

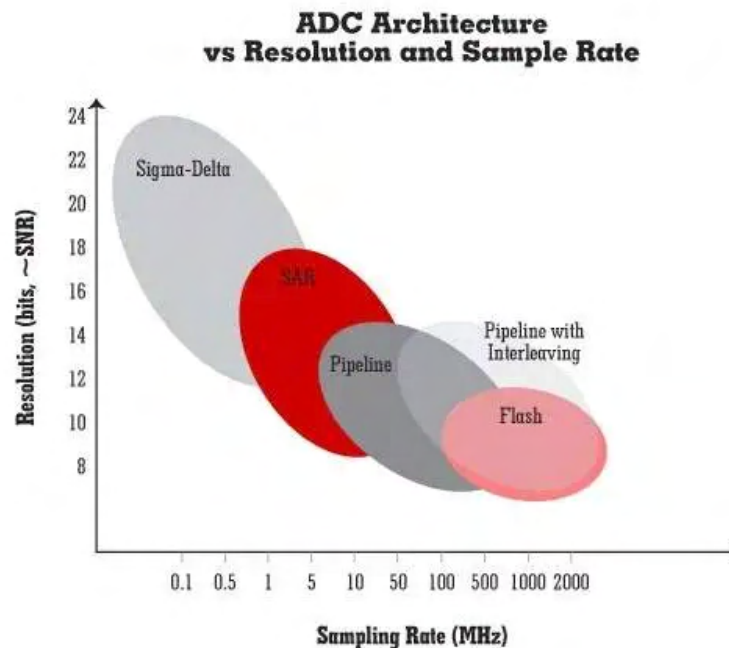


Figura 4.8: Confronto di alcune architetture di ADC in base a frequenza di campionamento e risoluzione, [21]

(tensioni generate internamente) il segnale di ingresso sia più vicino e di conseguenza determinare il corretto codice di uscita molto rapidamente. Il numero totale di comparatori rapportato al numero di bit richiesto sarà pari a $2^b - 1$.

Il tempo di conversione totale risulterà quindi essere paragonabile a quello impiegato per il confronto da parte di un singolo comparatore, visto che l'operazione di comparazione del segnale in ingresso verrà svolta in parallelo.

Risulta però evidente dalla relazione tra numero di bit e di comparatori appena vista, come l'aumento di un bit richieda un numero doppio di comparatori impiegati, con un conseguente aumento della complessità del circuito e un aumento del consumo totale di potenza (da considerare per applicazioni embedded con alimentazione separata a batteria).

Si distinguono da questa tipologia di convertitori i Sigma-Delta, che vengono maggiormente impiegati in applicazioni aventi una banda di utilizzo medio-bassa ma che offrono prestazioni superiori in termini di risoluzione e immunità al rumore.

Durante il processo di quantizzazione viene normalmente introdotto negli

42 Ottimizzazione dello stadio di conversione analogico-digitale

ADC un errore $e_q(t)$ dovuto alla non idealità del processo, in quanto avendo una risoluzione non infinita (numero di bit b finito), si avrà in uscita un errore sommato al segnale, sotto forma di *rumore di quantizzazione*.

Occorre menzionare, allo scopo di caratterizzare più approfonditamente questa tipologia di convertitori, una figura di merito particolarmente utilizzata ovvero il *rapporto segnale rumore di quantizzazione* (SNR_q).

Si dimostra che dato il numero di bit del convertitore b , vale la seguente relazione:

$$SNR_{q,dB} \simeq b * 6.02 + 1,67 \text{ [dB]}$$

Dalla relazione precedente si può notare come aumentando il numero di bit dell'ADC, ci sarà un miglioramento del rapporto segnale rumore di quantizzazione di sei decibel per ogni bit aggiunto alla risoluzione.

Se si effettuasse un'operazione di trasformata discreta di Fourier (DFT) su M campioni in uscita dopo il processo di quantizzazione, si noterebbe (vedi esempio in figura 4.9(a)) come oltre alla presenza del campione relativo al segnale in ingresso (posto a frequenza f_x), vi sia una traccia spettrale dovuta al rumore di quantizzazione quasi costante su tutto l'intervallo.

Preso l'intervallo di frequenze pari a $\frac{R_s}{2}$, la Potenza P_q del rumore di quantizzazione sarà legata alla densità media spettrale p_q dalla relazione $P_q = p_q * \frac{R_s}{2}$.

Si consideri ora un aumento della frequenza di campionamento (*oversampling*) pari a K_s -volte quella precedente (R_s) e si ripeta lo stesso processo di DFT su M campioni del segnale quantizzato, a parità di b .

Il risultato atteso sarà quello riportato in figura 4.9(b), nel quale si può notare come la densità spettrale media p'_q risulti K_s -volte più piccola di p_q .

In questa fase non varierà il rapporto segnale rumore di quantizzazione, che però a seguito di una successiva operazione di filtraggio digitale passa-basso potrà essere aumentato di un fattore K_s (vedi figura 4.10), grazie all'eliminazione del rumore di quantizzazione nella banda compresa tra $\frac{R_s}{2}$ e $K_s * \frac{R_s}{2}$.

Ne deriverà la seguente espressione:

$$SNR_{q,dB} \simeq b * 6.02 + 1,67 + \log_4(K_s) * 6.02 \text{ [dB]}$$

Da cui si nota come un aumento di K_s detto *fattore di sovracampionamento* di un fattore 4 comporti l'aumento del guadagno del dispositivo in

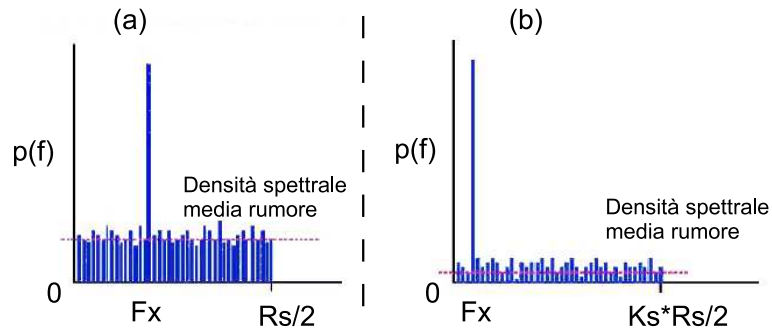


Figura 4.9: Densità spettrali di potenza $p(f)$ di $v(t)$ con frequenze di campionamento: (a) R_s , (b) $K_s * R_s$

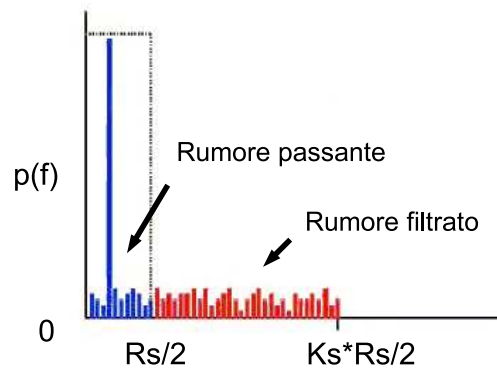


Figura 4.10: Densità spettrale di potenza $p(f)$ di $v(t)$ con sovracampionamento a seguito di filtraggio digitale passa-basso

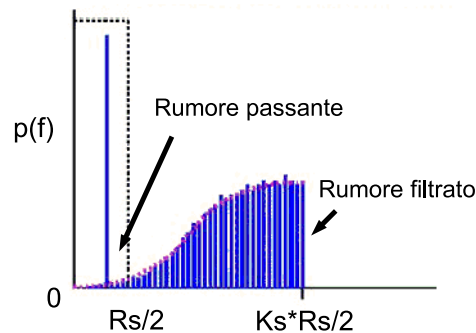


Figura 4.11: Densità spettrale di potenza $p(f)$ di $v(t)$ con sovracampionamento a seguito di *noise shaping*

termini di $SNR_{q,dB}$ di 6.02 dB, equivalentemente al guadagno ottenuto con l'aumento di un bit di risoluzione.

Ne deriva quindi che le prestazioni di un ADC avente un numero di bit pari a b possa essere raggiunto da un ADC ad un singolo bit avente però un K_s pari a 4^{b-1} e predisponendo un successivo filtraggio digitale passa-basso con una frequenza di taglio pari a $\frac{R_s}{2}$.

Appare evidente però che per ottenere un dispositivo dai livelli di risoluzione elevati sarebbero necessari fattori di sovracampionamento molto grandi, rendendo di fatto irrealizzabili dispositivi che utilizzino esclusivamente il sovracampionamento.

A consentire la realizzazione di ADC con una risoluzione adeguata è una tecnica di filtraggio (sagomatura) nota come *noise shaping*, che consiste nell'inserire un filtro passa-alto in grado di sagomare l'andamento spettrale del solo rumore, prima di procedere al filtraggio digitale passa-basso come esposto in precedenza.

Si riporta in figura 4.11 un esempio riportante l'effetto del *noise shaping* sul rumore di quantizzazione.

Il guadagno in termini di $SNR_{q,dB}$ dipenderà dal tipo di sagomatura applicata al rumore:

- Nel caso di filtraggio passa-alto del primo ordine, si può dimostrare che:

$$SNR_{q,dB} \simeq b * 6.02 + 1,67 + 9 * \log_2(K_s),$$

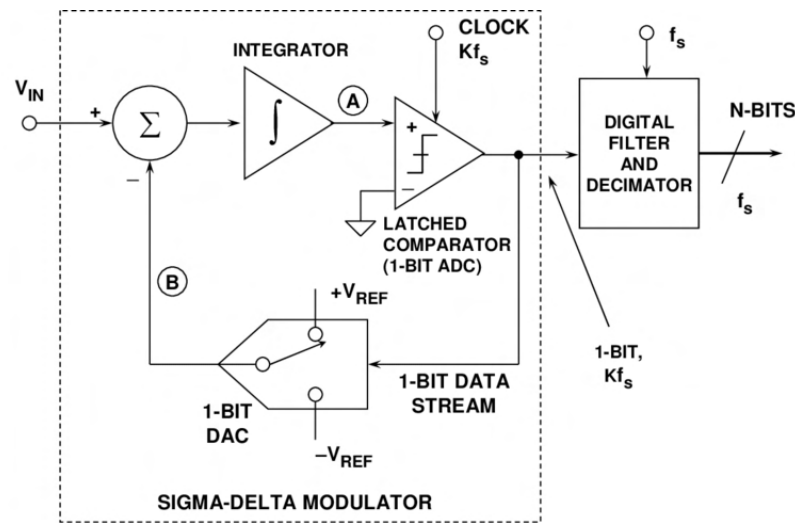


Figura 4.12: Schema a blocchi dell'architettura sigma-delta del primo ordine, [22]

con un guadagno di circa 9 dB per ogni raddoppio del valore di (K_s);

- Nel caso invece di filtraggio passa-alto del secondo ordine avremo:

$$SNR_{q,dB} \simeq b * 6.02 + 1,67 + 15 * \log_2(K_s),$$

con un guadagno di circa 15 dB per ogni raddoppio del valore di (K_s).

In figura 4.12 è riportato lo schema a blocchi semplificato di un convertitore sigma-delta del primo ordine, in cui si può notare la parte di modulazione, che effettua la conversione dei campioni di tensione in ingresso in uno stream di codici ad un solo bit a velocità molto elevata (dell'ordine dei Mbit/s). In uscita del modulatore si trova la parte di filtraggio digitale, che rimuove il rumore di quantizzazione riducendo la banda in uscita al valore di $\frac{R_s}{2}$ e un filtro decimatore che ha il compito di ridurre il data rate a valori adatti ad una successiva rappresentazione dei codici.

Il modulatore sigma-delta risulta essere così composto:

- Un amplificatore differenziale in ingresso, che sottrae alla tensione in ingresso V_{in} l'uscita del DAC posto in retroazione;

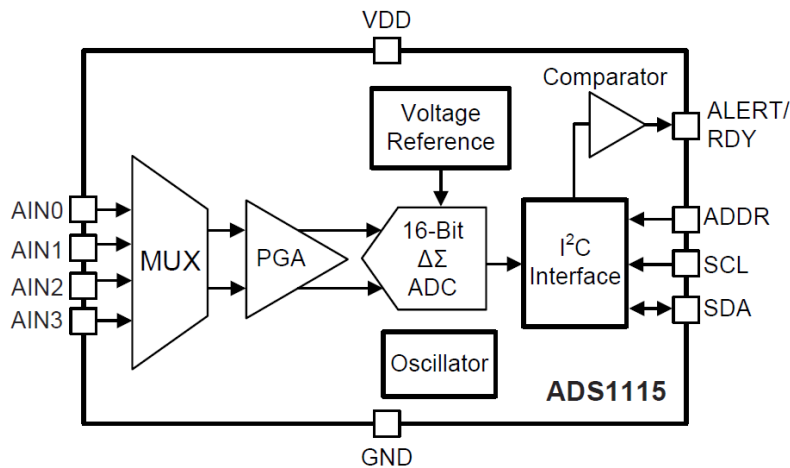


Figura 4.13: Schema a blocchi dell'ADS1115, [23]

- un circuito integratore, il quale agisce da filtro passa-basso per il segnale $V_i n$ e da passa-alto nei confronti del rumore di quantizzazione. Tale comportamento si traduce in un effetto di *noise shaping*;
- un comparatore di zero, che si comporta da ADC ad un bit.

Nel corso dello sviluppo della dashboard si è scelto di sperimentare l'utilizzo di un ADC con architettura sigma-delta per ottimizzare lo stadio di conversione del dispositivo. Nello specifico è stato scelto l'ADS1115 prodotto dalla *Texas Instrument* [23] di cui si riporta in figura 4.13 l'architettura interna.

Si tratta di un ADC che offre elevate prestazioni in termini risoluzione e accuratezza, le cui caratteristiche principali sono:

- risoluzione di 16 bit;
- ha un multiplexer in ingresso che consente l'acquisizione di 4 segnali singoli (oppure due differenziali);
- è possibile configurare il range di tensione in ingresso da 256mV a 6,144V, il che permette di adattare l'ADC alle esigenze specifiche del progetto;
- dispone dell'interfaccia I2C (*Inter-Integrated Circuit*), semplificando i collegamenti e le comunicazioni con *Arduino UNO*.

Conclusioni

Per l'acquisizione di segnali analogici provenienti dai sensori di una motocicletta un ADC a conversione sigma-delta potrebbe essere preferibile, poichè questa tipologia di segnali è spesso soggetta a rumori e interferenze e questo tipo di architettura può offrire prestazioni superiori nella riduzione del rumore di quantizzazione e nel miglioramento della risoluzione del segnale.

Se la velocità di conversione fosse una priorità un convertitore ADC SAR potrebbe essere più adatto. Infatti questo tipo di ADC è in grado di fornire una conversione più rapida dei segnali (rispetto al sigma-delta), anche se potrebbe essere meno efficace nel ridurre il rumore di quantizzazione.

La scelta tra un ADC a conversione sigma-delta e uno ad approssimazioni successive dipenderà dunque dalle specifiche esigenze derivanti dalla tipologia di segnali da acquisire.

In questo caso specifico, considerando ad esempio i segnali provenienti dai potenziometri lineari utilizzati per valutare il comportamento delle sospensioni, si può affermare che l'architettura sigma-delta risulta essere particolarmente più adatta, in quanto le frequenze di campionamento dei segnali sono tipicamente nell'ordine dei 100Hz.

Inoltre la risoluzione dei segnali acquisiti e il rapporto segnale rumore risultano particolarmente importanti ai fini di una più corretta lettura del dato e per permettere elaborazioni successive all'acquisizione.

Essendo la maggior parte dei segnali utilizzati per l'analisi dati in pista normalmente campionati a frequenze inferiori ai 250Hz, risulta evidente come questo tipo di architettura offra prestazioni migliori per questo campo di applicazione.

Per permettere un miglior utilizzo della dashboard nelle funzioni di datalogging si è evidenziato come uno sviluppo ulteriore della parte software, per consentire una visualizzazione e post-elaborazione dei dati in maniera automatizzata, sarebbe particolarmente utile e importante. Infatti il sistema di memorizzazione attuale richiede di prelevare i dati dal file di testo generato con Arduino, per poi procedere alla visualizzazione grafica dei

48 Ottimizzazione dello stadio di conversione analogico-digitale

segnali.

Considerato il livello offerto dai prodotti commerciali tale obiettivo rappresenterà un'interessante sfida per il futuro sviluppo del prodotto.

Bibliografia

- [1] Dynojet, *Power Commander V*, 2023. Online available <https://www.dynojet.com/>.
- [2] AIM, *EVO4S Logger*, 2023. Online available <https://www.aim-sportline.com/en/documentation-products.htm>.
- [3] Ixthus Instrumentation, *Linear Motion Position Sensor*, 06 2021. Online available <https://www.ixthus.co.uk>.
- [4] Variohm Eurosensor, *Linear Position Sensor for Motorsports - ELPM Series*, 01 2022. Online available <https://www.variohm.com>.
- [5] Bosch Rexroth AG, *BODAS pressure sensor PR4*, 01 2019. Online available <https://www.boschrexroth.de>.
- [6] Bosch Engineering, *Lambda sensor LSU 4.9*, 11 2022. Online available <https://www.bosch-motorsport.com>.
- [7] Bosch Engineering, *Temperature sensor NTC M12*, 11 2022. Online available <https://www.bosch-motorsport.com>.
- [8] Arduino, *Arduino UNO*. Online available <https://www.arduino.cc/>.
- [9] Raspberry Pi Foundation, *Raspberry pi 4*. Online available <https://www.raspberrypi.com/>.
- [10] Atmel, *ATmega328P*, 01 2015. Online available <https://ww1.microchip.com/>.
- [11] Di MakeMagazinDE, *immagine Arduino UNO*, 04 2018. Online available <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=68035749>.
- [12] Di Michael H. (âLaserlichtâ), *immagine Raspberry Pi 4*, 07 2019. Online available <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=80140656>.

-
- [13] Nextion, *Schermo TFT Nextion NX8048P050*. Online available <https://nextion.tech/>.
- [14] Robotstore, *Modulo lettore di SD card*. Online available <https://www.robotstore.it/>.
- [15] Microchip Tecnology, *MCP2515 Stand-alone CAN controller*, 04 2021. Online available <https://www.microchip.com/>.
- [16] edutecnica, *ADC conversione analogico-digitale*. Online available <https://www.edutecnica.it/elettronica/adc/adc.htm>.
- [17] IEEE Std 1241-2000, *IEEE standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters*, 2001.
- [18] Didattica Cuciuffo, *I Segnali in Elettronica*. Online available <https://didatticacuciuffo.altervista.org/i-segnali-nellelettronica/>.
- [19] Di White Flye, *ADC SAR*, 12 2006. Online available <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=37953205>.
- [20] Di MICROST, *ADC ad approssimazioni successive*. Online available https://www.microst.it/Tutorial/sar_adc.htm.
- [21] E. Kohler and J. Messier, *Tradeoffs in New-generation ADCs*, 2011. Online available <https://www.eeweb.com/>.
- [22] Research Gate, *First Oder Sigma Delta ADC*, 01 2008. Online available <https://www.researchgate.net/>.
- [23] Texas Instrument, *ADS1115 ultra small 16-bit ADCs*, 01 2018. Online available <https://www.ti.com/product/>.
- [24] M. Bertocco, A. Sona, and M. Bertocco, *Introduzione alle misure elettroniche / Matteo Bertocco, Alessandro Sona*. S.l: Lulu press, rev. 2 ed., 2010.
- [25] V. Cossalter and V. Cossalter, *Motorcycle dynamics / Vittore Cossalter*. S.l: s.n., 2008.
- [26] M. GUARNIERI and A. STELLA, *Principi ed applicazioni di Elettrotecnica - Volume secondo - terza edizione*. Edizioni Progetto, 2003.

-
- [27] R. C. Jaeger, T. N. Blalock, G. Meneghesso, A. Neviani, R. C. Jaeger, G. Meneghesso, and A. Neviani, *Microelettronica / Richard C. Jaeger, Travis N. Blalock ; edizione italiana a cura di Gaudenzio Meneghesso e Andrea Neviani*. Collana di istruzione scientifica. Serie di elettronica, Milano: McGraw-Hill, 4. ed ed., ©2013.
- [28] L. Monti, *Manuale Cremonese di Elettrotecnica*. Zanichelli, 4th ed., 2015.
- [29] Raspberry Pi Foundation, *Raspberry Pi 4 Model B*, 06 2010. Online available <https://www.raspberrypi.org/>.

Elenco delle figure

1	Prototipo <i>UniPD</i>	2
1.1	Schema a blocchi sensori protototipo <i>UniPD</i>	4
1.2	<i>Modulo Power Commander V</i>	5
1.3	Tavola benzina	6
1.4	Datalogger <i>AIM EVO4S</i>	7
1.5	Schermata dati datalogger <i>2D</i>	8
1.6	Schema a blocchi sensori in moto native da competizione	8
2.1	Poteziometro PZ12A	13
2.2	Potenziometro ELMP	13
2.3	Dati tecnici potenziometri lineari	15
2.4	Schermata dati trasferimento di carico	16
2.5	Sensore pressione fluido freni <i>Bosch</i>	17
2.6	Sonda lambda <i>Bosch</i>	19
2.7	Sensore di temperatura <i>Bosch NTC M12</i>	20
3.1	Schermata dashboard <i>QuartodiLitro UniPD</i>	22
3.2	Schema a blocchi sviluppo dashboard	23
3.3	<i>Arduino UNO</i>	24
3.4	<i>Raspberry Pi 4</i> model B	24
3.5	Schema a blocchi dashboard iniziale	27
3.6	Modulo lettore di <i>SD</i> card	27
3.7	Esempio di configurazione <i>CAN BUS</i>	29
3.8	Esempio di memorizzazione su scheda <i>SD</i>	30
4.1	Spettro segnale campionato	32
4.2	Circuito di <i>Sampling e Hold</i>	33
4.3	Segnale a gradino	34
4.4	Schema ADC SAR	35
4.5	Grafico ADC <i>SAR</i> 4bit	36
4.6	Caratteristiche ADC <i>ATmega328P</i>	38

4.7	ADC interno <i>Arduino UNO</i>	39
4.8	Confronto tipologie ADC <i>Sampling Rate - Nbit</i>	41
4.9	Densità spettrali di potenza $p(f)$ di $v(t)$	43
4.10	Densità spettrale di potenza $p(f)$ di $v(t)$ dopo filtraggio .	43
4.11	Densità spettrale di potenza $p(f)$ di $v(t)$ dopo il <i>noise shaping</i>	44
4.12	Schema a blocchi architettura sigma-delta	45
4.13	Schema a blocchi ADS1115	46