

# Active Load Emulation for Industrial HIL Applications

Corso di Laurea Magistrale in  
INGEGNERIA ELETTRONICA  
Percorso "Microelectronics"

Autore: Marco Ilardo  
Matricola: 301324

Relatore: Prof. Paolo Stefano Crovetto  
Correlatore: Ing. Antonio Vitale  
Azienda: Kineton Srl

Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni  
Anno Accademico: 2024/2025  
Politecnico Di Torino

# Indice

<b>1</b>	<b>Abstract</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Lista delle Figure</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Introduzione</b>	<b>7</b>
3.1	I Sistemi di Controllo nel Mondo Automotive . . . . .	7
3.1.1	Architettura e Comunicazione dei Sistemi di Controllo . . . . .	7
3.1.2	Interfaccia tra Sensori, ECU e Attuatori . . . . .	10
3.2	Dominio Powertrain: Struttura e Funzionamento . . . . .	13
3.2.1	Il Motore a Combustione Interna . . . . .	13
3.2.2	Transizione verso il Motore Elettrico . . . . .	16
3.3	Metodologie di Testing per Automotive: il V-Cycle . . . . .	19
3.3.1	L'Hardware In The Loop (HIL) . . . . .	20
3.3.2	Applicazioni nel Contesto Powertrain . . . . .	21
3.4	Active Load Emulation . . . . .	23
3.4.1	Da dove nasce l'idea: il Concetto di Diagnosi . . . . .	23
3.4.2	Caratteristiche dell'Emulatore . . . . .	24
<b>4</b>	<b>Progetto dell'Emulatore</b>	<b>25</b>
4.1	Use Case: Sistema di Iniezione . . . . .	25
4.1.1	Funzionamento Fisico dell'Iniettore . . . . .	25
4.1.2	Classificazione degli Iniettori . . . . .	27
4.1.3	Profilo di Assorbimento . . . . .	28
4.2	Proof Of Concept: Design del Circuito . . . . .	30
4.2.1	MOSFET di Potenza: L'IRFP460 . . . . .	31
4.2.2	Sensing di Corrente: Shunt Resistor . . . . .	33

4.2.3	Anello di Feedback: L'LM358N . . . . .	35
4.2.4	Dal Controllo Analogico a quello Digitale . . . . .	36
4.2.5	L'Utilizzo di un Controllore: Scheda Nucleo STM32F207ZG . . . . .	37
<b>5</b>	<b>Sviluppo</b>	<b>40</b>
5.1	Montaggio su Basetta Millefori . . . . .	40
5.2	Comportamento Statico del Circuito . . . . .	42
5.3	Comportamento Dinamico del Circuito . . . . .	45
5.3.1	Risposta al Gradino - Configurazione Iniziale . . . . .	45
5.3.2	Risposta al Gradino - Configurazione Finale . . . . .	47
5.4	Emulazione del Profilo Resistivo & Algoritmo di Correzione . . . . .	52
5.5	Emulazione del Profilo dell'Iniettore . . . . .	54
5.5.1	Uno Sguardo alla Realtà . . . . .	55
5.5.2	La Tensione di Comando & Vincoli di Progetto . . . . .	56
5.5.3	Implementazione Firmware del Modello di un Iniettore . . . . .	57
5.5.4	Test & Risultati Finali . . . . .	59
<b>6</b>	<b>Risultati, Conclusioni e Sviluppi Futuri</b>	<b>62</b>
6.1	Risultati Ottenuti . . . . .	62
6.2	Sviluppi Futuri . . . . .	63
<b>7</b>	<b>Ringraziamenti</b>	<b>65</b>

# Capitolo 1

## Abstract

Nel contesto dell'industria automotive, l'innovazione tecnologica sta rivoluzionando i processi di progettazione e validazione dei veicoli, con un'attenzione crescente a sostenibilità, efficienza e affidabilità. L'incremento della complessità dei sistemi elettronici introduce nuove sfide, specialmente nel testing e nella diagnosi elettrica. Per validare i complessi sistemi di controllo e in particolare il software, si adottano tecniche avanzate come l'Hardware-In-the-Loop (HIL). In una configurazione HIL, oltre alla centralina elettronica (Device Under Test), è spesso necessario connettere carichi reali per emulare l'impedenza elettrica percepita dalla ECU.

Tuttavia, l'utilizzo di attuatori reali presenta delle limitazioni: gli attuatori operano in condizioni fisiche differenti rispetto a quelle normali, offrendo un'impedenza diversa da quella prevista. Questa problematica richiede l'emulazione dell'impedenza degli attuatori tramite un dispositivo in grado di replicare fedelmente l'impedenza reale. Un esempio rilevante è costituito dagli iniettori, elementi chiave nei sistemi powertrain, la cui impedenza elettrica varia significativamente tra condizioni statiche (ad esempio, in aria) e condizioni operative reali (come all'interno di una camera di combustione). Queste variazioni possono causare diagnosi errate, compromettendo il comportamento del software di controllo e invalidando i test.

Per superare tali criticità, questa tesi propone lo sviluppo di un emulatore di carico attivo dinamicamente programmabile, progettato per sostituire gli iniettori reali durante le fasi di testing. Il dispositivo è concepito per replicare con precisione l'impedenza elettrica e il comportamento dinamico degli iniettori in condizioni operative reali, rispondendo in maniera realistica agli stimoli della centralina elettronica. Integrato in un ambiente HIL, l'emulatore consente di eliminare le limitazioni associate agli attuatori fisici, migliorando l'accuratezza delle diagnosi elettriche e permettendo il testing del software in scenari complessi. Il sistema, dunque, si distingue per la capacità di gestire correnti elevate, garantire una risposta rapida e offrire un'elevata flessibilità. Questa soluzione tecnologica contribuisce a ridurre tempi e costi di validazione, migliorando al contempo la qualità complessiva dei sistemi powertrain.

# Capitolo 2

## Lista delle Figure

- Figura 3.1 - Architetture dei sistemi di comunicazione di un veicolo:  
[<https://dewesoft.com/blog/what-is-can-bus>].
- Figura 3.2 - CAN frame:  
[<https://elearning.vector.com/mod/page/view.php?id=344>].
- Figura 3.3 - LIN Infotainment:  
[<https://fptsoftware.com/resource-center/blogs/driving-the-automotive-future-with-in-vehicle-infotainment-ivi-innovations-how-fpt-software-helps>].
- Figura 3.4 - Sistemi ADAS per funzioni di park assist:  
[<https://hailo.ai/applications/automotive/adas-and-ad/>].
- Figura 3.5 - Sistemi FlexRay per funzionalità di guida autonoma:  
[<https://www.motoringassist.com/news/adas-explained-advanced-driver-assistance-systems/>].
- Figura 3.6 - Interfaccia tra sensori, ECU e attuatori:  
[<https://www.quattroruote.it/guide/componenti-auto/centralina-gestione-motore.html>].
- Figura 3.7 - Sensore - Sonda lambda di ossigeno:  
[<https://www.puntopro.it/sonda-lambda/>].
- Figura 3.8 - Attuatore - Schema di una valvola EGR:  
[<https://www.puntopro.it/valvola-egr/>].
- Figura 3.9 - Camera di combustione - Motore benzina vs diesel:  
[<https://www.vehiclecue.it/2017/03/30/hcci-un-fantastico-incrocio-motori-benzina-diesel/>].
- Figura 3.10 - Ciclo a quattro tempi del motore ICE:  
[<https://www.tecnologiaduepuntozero.it/2017/01/15/motore-benzina/>].

- Figura 3.11 - Turbocompressore a geometria variabile:  
[<https://matteodilallo.tech/geometria-variabile/>].
- Figura 3.12 - Carburanti alternativi biologici:  
[<https://futuranetwork.eu/focus/533-3764/biocombustibili-ed-e-fuels-sono-davvero-una-soluzione-alternativa-allauto-elettrica>].
- Figura 3.13 - Modello di un motore elettrico:  
[<https://thors.com/manufacturing-courses/manufactured-products/electrical-and-electronics/electric-motor-fundamentals>].
- Figura 3.14 - Confronto tra le prestazioni del motore elettrico e del motore ICE:  
[<https://sustainability-success.com/it/le-auto-elettriche-hanno-una-trasmissione-e-come-funziona/>].
- Figura 3.15 - Toyota Prius HEV:  
[<https://global.toyota/en/newsroom/toyota/38482540.html>].
- Figura 3.16 - Mitsubishi Outlander PHEV:  
[<https://evmotions.it/evcars/mitsubishi/outlander-phev/>].
- Figura 3.17 - Tesla Model 3 BEV:  
[<https://www.ezoomed.it/blog/veicoli-elettrici/tesla-model-3-berlina-auto-elettrica-prezzo/>].
- Figura 3.18 - Hyundai Nexø FCEV:  
[<https://www.red-dot.org/zh/project/hyundai-nexo-fcev-24412-24411>].
- Figura 3.19 - Il V-Cycle:  
[<https://www.einfochips.com/blog/v-model-in-automotive-software-development/>].
- Figura 3.20 - Modelli dSpace simulatori HIL:  
[<https://it.mathworks.com/products/connections/product-detail/dspace-hil-test.html>].
- Figura 3.21 - Piatto di carico per un'applicazione HIL:  
[<https://www.dspace.com/en/pub/home/medien/papers/article-variant-based-workflow.cfm>].
- Figura 3.22 - Applicazioni HIL per apparati powertrain:  
[<https://www.dspace.com/en/pub/home/medien/papers/article-variant-based-workflow.cfm>].
- Figura 3.23 - Attuatori - Corpo farfallato, iniettore, elettropompa:  
[<https://www.magnetimarelli-parts-and-services.it/news/2020/news/catalogo-ecu-corpi-farfallati-iniettori-amt.html>].

- Figura 3.24 - Misure su circuito elettronico analogico:  
[<https://it.emcelettronica.com/strumenti-spice-per-la-simulazione-di-circuiti-analogici-e-digitali>].
- Figura 4.1 - Modello di un iniettore:  
[<https://faturanet.it/progetti/2022/01/18/gestione-elettronica-delliniezione-diesel/>].
- Figura 4.2 - Iniezione diretta benzina nella cella di combustione:  
[<https://www.autotecnica.org/iniezione-benzina-tecnologie-frontiera/>].
- Figura 4.3 - Tipologie di iniettori:  
[<https://italian.alibaba.com/product-detail/GUANLIAN-Diesel-Engine-Common-Rail-nozzle-1600245163400.html>].
- Figura 4.4 - Profilo di assorbimento di corrente di un iniettore automotive:  
[<https://www.riparando.it/motori/non-categorizzato/il-comando-e-lassorbimento-elettrico-delliniezione-pompa/2015/02/>].
- Figura 4.5 - Schematico di partenza del circuito del carico attivo.
- Figura 4.6 - MOSFET di potenza IRFP460:  
[<https://alphatronic.lk/product/irfp460-500v-n-channel-mosfet/>].
- Figura 4.7 - Trans-caratteristica del MOSFET IRFP460.
- Figura 4.8 - Caratteristica di uscita del MOSFET IRFP460.
- Figura 4.9 - Resistenza di shunt da 50 mΩ:  
[<https://it.rs-online.com/web/p/resistenze-a-foro-passante/0158553>].
- Figura 4.10 - Amplificatore operazione LM358N:  
[<https://akizukidenshi.com/catalog/g/g111167/>].
- Figura 4.11 - Schematico del circuito del carico attivo in configurazione analogica.
- Figura 4.12 - Modulazione PWM per la generazione di un segnale analogico:  
[<https://www.ammirati.org/forum/autoriparatori/guide-tutorial/miniguia-duty-cycle-pwm-t118.html>].
- Figura 4.13 - Scheda a microcontrollore Arduino UNO:  
[<https://www.adrirobot.it/scheda-arduino-uno-r3/>].
- Figura 4.14 - Scheda Nucleo STM32F207ZG:  
[<https://www.digikey.it/it/products/detail/stmicroelectronics/NUCLEO-F207ZG/5806775>].
- Figura 4.15 - Schematico del circuito del carico attivo in configurazione analogica e digitale.

- Figura 5.1 - Esempio di un circuito montato su basetta millefori e breadboard: [<https://www.ilgrandebazar.it/products/32-x-basetta-millefori-per-progetti-prototipi-elettronica-circuito-stampato>].
- Figura 5.2 - Ventola di raffreddamento con dissipatore termico: [<https://www.anteipaolucci.it/dissipatori-termici/dissipatore-termico-con-ventola-per-cella-di-peltier-40x40mm-9791.html>].
- Figura 5.3 - Prototipo del circuito del carico attivo montato su basetta millefori.
- Figura 5.4a - Statico per  $V_{IN}$  pari a 25 mV.
- Figura 5.4b - Statico per  $V_{IN}$  pari a 50 mV.
- Figura 5.5a - Statico per  $V_{IN}$  pari a 100 mV.
- Figura 5.5b - Statico per  $V_{IN}$  pari a 150 mV.
- Figura 5.6a - Statico per  $V_{IN}$  pari a 200 mV.
- Figura 5.6b - Statico per  $V_{IN}$  pari a 250 mV.
- Figura 5.7 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 50$  mV, configurazione iniziale.
- Figura 5.8 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 100$  mV, configurazione iniziale.
- Figura 5.9 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 200$  mV, configurazione iniziale.
- Figura 5.10 - Schematico del circuito del carico attivo con resistenza sul gate.
- Figura 5.11 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 50$  mV, configurazione migliorata.
- Figura 5.12 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 100$  mV, configurazione migliorata.
- Figura 5.13 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 200$  mV, configurazione migliorata.
- Figura 5.14 - Schematico del circuito del carico attivo in versione finale.
- Figura 5.15 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 50$  mV, configurazione finale.
- Figura 5.16 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 100$  mV, configurazione finale.
- Figura 5.17 - Fronte di salita per  $V_{IN} = 200$  mV, configurazione finale.
- Figura 5.18 - Schematico del circuito per emulazione del modello resistivo.
- Figura 5.19a - Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 1 V e resistenza target pari a 1  $\Omega$ .
- Figura 5.19b - Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 2 V e resistenza target pari a 1  $\Omega$ .

- Figura 5.19c - Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 3 V e resistenza target pari a 1  $\Omega$ .
- Figura 5.20a - Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 1 V, resistenza target pari a 1  $\Omega$  e ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .
- Figura 5.20b - Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 2 V, resistenza target pari a 1  $\Omega$  e ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .
- Figura 5.20c - Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 3 V, resistenza target pari a 1  $\Omega$  e ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .
- Figura 5.21 - Scenario reale di interfaccia tra centralina e iniettore.
- Figura 5.22 - Profilo del segnale di comando.
- Figura 5.23 - Schematico del circuito per emulazione modello iniettore.
- Figura 5.24 - Emulazione del modello di assorbimento di corrente di un iniettore.

# Capitolo 3

## Introduzione

### 3.1 I Sistemi di Controllo nel Mondo Automotive

I sistemi di controllo automobilistici hanno assunto un ruolo determinante nello sviluppo di veicoli moderni, garantendo una gestione efficiente, sicura e sostenibile delle operazioni. Nel contesto odierno, l'automotive si trova a fronteggiare sfide tecnologiche senza precedenti: ridurre l'impatto ambientale, migliorare la sicurezza e rispondere alle crescenti aspettative degli utenti in termini di comfort e prestazioni. Questi obiettivi richiedono l'impiego di soluzioni elettroniche avanzate e sistemi di controllo distribuiti.

#### 3.1.1 Architettura e Comunicazione dei Sistemi di Controllo

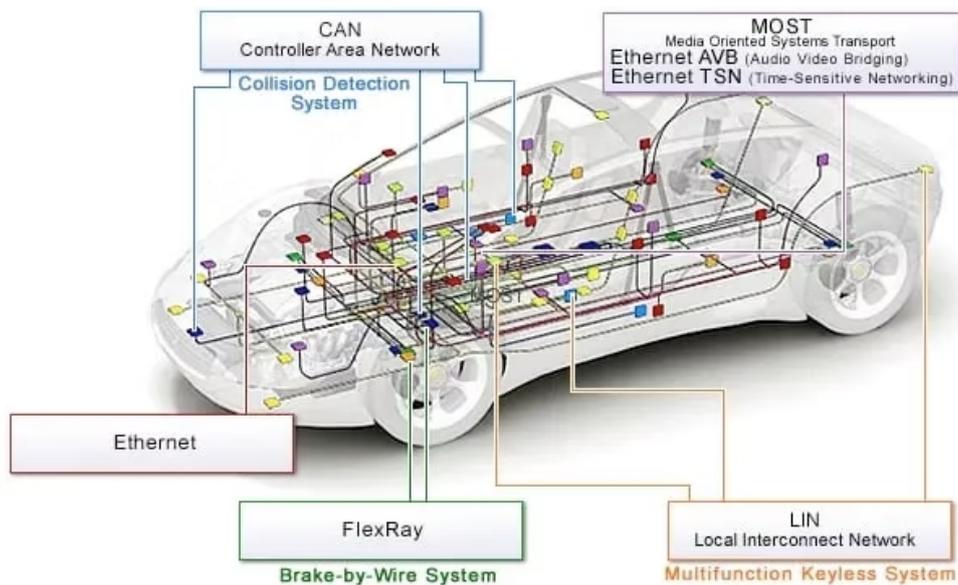


Figura 3.1: Architetture dei sistemi di comunicazione di un veicolo.

Il cuore della gestione elettronica è rappresentato dalle centraline elettroniche (ECU). Un veicolo moderno può contenere decine di ECU, ognuna dedicata a un sotto-sistema specifico: motore, trasmissione, sistema frenante, climatizzazione, e così via. Queste centraline operano in una rete coordinata utilizzando protocolli di comunicazione [1] come:

- Il Controller Area Network (CAN), introdotto da Bosch nel 1986, è uno dei protocolli di comunicazione più diffusi nel settore automobilistico, grazie alla sua robustezza e affidabilità. Basato su un modello a bus condiviso, permette a più centraline elettroniche (ECU) di scambiare dati attraverso una singola linea comune. Questo sistema utilizza un algoritmo di accesso al bus, noto come CSMA/CR, che evita conflitti durante la trasmissione dei messaggi e assegna automaticamente priorità ai dati più importanti, identificati da un codice numerico. Una caratteristica distintiva del CAN è la sua capacità di operare senza indirizzi di destinazione: ogni messaggio è identificato in base al tipo di dato o alla sua rilevanza, rendendo il protocollo particolarmente flessibile. Con una velocità di trasmissione che può raggiungere 1 Mbps, il CAN è ideale per applicazioni critiche come il controllo del motore, i freni ABS e i sistemi di sicurezza, garantendo comunicazioni affidabili anche in ambienti rumorosi e soggetti a interferenze elettromagnetiche.



Figura 3.2: CAN frame.

- Il Local Interconnected Network (LIN) rappresenta una soluzione complementare al CAN per applicazioni meno complesse e meno esigenti in termini di velocità e priorità. Basato su un'architettura master-slave, questo protocollo consente a un nodo principale di coordinare fino a 16 dispositivi subordinati, con una struttura semplice che facilita la gestione e l'implementazione. La velocità di trasmissione, limitata a 20 kbps, è adeguata per funzioni non critiche come il controllo di finestrini, specchietti, luci e sensori di comfort, ad esempio quelli per pioggia o temperatura. La comunicazione è strutturata in modo chiaro, con il master che invia comandi e gli slave che rispondono. Questa semplicità, unita ai bassi costi, rende il LIN una scelta ottimale per migliorare il comfort e l'esperienza del conducente senza influire significativamente sul costo complessivo del sistema.



Figura 3.3: LIN infotainment.

- L'Automotive Ethernet, invece, si distingue come una versione adattata dello standard Ethernet utilizzato nelle reti informatiche, progettata per rispondere alle esigenze specifiche del settore automobilistico. Con una velocità di trasmissione che può raggiungere 1 Gbps, questo protocollo consente il trasferimento rapido di grandi quantità di dati, un requisito fondamentale nei veicoli moderni. La topologia utilizzata sfrutta cavi twisted pair non schermati, una soluzione che riduce sia il peso sia i costi rispetto ai cavi Ethernet tradizionali. Questo protocollo è particolarmente adatto per applicazioni che richiedono elevate larghezze di banda, come i sistemi avanzati di assistenza alla guida (ADAS), il trasferimento continuo di dati da radar, lidar e telecamere, nonché i sistemi di infotainment e connettività. L'Automotive Ethernet è inoltre essenziale per i veicoli a guida autonoma, dove è necessaria una comunicazione fluida e ad alta velocità tra sensori e centraline.



Figura 3.4: Sistemi ADAS per funzioni di park assist.

- Infine, il FlexRay rappresenta una soluzione avanzata per applicazioni critiche che richiedono una combinazione di alta velocità, affidabilità e sincronizzazione temporale. Progettato per superare i limiti del CAN, supporta una velocità di trasmissione fino a 10 Mbps ed è dotato di un'architettura a doppio canale, che assicura la continuità della comunicazione anche in caso di guasti. La sincronizzazione temporale intrinseca di FlexRay lo rende particolarmente adatto per applicazioni dove la determinazione del tempo è fondamentale, come il controllo del telaio, le sospensioni attive e lo sterzo elettronico. Inoltre, la sua capacità di gestire configurazioni topologiche complesse, tra cui strutture a stella e a bus, lo rende una scelta ideale per i sistemi di sicurezza avanzati e i veicoli autonomi, dove precisione e affidabilità sono imprescindibili.

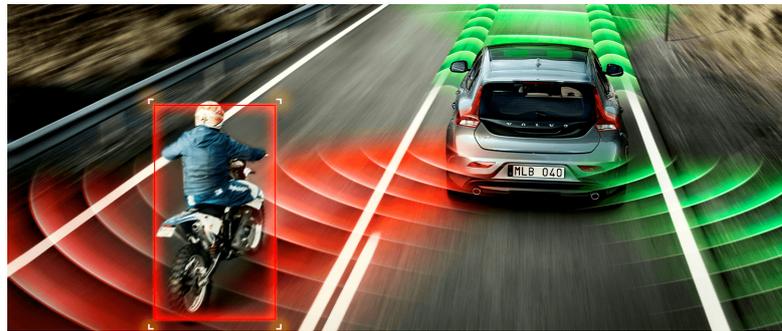


Figura 3.5: Sistemi FlexRay per funzionalità di guida autonoma.

### 3.1.2 Interfaccia tra Sensori, ECU e Attuatori

La comunicazione tra i diversi elementi di un sistema di controllo avviene attraverso un ciclo chiuso, noto come ciclo di controllo feedback. Questo processo consente al sistema di monitorare continuamente il proprio stato e apportare correzioni in tempo reale per raggiungere o mantenere gli obiettivi desiderati. Al centro di questo ciclo vi sono i sensori e gli attuatori [2], due componenti essenziali che interagiscono con le centraline elettroniche ECU. Per completezza si riportano le seguenti definizioni:

- Sensore: un dispositivo che rileva variabili fisiche o chimiche (ad esempio, pressione, temperatura, velocità) nel mondo reale e le converte in segnali elettrici interpretabili dalle ECU; i sensori agiscono come gli "occhi e le orecchie" del sistema.
- Attuatore: un dispositivo che riceve comandi dalle ECU sotto forma di segnali elettrici e li trasforma in azioni fisiche, come movimenti meccanici, regolazioni di flusso o emissioni di segnali ottici o acustici; gli attuatori rappresentano "le mani e i piedi" del sistema.

I sensori acquisiscono informazioni dal mondo fisico e inviano i dati raccolti alle ECU sotto forma di segnali analogici o digitali. Le ECU elaborano questi segnali utilizzando algoritmi avanzati per calcolare le azioni correttive necessarie. Successivamente, la

centralina invia comandi agli attuatori, che eseguono modifiche al sistema fisico. Questo ciclo chiuso è fondamentale per garantire precisione, efficienza e sicurezza in vari ambiti del veicolo [3].

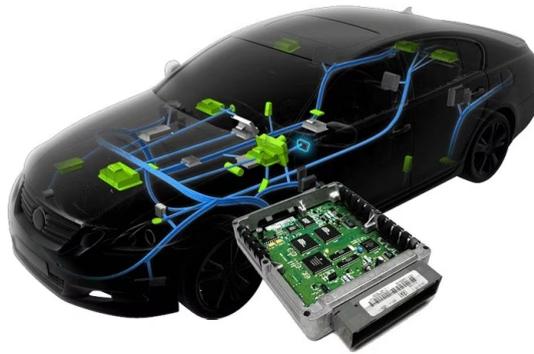


Figura 3.6: Interfaccia tra sensori, ECU e attuatori.

All'interno di un veicolo, la sensoristica gioca dunque un ruolo fondamentale per monitorare le condizioni operative e garantire il corretto funzionamento dei vari sistemi. Tra i principali sensori troviamo il sensore di posizione dell'albero motore, che misura la posizione e la velocità di rotazione dell'albero per sincronizzare iniezione e combustione nei motori a scoppio. I sensori di temperatura e pressione rilevano le condizioni termodinamiche del motore per ottimizzare combustione, raffreddamento e gestione delle emissioni, mentre i sensori di ossigeno (lambda) misurano la concentrazione di ossigeno nei gas di scarico, permettendo alla centralina elettronica di regolare il rapporto aria-carburante per massimizzare l'efficienza. Sensori di accelerazione e giroscopi monitorano il comportamento dinamico del veicolo, contribuendo ai sistemi di controllo della stabilità, e i sensori radar e lidar trovano applicazione nei sistemi avanzati di assistenza alla guida, come il rilevamento ostacoli e il controllo della velocità adattivo.



Figura 3.7: Sensore - Sonda lambda di ossigeno.

Parallelamente, i sistemi di attuazione traducono i comandi delle centraline in azioni meccaniche o elettriche. Alcuni esempi tipici sono rappresentati da: iniettori di carburante che dosano la quantità di carburante nei cilindri in base alle condizioni operative, valvole EGR (Exhaust Gas Recirculation) che ricircolano i gas di scarico per ridurre le emissioni di ossidi di azoto, servomotori che regolano componenti come le alette aerodinamiche o i fari adattivi, migliorando performance e visibilità, attuatori del freno elettronico che modulano la pressione idraulica nei sistemi ABS ed ESP, pompe di raffreddamento a controllo elettronico che ottimizzano il flusso del liquido refrigerante per mantenere il motore alla temperatura ideale.

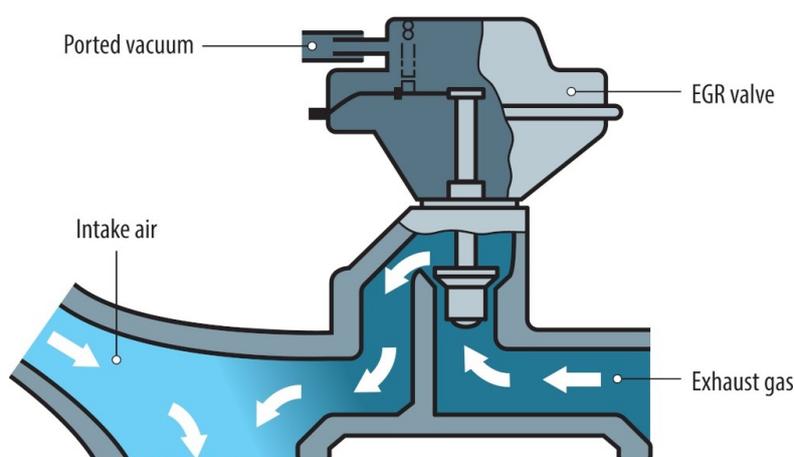


Figura 3.8: Attuatore - Schema di una valvola EGR.

L'efficacia del ciclo chiuso dipende dalla precisione con cui i sensori acquisiscono i dati e dalla capacità degli attuatori di tradurre i comandi delle ECU in azioni rapide e accurate; un esempio significativo è il sistema di controllo dell'iniezione nei motori a combustione interna, dove:

- I sensori di pressione nel collettore di aspirazione monitorano la quantità di aria immessa;
- Le ECU calcolano il rapporto aria-carburante ottimale;
- Gli iniettori di carburante erogano la quantità precisa di carburante necessaria per massimizzare l'efficienza e ridurre le emissioni.

Inoltre, lo sviluppo tecnologico sta portando alla crescente integrazione di sistemi avanzati, come reti di comunicazione in-vehicle citate nel paragrafo precedente (ad esempio CAN e LIN), che migliorano la collaborazione tra sensori, ECU e attuatori. Questi protocolli garantiscono che i dati siano trasmessi in modo rapido e affidabile, anche in condizioni operative difficili.

## 3.2 Dominio Powertrain: Struttura e Funzionamento

Il powertrain rappresenta uno dei sotto-sistemi più complessi e vitali di un veicolo. Esso è responsabile della generazione e trasmissione dell'energia necessaria per il movimento. Questo termine racchiude un'ampia gamma di componenti, i cui principi di funzionamento si sono evoluti nel tempo per adattarsi alle nuove sfide, come l'elettrificazione e la sostenibilità.

### 3.2.1 Il Motore a Combustione Interna

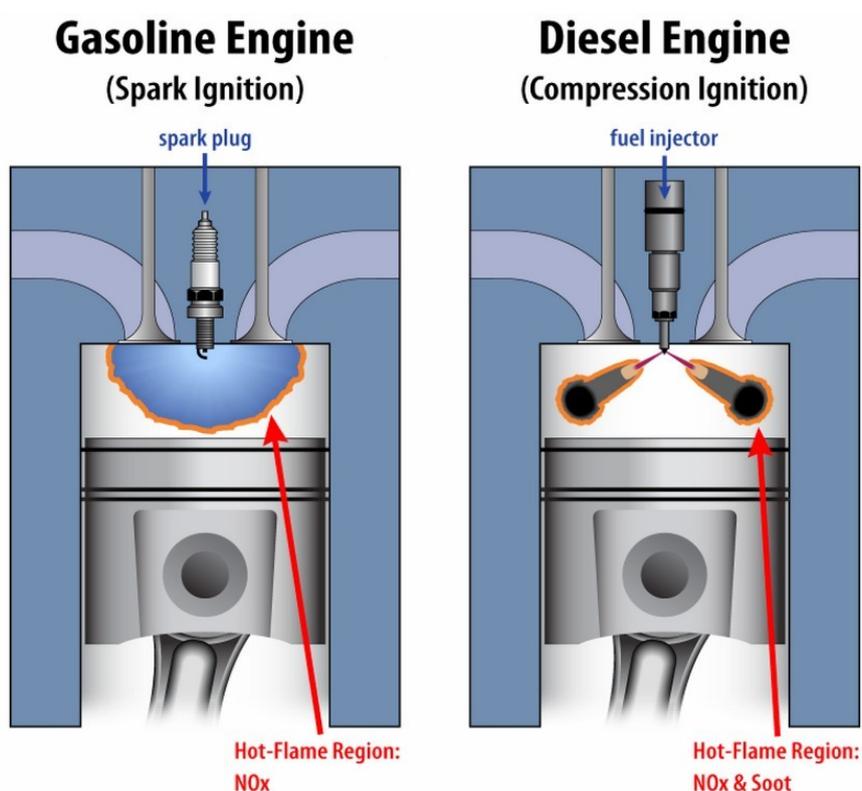


Figura 3.9: Camera di combustione - Motore benzina vs diesel.

I motori a combustione interna (Internal Combustion Engine, ICE) continuano a dominare il mercato globale dei veicoli, nonostante la crescente diffusione dei motori elettrici e l'attenzione alle tecnologie sostenibili. Nei motori ICE [4], l'energia chimica contenuta nel carburante viene convertita in energia meccanica attraverso un processo termodinamico basato su cicli di combustione ben definiti. Questa tecnologia, che ha rivoluzionato il settore dell'automotive, ha subito significative evoluzioni per migliorare l'efficienza, ridurre i consumi di carburante e limitare le emissioni nocive. Le due grandi famiglie di motori a combustione interna si dividono in:

- **Motori a benzina:** utilizzano un ciclo di combustione basato sul principio dell'accensione comandata (spark ignition), dove una candela innesca la combustione della miscela aria-carburante. Questi motori sono generalmente progettati per operare a regimi più elevati, garantendo maggiore potenza specifica e prestazioni più brillanti. Tuttavia, presentano una minore efficienza termica rispetto ai motori diesel e tendenzialmente producono più emissioni di CO<sub>2</sub> per chilometro.
- **Motori diesel:** operano secondo il principio dell'accensione per compressione (compression ignition), dove la miscela aria-carburante si auto-accende a causa delle elevate pressioni e temperature generate nel cilindro. I motori diesel sono noti per la loro alta efficienza termica e un consumo di carburante inferiore, specialmente a regimi costanti. Tuttavia, producono maggiori quantità di ossidi di azoto (NO<sub>x</sub>) e particolato, richiedendo sofisticati sistemi di post-trattamento delle emissioni, come i filtri antiparticolato (DPF) e la riduzione catalitica selettiva (SCR).

Il funzionamento dei motori a combustione interna si basa su cicli termodinamici, con il ciclo Otto e il ciclo Diesel come principali modelli di riferimento [5]. Entrambi condividono una sequenza di quattro fasi fondamentali, note come ciclo a quattro tempi:

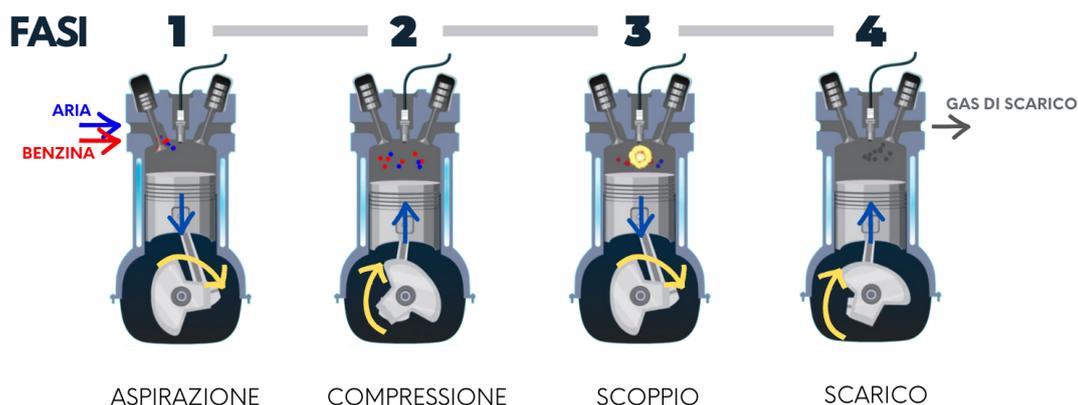


Figura 3.10: Ciclo a quattro tempi del motore ICE.

- 1) **Aspirazione:** durante questa fase, la valvola di aspirazione si apre, consentendo l'ingresso della miscela aria-carburante (nei motori a benzina) o dell'aria pura (nei motori diesel) nel cilindro, mentre il pistone si muove verso il basso.
- 2) **Compressione:** il pistone si muove verso l'alto, comprimendo il contenuto del cilindro e aumentando pressione e temperatura. Questo processo prepara il sistema per l'innesco della combustione.
- 3) **Combustione (o accensione):** nel motore a benzina, la candela accende la miscela compressa, mentre nel motore diesel, l'iniezione di carburante avviene durante

la compressione, portando all'autoaccensione. La combustione genera un rapido aumento di pressione che spinge il pistone verso il basso, producendo lavoro meccanico.

- 4) Scarico: infine, la valvola di scarico si apre, permettendo ai gas combusti di uscire dal cilindro mentre il pistone si muove di nuovo verso l'alto, completando il ciclo.

Negli ultimi anni, i motori a combustione interna hanno beneficiato di numerose innovazioni tecnologiche volte a migliorarne l'efficienza e a ridurre l'impatto ambientale. L'introduzione dell'iniezione diretta di carburante, ad esempio, ha permesso una dosatura più precisa della miscela aria-carburante, aumentando l'efficienza della combustione e riducendo i consumi.



Figura 3.11: Turbocompressore a geometria variabile.

I turbocompressori a geometria variabile hanno migliorato l'efficienza volumetrica del motore su un'ampia gamma di regimi di rotazione, garantendo maggiore potenza e una risposta più pronta. Inoltre, i sistemi di disattivazione dei cilindri consentono di spegnere uno o più cilindri in condizioni di carico parziale, riducendo significativamente il consumo di carburante. Anche i sistemi Start-Stop, che arrestano il motore durante le soste prolungate, contribuiscono a ridurre sia i consumi sia le emissioni in ambito urbano. L'utilizzo di valvole EGR (Exhaust Gas Recirculation) permette di ricircolare parte dei gas di scarico nei cilindri, abbassando le temperature di combustione e limitando la formazione di ossidi di azoto ( $\text{NO}_x$ ). Queste tecnologie, implementate con un approccio sinergico, hanno trasformato profondamente i motori ICE, incrementandone prestazioni, efficienza e sostenibilità ambientale.



Figura 3.12: Carburanti alternativi biologici.

Nonostante i miglioramenti, i motori ICE affrontano sfide significative legate alle normative ambientali sempre più stringenti e alla necessità di competere con i veicoli elettrici. Per continuare a giocare un ruolo rilevante, l'industria automobilistica sta esplorando nuove tecnologie come l'utilizzo di carburanti alternativi (ad esempio, biocarburanti o carburanti sintetici) per ridurre le emissioni di carbonio oppure introducendo veicoli ibridi leggeri che abbinano un motore ICE a un motore elettrico per migliorare l'efficienza complessiva.

### 3.2.2 Transizione verso il Motore Elettrico

I motori elettrici [6] rappresentano una delle innovazioni più significative nel settore dei trasporti, offrendo una combinazione di efficienza superiore, minor complessità meccanica e minori emissioni rispetto ai motori a combustione interna ICE. Il funzionamento dei motori elettrici si basa sul principio dell'interazione tra correnti elettriche e campi magnetici: l'elettricità fornita dalla batteria viene convertita in energia meccanica attraverso un processo elettromagnetico, eliminando la necessità di combustione.

I motori elettrici comunemente utilizzati nei veicoli sono di due tipi principali:

- Motori a corrente continua (DC): utilizzano spazzole e commutatori per alimentare l'avvolgimento rotorico, anche se sono meno comuni nei veicoli moderni.
- Motori a corrente alternata (AC): includono i motori sincroni (a magneti permanenti o a riluttanza) e asincroni (a induzione). Questi ultimi sono più diffusi grazie alla loro maggiore efficienza, affidabilità e capacità di operare a diverse velocità e carichi.

Il cuore del motore elettrico è composto da due elementi principali: lo statore, ovvero la parte fissa che genera il campo magnetico; e un rotore, la parte mobile che ruota grazie all'interazione con il campo magnetico generato dallo statore. La corrente fornita dalla batteria viene gestita da un inverter, che converte la corrente continua in corrente alternata modulata, regolando velocità e coppia del motore.

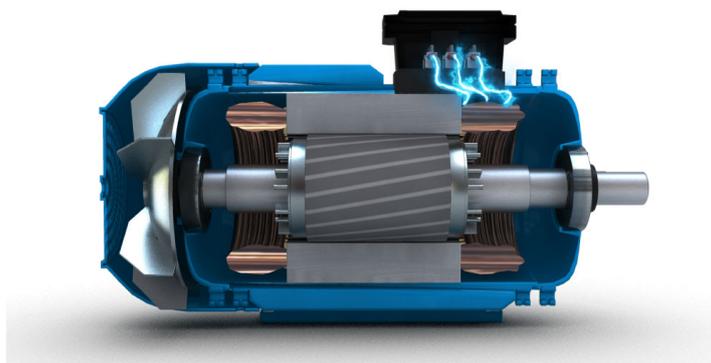


Figura 3.13: Modello di un motore elettrico.

Il motore elettrico offre numerosi vantaggi [7] rispetto al motore a combustione interna (ICE), rendendolo una scelta sempre più interessante per il settore automotive. Uno dei principali benefici è l'elevata efficienza energetica: i motori elettrici raggiungono valori superiori al 90%, nettamente superiori al 30-40% tipico dei motori ICE, con minori perdite di energia sotto forma di calore. Questo si traduce in un uso più sostenibile dell'energia disponibile.

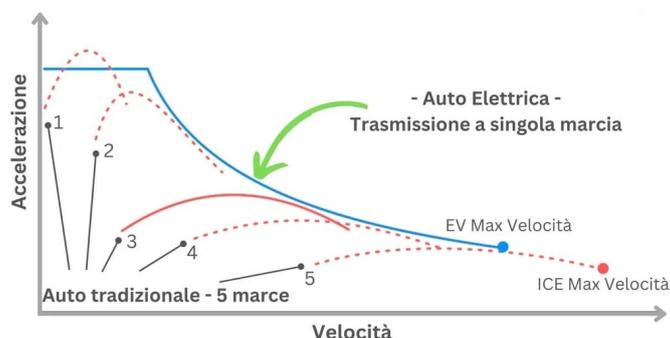


Figura 3.14: Confronto tra le prestazioni motore del elettrico e del motore ICE.

Un altro vantaggio significativo è l'assenza di emissioni dirette, rendendo i motori elettrici una soluzione chiave per ridurre l'impatto ambientale. Anche la manutenzione è notevolmente semplificata: l'assenza di componenti complessi come pistoni, valvole e sistemi di scarico li rende meno soggetti a usura e guasti, riducendo i costi operativi a lungo termine. Dal punto di vista delle prestazioni, infine, i motori elettrici forniscono la coppia massima già da fermo, offrendo un'accelerazione più pronta e una risposta più immediata rispetto ai motori ICE. Inoltre, il loro funzionamento estremamente silenzioso migliora il comfort acustico, un aspetto particolarmente apprezzato in ambito urbano.

I veicoli elettrici possono essere classificati [8] in diverse categorie in base alla loro tecnologia e all'interazione con i motori ICE:

- 1) Veicoli Ibridi (HEV - Hybrid Electric Vehicle): Combina un motore elettrico e un motore a combustione interna. Utilizza principalmente il motore termico, con l'elettrico come supporto per migliorare l'efficienza e ridurre i consumi. Esempio: Toyota Prius HEV.



Figura 3.15: Toyota Prius HEV.

- 2) Veicoli Ibridi Plug-In (PHEV - Plug-In Hybrid Electric Vehicle): Simili agli HEV, ma con una batteria più grande e ricaricabile tramite presa esterna. Possono percorrere brevi distanze in modalità completamente elettrica. Esempio: Mitsubishi Outlander PHEV.



Figura 3.16: Mitsubishi Outlander PHEV.

- 3) Veicoli Elettrici a Batteria (BEV - Battery Electric Vehicle): Alimentati esclusivamente da un motore elettrico e una batteria ricaricabile. Non producono emissioni dirette e offrono la massima efficienza tra i veicoli elettrici. Esempio: Tesla Model 3, Nissan Leaf.



Figura 3.17: Tesla Model 3 BEV.

- 4) Veicoli Elettrici a Celle a Combustibile (FCEV - Fuel Cell Electric Vehicle): Utilizzano celle a combustibile a idrogeno per generare elettricità a bordo. Offrono autonomia maggiore rispetto ai BEV ma richiedono infrastrutture per il rifornimento di idrogeno. Esempio: Toyota Mirai, Hyundai Nexa.



Figura 3.18: Hyundai Nexa FCEV.

L'adozione dei motori elettrici, pur offrendo numerosi vantaggi, ha introdotto una serie di sfide tecniche, soprattutto nella gestione dell'energia e del calore. Per garantire prestazioni affidabili e durature, sono state sviluppate tecnologie avanzate che consentono di ottimizzare il funzionamento dei veicoli elettrici. Tra queste, rivestono un ruolo cruciale:

- Inverter: dispositivi che convertono la corrente continua fornita dalle batterie in corrente alternata, necessaria per alimentare i motori elettrici. Inoltre, regolano velocità e coppia per adattarsi alle esigenze dinamiche del veicolo.
- Sistemi di raffreddamento: progettati per dissipare il calore generato dal motore elettrico e dai componenti elettronici, mantenendo temperature operative ottimali anche durante accelerazioni rapide o condizioni di carico elevato.
- Sistemi di gestione delle batterie (BMS): responsabili di monitorare lo stato di carica, la temperatura e le condizioni delle batterie, prevenendo surriscaldamenti o sovraccarichi e prolungandone la durata.

Con il progresso delle tecnologie delle batterie (ad esempio, quelle a stato solido) e l'espansione delle infrastrutture di ricarica, i veicoli elettrici stanno rapidamente guadagnando quota di mercato. Inoltre, l'integrazione di tecnologie di guida autonoma e connettività avanzata potrebbe consolidare ulteriormente il ruolo dei motori elettrici come scelta dominante nel settore automobilistico.

### 3.3 Metodologie di Testing per Automotive: il V-Cycle

L'affidabilità dei sistemi complessi è un elemento fondamentale per garantire il successo commerciale e la sicurezza di qualsiasi prodotto tecnologico. Nei moderni veicoli, questa esigenza diventa particolarmente critica, considerando la complessità delle componenti e delle interazioni coinvolte.

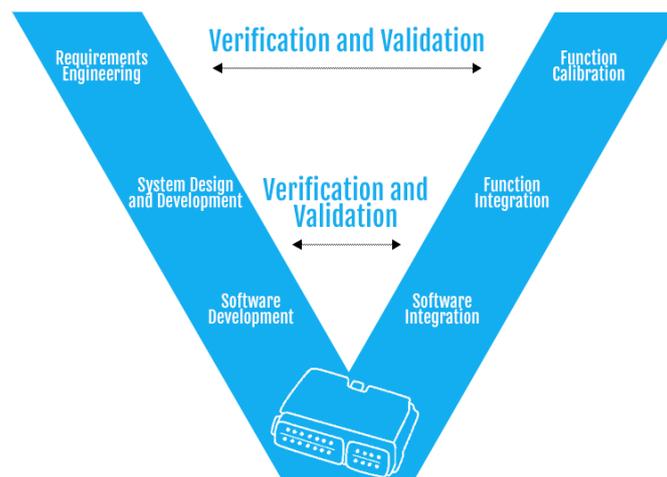


Figura 3.19: Il V-Cycle.

Per rispondere a tali sfide, l'industria automobilistica adotta metodologie di sviluppo rigorose e iterative, tra cui il V-Cycle. Questo approccio strutturato rappresenta una sequenza metodica in cui ogni fase di progettazione è affiancata da una corrispondente fase di verifica e validazione, assicurando che ogni elemento del sistema soddisfi i requisiti definiti.

Il V-Cycle [9] si divide in due rami principali:

- Il lato sinistro rappresenta le fasi di progettazione e sviluppo. Si parte dalla definizione dei requisiti di sistema, si passa alla progettazione dell'architettura, e si arriva alla progettazione dettagliata e allo sviluppo dei componenti.
- Il lato destro corrisponde alla verifica e validazione. Ogni livello progettuale viene testato per garantire che soddisfi i requisiti definiti inizialmente.

Nel contesto del V-Cycle, il testing tramite Hardware In The Loop (HIL) si posiziona durante la fase di verifica e validazione. In particolare, l'HIL consente di validare i componenti hardware e software in uno scenario controllato, prima dell'integrazione completa nel sistema veicolo. Questo permette di individuare e correggere anomalie in una fase relativamente precoce, riducendo costi e rischi associati a test fisici sul veicolo completo.

### 3.3.1 L'Hardware In The Loop (HIL)

La metodologia Hardware In The Loop (HIL) rappresenta lo standard industriale per il testing dei componenti critici nei moderni sistemi automotive [10]. Questo approccio collega un componente fisico reale, come una centralina elettronica (ECU), a un ambiente virtuale in grado di simulare il resto del sistema veicolo, inclusi motore, trasmissione, batteria e condizioni ambientali.



Figura 3.20: Modelli dSpace simulatori HIL.

Un sistema HIL integra una serie di elementi fondamentali per garantire un workflow fluido e un testing accurato:

- Unità di calcolo real-time: esegue simulazioni in tempo reale, assicurando che il comportamento del sistema virtuale sia coerente con i tempi di risposta del componente reale.
- Interfacce hardware: includono ingressi/uscite analogiche e digitali, nonché connessioni per protocolli di comunicazione automotive (CAN, LIN, FlexRay, Ethernet) per consentire l'integrazione fisica dei componenti.
- Modelli matematici e strumenti di progettazione: simulano i sistemi fisici e dinamici utilizzando piattaforme come MATLAB/Simulink, che consentono la creazione, la validazione e l'ottimizzazione di modelli virtuali del sistema.
- Software di gestione e monitoraggio: strumenti come ControlDesk e Configuration-Desk (dSpace) permettono la configurazione del sistema, il controllo delle simulazioni e l'acquisizione di dati in tempo reale.
- Esecuzione e analisi dei test: i componenti fisici vengono collegati al simulatore attraverso interfacce dedicate, consentendo di condurre test iterativi. I dati raccolti durante le simulazioni vengono analizzati per verificare che i requisiti progettuali siano soddisfatti.

### 3.3.2 Applicazioni nel Contesto Powertrain

L'approccio tramite HIL diventa cruciale per l'apparato powertrain [11], una delle aree più critiche del veicolo, poiché gestisce in modo efficace la complessità dei processi di progettazione e testing, garantendo elevata affidabilità e prestazioni.



Figura 3.21: Piatto di carico per un'applicazione HIL.

Tra i principali punti di forza dei sistemi HIL osserviamo:

- Riduzione dei costi: evitando la necessità di prototipi fisici per ogni iterazione del design.
- Sicurezza: permettendo di testare condizioni estreme, come guasti critici o ambienti difficili, senza mettere a rischio persone o componenti.
- Flessibilità: consentendo modifiche rapide nei parametri di simulazione, come variazioni di carico o profili di guida.
- Efficienza: favorendo la possibilità di testare molteplici scenari in tempi ridotti.

Nell'ambito del powertrain, dunque, il testing tramite Hardware in the Loop (HIL) è impiegato per validare diversi componenti critici, come motori, trasmissioni e sistemi di gestione della batteria.

Ad esempio, i motori vengono testati per verificare il loro comportamento sotto diverse condizioni di carico e regimi operativi, le trasmissioni sono sottoposte a test per valutare le strategie di cambio e la risposta ai comandi del conducente, mentre i sistemi di gestione della batteria vengono simulati per controllare i processi di ricarica, il bilanciamento delle celle e le variazioni di temperatura.



Figura 3.22: Applicazioni HIL per apparati powertrain.

Il sistema HIL consente di replicare virtualmente condizioni difficili come accelerazioni rapide, temperature polari o alte altitudini, facilitando un testing dettagliato senza necessità di spostare fisicamente un veicolo. Questo approccio accelera il processo di sviluppo, migliora l'affidabilità dei componenti e riduce i rischi di malfunzionamenti durante la produzione.

### 3.4 Active Load Emulation

Il lavoro di tesi si concentra sulla progettazione e sull'implementazione di un emulatore di carico attivo dinamicamente programmabile, destinato all'utilizzo in simulatori Hardware-In-the-Loop (HIL). Questo dispositivo è stato concepito per emulare con precisione diversi utilizzatori elettrici, replicandone i comportamenti di carico reali in funzione delle condizioni operative.

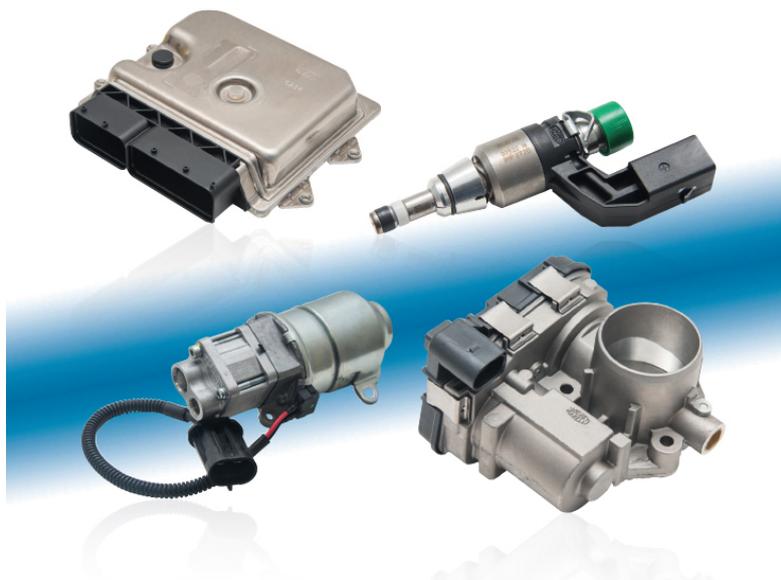


Figura 3.23: Attuatori - Corpo farfallato, iniettore, elettropompa.

Tra i casi di studio principali figura l'emulazione di un iniettore, un componente essenziale nel sistema powertrain, la cui capacità di influenzare prestazioni, efficienza e conformità alle normative sulle emissioni rende fondamentale una simulazione accurata del suo profilo di assorbimento di corrente.

L'obiettivo generale è offrire uno strumento versatile e ad alte prestazioni per la validazione di centraline elettroniche (ECU) e algoritmi di controllo in scenari complessi e realistici.

#### 3.4.1 Da dove nasce l'idea: il Concetto di Diagnosi

Nella diagnosi elettrica [12] dei sistemi automotive, la riproduzione fedele delle condizioni operative degli attuatori è cruciale per evitare errori durante il testing. Gli iniettori rappresentano un caso emblematico: la loro impedenza elettrica varia notevolmente tra una condizione statica, come in aria, e una condizione reale, all'interno di una camera di combustione con fluido da iniettare. Questa discrepanza può portare a diagnosi errate,

inducendo la centralina a inibire il comportamento del software di controllo, compromettendo la validazione. Collegare l'attuatore reale non è sempre una soluzione praticabile o efficace, poiché non garantisce la riproduzione accurata delle condizioni reali. Da questa esigenza nasce l'idea di sviluppare un emulatore di carico attivo, capace di rispondere agli stimoli della ECU replicando fedelmente le impedenze e i profili di assorbimento tipici di un iniettore in funzione.

### 3.4.2 Caratteristiche dell'Emulatore

L'emulatore sviluppato è caratterizzato da un'architettura a componenti discreti, progettata per garantire elevata flessibilità e tempi di risposta rapidi. Il dispositivo è in grado di modulare dinamicamente l'assorbimento di corrente, replicando una vasta gamma di profili di carico: dalle rapide variazioni degli iniettori ai carichi stazionari di altri dispositivi elettrici.

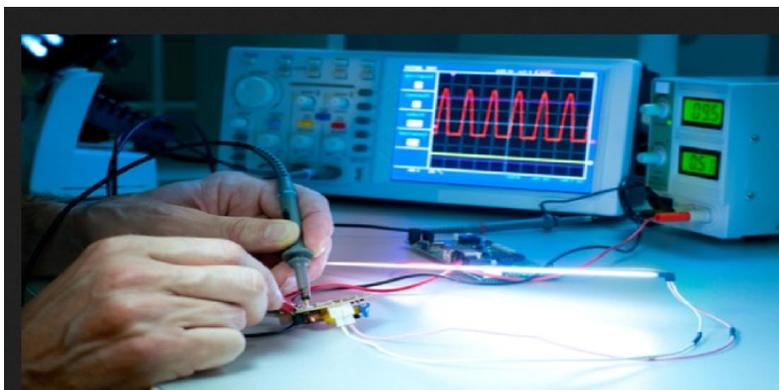


Figura 3.24: Misure su un circuito elettronico analogico.

Tra le applicazioni principali figurano il testing delle ECU, l'analisi di guasti attraverso simulazioni di condizioni anomale e la validazione di algoritmi in scenari dinamici e statici. La capacità di assorbire correnti elevate e la stabilità in presenza di potenze significative sono state priorità nella progettazione, assicurando prestazioni affidabili anche per segnali di controllo veloci e variazioni improvvise. L'emulatore rappresenta dunque uno strumento innovativo e indispensabile per migliorare l'accuratezza del testing e la qualità complessiva dei sistemi powertrain.

I dettagli relativi alle specifiche di sistema e alle scelte adottate verranno presentati nelle sezioni successive relative al design del circuito.

## Capitolo 4

# Progetto dell'Emulatore

### 4.1 Use Case: Sistema di Iniezione

L'iniettore è un componente fondamentale nei motori a combustione interna, sia nei sistemi a benzina sia nei sistemi diesel. La sua funzione principale è quella di dosare e nebulizzare il carburante direttamente nella camera di combustione o nel collettore d'aspirazione, garantendo una miscelazione omogenea con l'aria per una combustione efficiente [13].

#### 4.1.1 Funzionamento Fisico dell'Iniettore

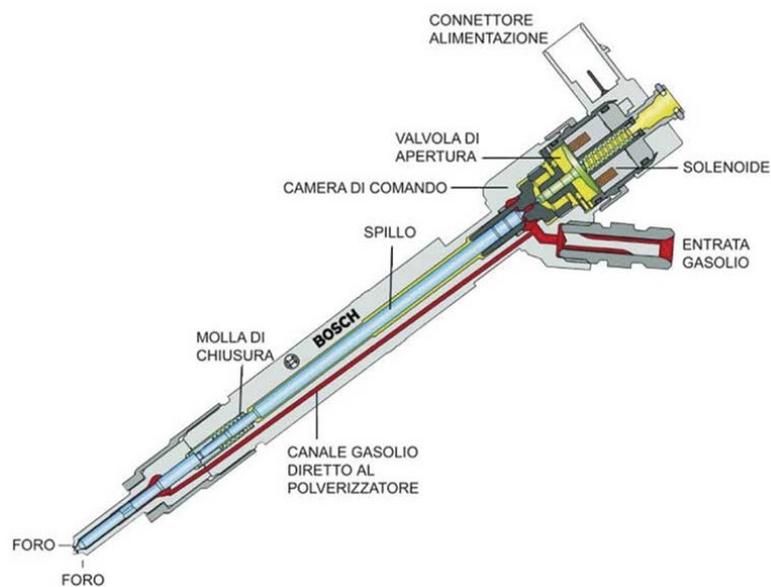


Figura 4.1: Modello di un iniettore.

Il principio di funzionamento dell'iniettore si basa sull'attivazione di un solenoide (nei sistemi più comuni) o di un piezoattuatore (nei sistemi avanzati) che agisce su un ago o una valvola. Questo meccanismo permette di controllare l'apertura e la chiusura dell'ugello dell'iniettore. La pressione del carburante spinge il liquido attraverso piccoli fori calibrati, nebulizzandolo in goccioline molto fini.

Il funzionamento di un iniettore comprende quindi diverse fasi:

1. Eccitazione dell'attuatore: un impulso elettrico attiva il solenoide o il piezoattuatore.
2. Movimento dell'ago/valvola: la forza elettromagnetica o piezoelettrica solleva l'ago, permettendo il passaggio del carburante.
3. Iniezione: il carburante nebulizzato entra nella camera di combustione.
4. Chiusura: l'ago ritorna alla posizione originale grazie alla molla di richiamo.

Il processo di iniezione del carburante è regolato da diversi parametri chiave che ne influenzano l'efficienza e l'efficacia. Uno di questi è la pressione del carburante, generata dalla pompa ad alta pressione e adattata al tipo di iniettore utilizzato: per esempio, negli iniettori a benzina GDI si raggiungono pressioni comprese tra 200 e 250 bar, mentre nei sistemi diesel common-rail si possono superare i 2000 bar. Un altro parametro fondamentale è la durata dell'iniezione, espressa in millisecondi e stabilita dalla centralina elettronica del motore per garantire la corretta quantità di carburante immessa nella camera di combustione. Infine, anche la forma del getto di carburante gioca un ruolo cruciale, essendo ottimizzata per assicurare una distribuzione uniforme nella camera e favorire una combustione efficiente.



Figura 4.2: Iniezione diretta benzina nella cella di combustione.

Gli iniettori sono gestiti dalla centralina elettronica del motore (ECU), che determina in tempo reale i tempi e le quantità di carburante da iniettare sulla base dei dati raccolti da una rete di sensori [14]. Tra questi, i sensori di pressione del collettore (MAP) monitorano la pressione dell'aria aspirata, mentre i sensori di posizione dell'albero motore (CKP) rilevano la fase e la velocità di rotazione del motore. Le sonde lambda, invece, misurano la concentrazione di ossigeno nei gas di scarico, e i sensori di temperatura forniscono informazioni critiche sulle condizioni termiche del motore e dell'aria aspirata. Tutti questi dati vengono elaborati dalla centralina per ottimizzare l'intero processo di iniezione, garantendo così prestazioni elevate, efficienza e basse emissioni. In base a queste elaborazioni, la centralina invia impulsi elettrici agli iniettori per regolarne l'apertura e la chiusura. La durata di ciascun impulso, nota anche come tempo di accensione, è direttamente proporzionale alla quantità di carburante immessa nella camera di combustione, consentendo una precisa regolazione del rapporto aria-carburante.

#### 4.1.2 Classificazione degli Iniettori

Gli iniettori possono essere classificati in base al tipo di carburante e alla tecnologia di funzionamento, oltre che alle caratteristiche del getto.



Figura 4.3: Tipologie di iniettori.

Per quanto riguarda il carburante, gli iniettori a benzina si suddividono in due principali categorie: gli iniettori MPI (Multi-Point Injection), che sono posizionati nel collettore di aspirazione con un iniettore per ogni cilindro, e gli iniettori GDI (Gasoline Direct Injection), che iniettano il carburante direttamente nella camera di combustione. Gli iniettori diesel, invece, comprendono i sistemi Common-Rail, caratterizzati da alta pressione e controllo elettronico, e gli Unit Injector, che combinano pompa e iniettore in un unico corpo, utilizzati principalmente nei motori per veicoli pesanti.

Dal punto di vista tecnologico, gli iniettori possono essere elettromagnetici, che utilizzano un solenoide per muovere l'ago, o piezoelettrici, che garantiscono una risposta più rapida e precisa, risultando particolarmente adatti per gestire iniezioni multiple. Un'ulteriore classificazione riguarda il numero di fori del getto: gli iniettori a singolo foro sono indicati per sistemi semplici, mentre quelli multiforo assicurano una migliore nebulizzazione del carburante, ottimizzando la combustione

### 4.1.3 Profilo di Assorbimento

Il profilo di corrente di un iniettore è suddiviso in tre fasi principali: il picco iniziale, la corrente di mantenimento e la fase di spegnimento [15]. I parametri che ruotano intorno a queste fasi variano in base alla tipologia di iniettore, alla configurazione del sistema e alla centralina ECU.

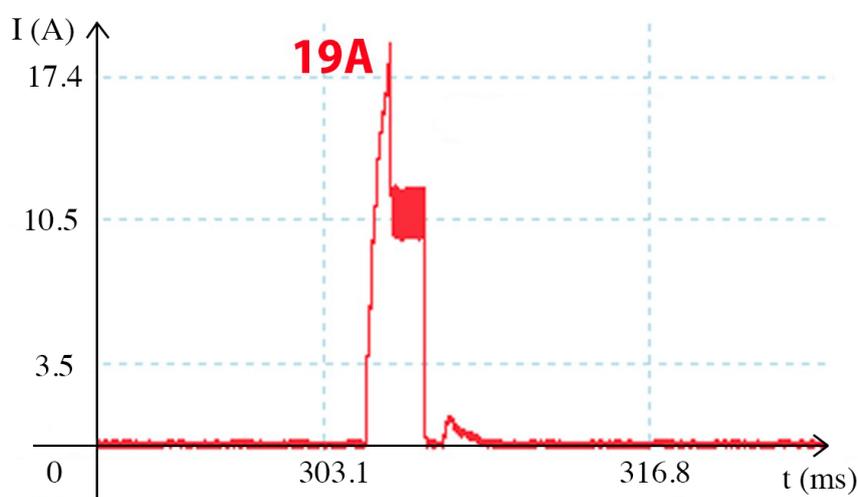


Figura 4.4: Profilo di assorbimento di corrente di un iniettore automotive.

- 1) Picco Iniziale: questa fase si verifica nel momento in cui la ECU invia un impulso elettrico per eccitare il solenoide o il piezoattuatore. L'obiettivo è generare una forza sufficiente per superare la resistenza della molla di ritorno e l'inerzia dell'ago o della valvola. La durata del picco iniziale è molto breve, solitamente nell'ordine di qualche centinaia di microsecondi.

Per iniettori elettromagnetici il picco di corrente può raggiungere valori compresi tra 10 A e 20 A, a seconda della pressione del carburante e della progettazione dell'iniettore. Negli iniettori piezoelettrici, invece, il picco di corrente è generalmente più basso, compreso tra 2 A e 5 A, poiché il meccanismo piezoelettrico richiede meno energia per attivarsi, ma necessita di una tensione più alta (100-200 V).

- 2) Fase di Mantenimento: dopo l'apertura dell'iniettore, è necessaria meno energia per mantenerlo aperto. La ECU riduce quindi il livello di corrente per evitare un eccessivo riscaldamento del solenoide o del piezoattuatore, migliorando l'efficienza energetica. La durata della fase di mantenimento dipende dal tempo di iniezione, regolato in millisecondi dalla ECU. In un motore benzina GDI, ad esempio, il tempo di iniezione tipico varia da 1 ms a 5 ms, mentre nei motori diesel common-rail può raggiungere 10 ms per alcune iniezioni principali.

Per gli iniettori elettromagnetici la corrente di mantenimento si stabilizza tra 7 A e 13 A, sufficienti a bilanciare la forza della molla di ritorno e mantenere l'ago in posizione aperta. Negli iniettori piezoelettrici, invece, la corrente di mantenimento è molto bassa, spesso inferiore a 1 A, dato che il meccanismo piezoelettrico è intrinsecamente stabile una volta attivato.

- 3) Spegnimento: Alla fine del ciclo, la ECU interrompe l'impulso elettrico, provocando la chiusura dell'iniettore. Il ritorno dell'ago o della valvola alla posizione iniziale è generalmente assicurato da una molla meccanica.

Durante questa fase, la corrente scende rapidamente a 0 A. Nei sistemi avanzati, la ECU può introdurre una rapida inversione di polarità per accelerare la chiusura, riducendo i tempi di reazione dell'iniettore (tipico per gli iniettori piezoelettrici).

Il profilo di corrente può variare in base a numerosi fattori:

- Tipo di carburante: gli iniettori diesel, ad esempio, necessitano generalmente di correnti più alte, date le pressioni elevate del carburante.
- Pressione del carburante; una pressione maggiore richiede un picco iniziale più alto per vincere la forza opposta.
- Velocità del motore: a regimi elevati, gli impulsi si accorciano per sincronizzarsi con i cicli del motore.
- Età e usura dell'iniettore: gli iniettori usurati possono avere picchi di corrente più elevati per compensare attriti interni.

Un ultimo aspetto fondamentale dei sistemi moderni riguarda il monitoraggio costante che viene effettuato da parte della ECU nei confronti dei profili di corrente degli iniettori per rilevare eventuali anomalie. Ad esempio un picco troppo alto potrebbe indicare un problema meccanico (ago bloccato o attrito eccessivo); una corrente di mantenimento anomala può suggerire un guasto elettrico (avvolgimento del solenoide danneggiato); l'assenza del picco di corrente potrebbe significare un problema nella connessione verso la centralina.

## 4.2 Proof Of Concept: Design del Circuito

La progettazione del circuito sviluppato in questa tesi si basa sulla necessità di emulare il comportamento elettrico di un iniettore, elemento chiave nell'apparato powertrain di un veicolo. Come spiegato nel paragrafo precedente, gli iniettori possono presentare picchi di assorbimento di corrente nell'ordine di decine di Ampere. Tuttavia, queste elevate correnti pongono sfide significative in termini di progettazione e collaudo di dispositivi, soprattutto in un contesto laboratoriale. Per questo motivo, si è scelto di ridurre il range operativo della corrente a valori compresi tra 0 e 5 A; questa scelta rappresenta un compromesso ottimale tra la rappresentatività delle condizioni reali e la fattibilità pratica. Oltre alla corrente, il progetto richiede il supporto di tensioni di ingresso comprese tra 0 e 20 V e una banda passante operativa di 20 kHz, in linea con i requisiti tipici delle centraline elettroniche.

L'analisi dello stato dell'arte ha rivelato che i circuiti per carichi attivi [16] possono essere concepiti come trasduttori, progettati per trasformare una tensione di ingresso in una corrente di assorbimento controllata. Nel circuito sviluppato, il controllo della corrente è affidato a un MOSFET di potenza, che svolge il ruolo di elemento di regolazione. Questo componente, grazie alla sua capacità di agire come una "valvola" elettronica, permette di controllare il flusso di corrente variando opportunamente la tensione applicata al suo gate. In questo modo, è possibile soddisfare le specifiche richieste e garantire un comportamento preciso e dinamico.

Per garantire un controllo accurato, il circuito integra una sezione di sensing della corrente assorbita. Questa funzione è realizzata tramite una resistenza di shunt, posizionata in serie al drain del MOSFET, che genera una caduta di tensione proporzionale alla corrente. Il segnale derivante da questa caduta di tensione viene inviato al pin invertente di un amplificatore operazionale, chiudendo così il loop di feedback. La tensione di ingresso, invece, viene applicata al pin non invertente dell'operazionale, stabilendo la relazione:

$$I_{\text{Assorbita}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{Shunt}}} \quad (4.1)$$

Questo approccio garantisce che la tensione di ingresso si traduca direttamente in una corrente di assorbimento, semplificando il controllo e migliorando l'accuratezza.

Due diverse configurazioni dello stesso circuito sono state implementate per la generazione della tensione di ingresso. La prima, di tipo analogico, si basa su un partitore di tensione combinato con un potenziometro multigiro, consentendo regolazioni precise durante la fase di test, misura e debug. La seconda configurazione, più avanzata, utilizza un microcontrollore per generare direttamente la tensione di ingresso tramite un'uscita analogica proveniente dal suo DAC, eliminando la necessità del partitore e abilitando un controllo digitale programmabile. Tramite un interruttore è possibile cambiare la configurazione del circuito da quella analogica a quella digitale. Le scelte sul dimensionamento di entrambe le configurazioni verranno approfondite nei prossimi paragrafi.

Il circuito risulta quindi costituito da due sezioni: il ramo del controllo, costituito dall'operazione, e il ramo di potenza che vede la serie del MOSFET con la resistenza di shunt. Questo approccio permette di gestire in modo indipendente la tensione di comando rispetto alla tensione necessaria per abilitare l'operazionale. Lo schema di base del circuito del carico attivo è mostrato nell'immagine seguente:

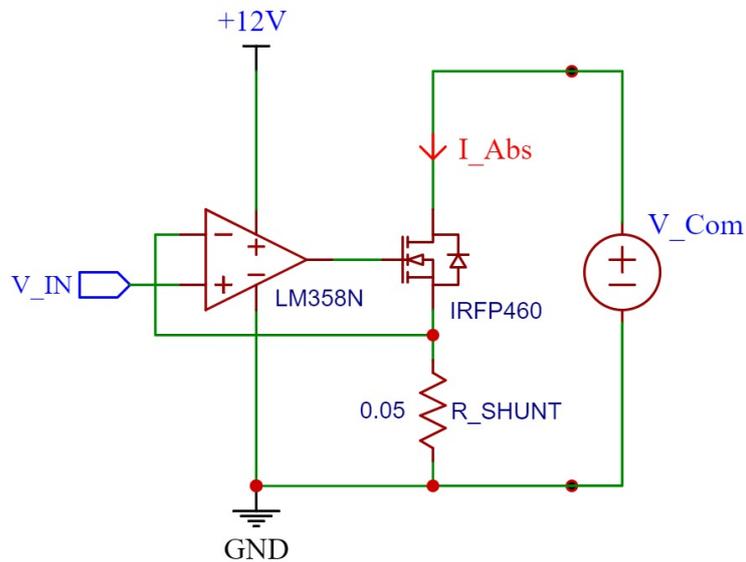


Figura 4.5: Schematico di partenza del circuito del carico attivo.

#### 4.2.1 MOSFET di Potenza: L'IRFP460

Nel circuito sviluppato, uno dei componenti fondamentali è il MOSFET di potenza; la scelta è ricaduta sull'utilizzo dell'integrato IRFP460, un transistor a effetto di campo con canale N progettato per applicazioni di potenza.



Figura 4.6: MOSFET di potenza IRFP460.

I MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) sono dispositivi semiconduttori ampiamente utilizzati per la gestione della corrente e il controllo della potenza, grazie alla loro efficienza, velocità di commutazione e capacità di operare in condizioni di alta tensione e corrente [17]. L'IRFP460, in particolare, è caratterizzato da una tensione massima drain-source  $V_{DS}$  di 500 V, una corrente di drain continua  $I_D$  fino a 20 A e una bassa resistenza di conduzione  $R_{DS(ON)}$  che minimizza le perdite energetiche durante il funzionamento; l'immagine sottostante (figura 4.7), infine, mostra la trans-caratteristica presa dal datasheet del dispositivo [18], dalla quale è possibile ricavare un valore per la tensione di soglia  $V_{th}$  compreso tra 2 e 4 V.

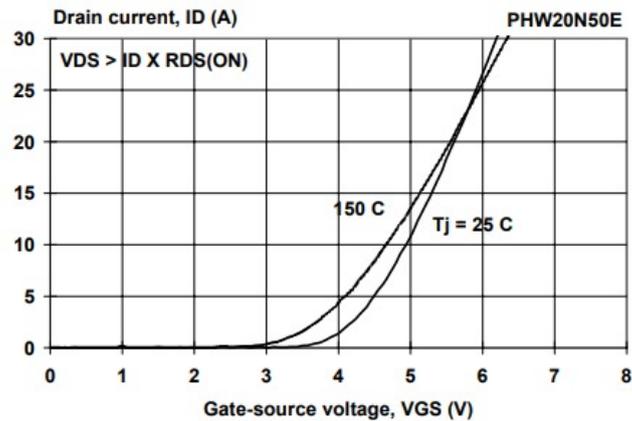


Figura 4.7: Trans-caratteristica del MOSFET IRFP460.

Dal punto di vista tecnologico, il funzionamento del MOSFET si articola in tre regioni di funzionamento principali: la regione di interdizione, la regione lineare (o resistiva) e la regione di saturazione.

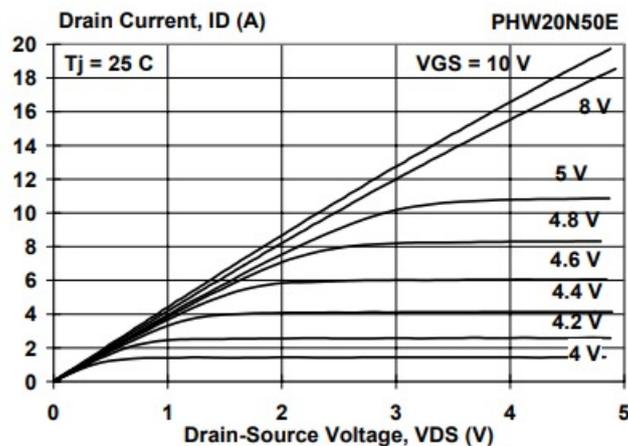


Figura 4.8: Caratteristica di uscita del MOSFET IRFP460.

- Nella regione di interdizione, il MOSFET è spento poiché la tensione gate-source  $V_{GS}$  è inferiore alla tensione di soglia  $V_{th}$ ; in questa condizione, il canale conduttivo non si forma, impedendo il passaggio di corrente tra drain e source.
- Quando  $V_{GS}$  super  $V_{th}$ , il dispositivo entra nella regione lineare, in cui la corrente di drain  $I_D$  è proporzionale alla tensione drain-source  $V_{DS}$  e il MOSFET agisce come una resistenza variabile.
- Aumentando ulteriormente  $V_{DS}$ , il MOSFET entra nella regione di saturazione, dove  $I_D$  dipende unicamente da  $V_{GS}$  e non più da  $V_{DS}$ , rendendolo ideale per il controllo di corrente.

Un aspetto rilevante nella scelta dell'IRFP460 per questo progetto è la sua capacità di gestire elevate correnti mantenendo tempi di commutazione rapidi, grazie a un design ottimizzato del canale e della giunzione gate-ossido. La bassa resistenza  $R_{DS_{ON}}$  riduce le perdite durante la conduzione, mentre il suo design termico avanzato consente una dissipazione efficace del calore, fondamentale nelle applicazioni di potenza. Inoltre, il dispositivo è compatibile con tensioni di gate standard, il che semplifica il pilotaggio e l'integrazione con altri componenti del circuito.

Nel contesto del circuito sviluppato, l'IRFP460 viene pilotato da un amplificatore operazionale che ne controlla il gate in base al segnale di ingresso e al feedback proveniente dalla caduta di tensione sulla resistenza di shunt. Questo controllo ad anello chiuso garantisce una regolazione precisa della corrente attraverso il MOSFET, sfruttando la capacità del dispositivo di operare in modo stabile sia nella regione lineare che in quella di saturazione. Tali caratteristiche rendono l'IRFP460 una scelta ottimale per il progetto, assicurando prestazioni affidabili in un sistema che richiede alta potenza e precisione.

#### 4.2.2 Sensing di Corrente: Shunt Resistor

Il sensing di corrente è una tecnica essenziale per la misurazione e il monitoraggio del flusso di corrente nei circuiti elettrici ed elettronici, con applicazioni che spaziano dalla gestione dell'energia ai sistemi automotive, dall'automazione industriale all'elettronica di consumo.

La capacità di misurare la corrente è fondamentale per diverse finalità, tra cui il controllo di potenza, il monitoraggio delle prestazioni, la protezione contro guasti come sovracorrenti e cortocircuiti, e la validazione dei sistemi di controllo. In questo contesto, le grandezze di interesse sono la corrente continua (DC) e quella alternata (AC), caratterizzate rispettivamente da flussi costanti o oscillanti di cariche elettriche [19].

Esistono diverse tecniche per effettuare il sensing di corrente, che possono essere classificate in metodi diretti e indiretti:

- Nei metodi diretti, come quello basato su resistenze shunt, la corrente viene fatta passare attraverso un componente che genera una caduta di tensione proporziona-

le, successivamente misurata per calcolare la corrente stessa. Questo approccio è semplice e preciso, ma comporta perdite di potenza e necessita di amplificazione per gestire segnali deboli.

- Nei metodi indiretti, invece, si misura un fenomeno correlato alla corrente, come il campo magnetico generato. Tecniche come i sensori ad effetto Hall e i trasformatori di corrente (CT) sfruttano questo principio, offrendo vantaggi come l'isolamento galvanico e l'assenza di perdite di potenza. I sensori ad effetto Hall sono adatti sia per correnti AC che DC, mentre i trasformatori di corrente sono utilizzati prevalentemente per correnti AC elevate. Un'alternativa interessante è rappresentata dalle bobine Rogowski, che misurano correnti indotte con elevata precisione, pur richiedendo circuiti di elaborazione aggiuntivi.

La scelta della tecnica di sensing dipende da diversi fattori, tra cui il range di corrente da misurare, la precisione richiesta, la necessità di isolamento galvanico e la velocità di risposta del sistema. Per questa applicazione, la scelta finale è ricaduta sull'utilizzo di una resistenza di shunt dal valore nominale pari a  $50\text{ m}\Omega$  (immagine 4.9) per diverse motivazioni legate alla praticità dell'utilizzo, al costo e alle caratteristiche funzionali.



Figura 4.9: Resistenza di shunt da  $50\text{ m}\Omega$ .

In applicazioni critiche, come nei sistemi automotive, il sensing di corrente è cruciale per il monitoraggio di sottosistemi come gli iniettori o i motori elettrici, permettendo una diagnosi accurata e il controllo delle prestazioni. Allo stesso modo, nei sistemi di potenza e nelle applicazioni industriali, il monitoraggio della corrente consente di rilevare anomalie e ottimizzare l'efficienza energetica. Tuttavia, il sensing di corrente non è privo di sfide: rumore elettromagnetico, variazioni termiche e necessità di calibrazione periodica rappresentano alcuni dei principali problemi da affrontare per garantire misure affidabili. Negli ultimi anni, innovazioni come sensori a stato solido, tecniche ottiche e sensori intelligenti stanno rivoluzionando il settore, offrendo maggiore precisione, miniaturizzazione e capacità di elaborazione in tempo reale. Questi sviluppi ampliano ulteriormente le possibilità del sensing di corrente, rendendolo una tecnologia chiave per le applicazioni moderne e future.

### 4.2.3 Anello di Feedback: L'LM358N

Nel circuito sviluppato si è scelto di utilizzare un amplificatore operazionale LM358N che riveste un ruolo centrale nella regolazione del MOSFET. Si tratta di un amplificatore operazionale duale [20], progettato per operare con una singola alimentazione e apprezzato per il suo ampio range di tensioni di ingresso e uscita, oltre che per la sua versatilità e il basso costo. Queste caratteristiche lo rendono ideale per applicazioni che richiedono affidabilità e stabilità in condizioni operative variabili.

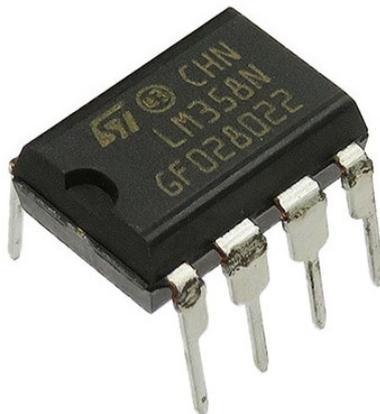


Figura 4.10: Amplificatore operazione LM358N.

Nel contesto specifico del circuito, l'LM358N è utilizzato per pilotare il gate del MOSFET. L'uscita dell'operazionale, infatti, regola la tensione di gate, modulando così la conduzione del transistor. La configurazione ad anello chiuso si basa sull'applicazione di un feedback al pin invertente dell'LM358N, derivato dalla caduta di tensione sulla resistenza di shunt. Questa resistenza, posizionata in serie al MOSFET di potenza, genera una caduta di tensione proporzionale alla corrente che la attraversa. Al pin non invertente, invece, viene applicato il segnale di ingresso, che rappresenta il valore di riferimento desiderato per il sistema.

Un aspetto cruciale del funzionamento è che la corrente che attraversa il MOSFET, e quindi il carico, è determinata dal rapporto tra la tensione di ingresso sul pin non invertente e il valore della resistenza di shunt. Questo avviene perché l'operazionale, grazie al principio di retroazione negativa, regola l'uscita in modo che la tensione ai suoi ingressi si uguagli. Di conseguenza, la tensione ai capi della resistenza di shunt (proporzionale alla corrente) viene forzata a essere pari alla tensione di riferimento fornita. Da ciò deriva la formula 4.1 della corrente assorbita dal circuito definita nel paragrafo introduttivo di questo capitolo.

Questa configurazione consente un controllo preciso e lineare della corrente attraverso il MOSFET, assicurando che il sistema risponda in modo coerente ai segnali di ingresso.

La scelta dell'LM358N è stata quindi dettata dalla sua capacità di gestire con efficacia il controllo del gate del MOSFET, oltre che dalla sua compatibilità con i segnali e le tensioni del circuito.

#### 4.2.4 Dal Controllo Analogico a quello Digitale

Come anticipato nei paragrafi precedenti, un primo sviluppo del circuito prevede un controllo di tipo analogico, con l'obiettivo di ottenere una corrente di assorbimento nell'intervallo 0-5 A. Tenendo presente le ipotesi per le quali è stata utilizzata una resistenza di shunt con un valore nominale di 50 mΩ e che il calcolo della tensione di ingresso necessaria al pin non invertente dell'operazionale segue la relazione 4.1 precedentemente descritta, è possibile determinare la dinamica di ingresso della tensione  $V_{IN}$  nel range 0-250 mV per garantire degli assorbimenti di corrente tra 0 e 5 A.

Utilizzando un'alimentazione per il controllo pari a 12 V e avendo a disposizione un potenziometro multigiro da 500 Ω, è possibile dimensionare un partitore di tensione, ponendo in serie al potenziometro una resistenza. Dai dati forniti, si calcola il valore esatto di questa resistenza nel seguente modo:

$$R_{\text{Serie}} = R_{\text{Potenziometro}} \cdot \frac{V_{\text{AL}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{IN}}} = 500 \cdot \frac{12 - 0.25}{0.25} = 23.5 \text{ k}\Omega \quad (4.2)$$

Dalle serie E12 scegliamo, dunque, di utilizzare una resistenza da 22 kΩ, ampliando la dinamica della tensione di ingresso tra 0 e 267 mV, il cui valore massimo corrisponde ad un assorbimento di corrente pari a circa 5.3 A che può essere considerato accettabile per i nostri scopi. A seguire viene mostrato il circuito in questa configurazione esclusivamente analogica:

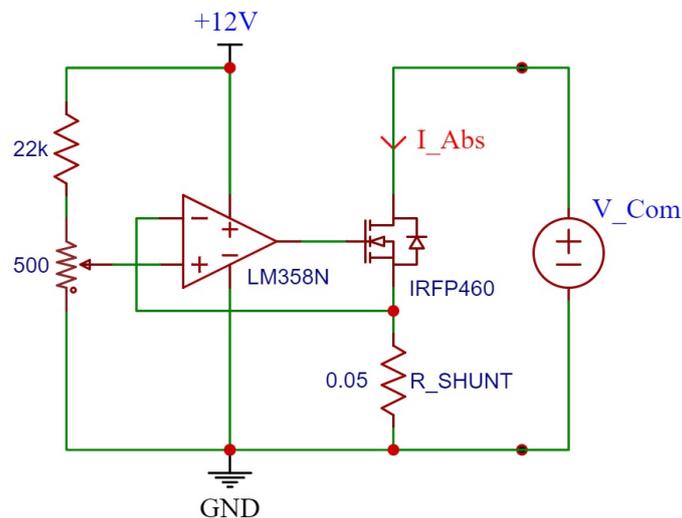


Figura 4.11: Schematico del circuito del carico attivo in configurazione analogica.

Sebbene il controllo analogico abbia permesso di testare efficacemente il circuito, si è reso necessario un approccio più flessibile e programmabile per soddisfare esigenze più complesse. La transizione al controllo digitale prevede il collegamento diretto del pin non invertente dell'operazionale a un'uscita analogica di un microcontrollore. Questa configurazione consentirà di regolare  $V_{IN}$  dinamicamente e migliorerà la precisione del sistema permettendo di replicare comportamenti complessi e adattandosi a diversi scenari operativi.

Per questa nuova configurazione, è stata selezionata una scheda Nucleo STM32F207ZG come controllore, scelta per le sue capacità di calcolo e la disponibilità di interfacce analogiche e digitali. Le specifiche dettagliate dell'implementazione digitale verranno affrontate nella sezione successiva.

#### 4.2.5 L'Utilizzo di un Controllore: Scheda Nucleo STM32F207ZG

Per implementare il controllo digitale della tensione di ingresso nel progetto del circuito, sono state esplorate diverse soluzioni al fine di soddisfare i requisiti di dinamica e velocità. La prima opzione considerata è stata l'utilizzo di un segnale PWM (Pulse Width Modulation), una tecnica che consente di modulare la larghezza degli impulsi di un segnale digitale per ottenere una tensione media proporzionale.

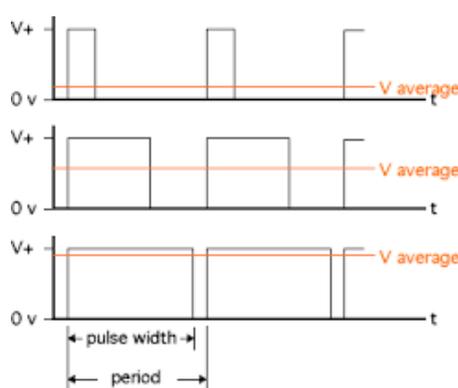


Figura 4.12: Modulazione PWM per la generazione di un segnale analogico.

Filtrando il segnale PWM, si sarebbero ottenuti valori continui di tensione di ingresso. Tuttavia, questa soluzione non ha soddisfatto i requisiti in termini di velocità, poiché il processo di filtraggio introduceva una latenza che non era compatibile con le necessità del progetto; pertanto, l'opzione è stata scartata.

Un'altra possibile soluzione è stata l'impiego di una scheda Arduino UNO, che offre una semplice interfaccia per generare un'uscita analogica tramite un convertitore digitale-analogico (DAC). Tuttavia, questa opzione è stata abbandonata in quanto la scheda Arduino UNO non dispone di un DAC integrato, il che avrebbe reso necessaria l'adozione di una scheda DAC esterna, non disponibile al momento.

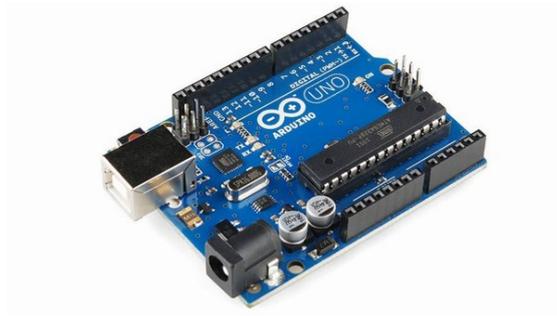


Figura 4.13: Scheda a microcontrollore Arduino UNO.

La scelta finale è ricaduta sull'utilizzo della scheda Nucleo STM32F207ZG, un microcontrollore più complesso ma dotato di caratteristiche avanzate. Questa scheda è equipaggiata con un DAC (Digital-to-Analog Converter) a 12 bit integrato, che ha permesso di ottenere un'uscita analogica precisa e veloce, soddisfacendo così i requisiti di dinamica e velocità.

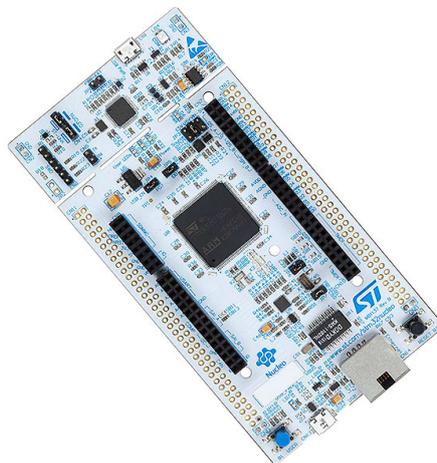


Figura 4.14: Scheda Nucleo STM32F207ZG.

Un DAC è un componente elettronico che converte un segnale digitale in un segnale analogico. In pratica, il DAC della scheda STM32F207ZG trasforma un valore numerico binario a 12 bit (compreso tra 0 e 4095) in una tensione analogica proporzionale. Questa tensione di uscita è calcolata in base alla formula:

$$V_{\text{Out}} = \frac{D}{2^n} V_{\text{ref}} \quad (4.3)$$

dove  $D$  rappresenta il valore digitale fornito al DAC,  $n$  è la risoluzione di quest'ultimo (in questo caso 12 bit) e  $V_{\text{Ref}}$  è la sua tensione di riferimento, impostata a 3.3 V nel

controllore. Ad esempio, per generare una tensione di uscita pari a 250 mV, è necessario fornire al DAC un valore digitale  $D$  calcolato dalla seguente formula inversa:

$$D = \frac{V_{\text{Out}} \cdot 2^n}{V_{\text{Ref}}} \quad (4.4)$$

Sostituendo i valori  $V_{\text{Out}} = 0.25 \text{ V}$ ,  $n = 12$ , e  $V_{\text{Ref}} = 3.3 \text{ V}$ , si ottiene:

$$D = \frac{V_{\text{out}} \cdot 2^n}{V_{\text{ref}}} = \frac{0.25 \cdot 2^{12}}{3.3} = 310 \quad (4.5)$$

La presenza del DAC integrato ha semplificato l'implementazione del controllo analogico della tensione di ingresso, eliminando la necessità di utilizzare componenti esterni. Inoltre, la configurazione flessibile della scheda e la disponibilità di numerose porte di comunicazione hanno facilitato l'integrazione con il resto del sistema. Con una velocità di clock fino a 120 MHz, 512 KB di memoria flash e 128 KB di RAM, la STM32F207ZG si è rivelata una soluzione ideale per il progetto, garantendo prestazioni elevate e un controllo preciso della tensione di uscita. A questo punto il circuito integra entrambe le configurazioni e l'immagine che segue ne mostra la schema:

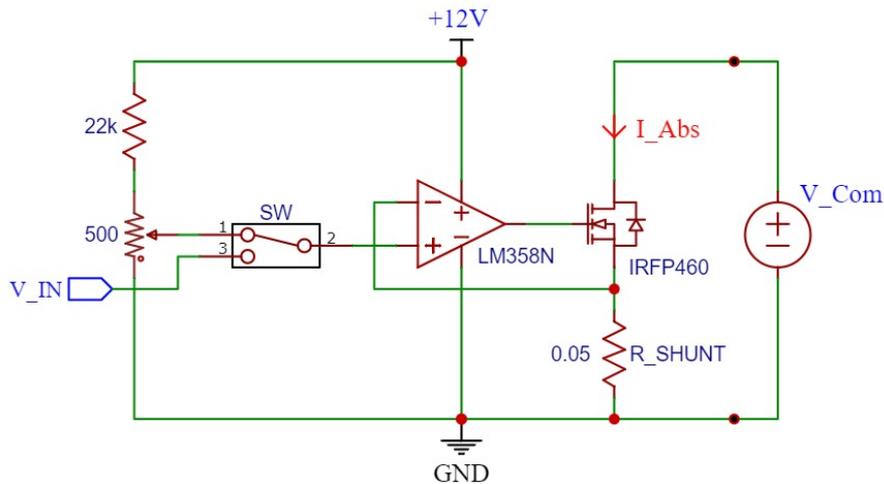


Figura 4.15: Schematico del circuito del carico attivo in configurazione analogica e digitale.

# Capitolo 5

## Sviluppo

### 5.1 Montaggio su Basetta Millefori

Dopo aver analizzato il funzionamento del circuito e verificato le sue prestazioni tramite simulazioni su LTspice, si può ora passare alla fase di montaggio pratico. Per la realizzazione fisica del circuito si è scelto di usare una basetta millefori, che offre un buon compromesso tra flessibilità e stabilità del montaggio. Questo tipo di supporto consente di assemblare il circuito in modo relativamente rapido, senza la necessità di progettare e produrre un circuito stampato (PCB), riducendo così tempi e costi di realizzazione. Inoltre, la disposizione libera dei componenti sulla basetta ha permesso di effettuare modifiche e ottimizzazioni in corso d'opera, risultando particolarmente utile in una fase di sviluppo e test.

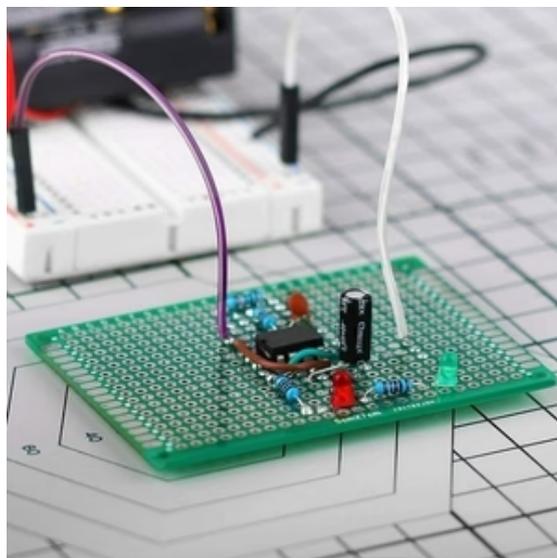


Figura 5.1: Esempio di un circuito montato su basetta millefori e breadboard.

Un'alternativa possibile sarebbe stata la realizzazione di un PCB personalizzato, che avrebbe garantito una maggiore compattezza e affidabilità nelle connessioni, oltre a una migliore gestione delle piste e delle masse. Tuttavia, questa opzione è stata scartata in quanto meno pratica per un prototipo in fase sperimentale, dove possono essere necessarie revisioni frequenti. Un'altra possibilità poteva essere l'utilizzo di una breadboard, ma anche questa soluzione non è stata adottata a causa delle elevate correnti in gioco e della necessità di connessioni più robuste e affidabili, caratteristiche difficili da ottenere con i contatti a molla tipici delle breadboard.



Figura 5.2: Ventola di raffreddamento con dissipatore termico.

Una volta definita la struttura del circuito, il montaggio è stato eseguito seguendo fedelmente lo schema elettrico, installando ogni componente con attenzione sia alla disposizione fisica sia all'ottimizzazione dei collegamenti. Un aspetto particolarmente critico ha riguardato la dissipazione termica del MOSFET di potenza che, operando in regime di commutazione o conduzione continua, può generare una significativa quantità di calore. Per prevenire il surriscaldamento e garantire un funzionamento stabile, abbiamo installato un'aletta di raffreddamento direttamente sul MOSFET, migliorando la dispersione del calore per conduzione e convezione. Inoltre, per aumentare ulteriormente l'efficienza del raffreddamento, è stata integrata una piccola ventola dietro l'aletta, la quale si attiva automaticamente all'accensione del circuito, essendo collegata alla stessa rete di alimentazione del MOSFET. Questo accorgimento riduce il rischio di surriscaldamento e migliora l'affidabilità complessiva del sistema.

Infine, per facilitare il collegamento del circuito con le alimentazioni e la strumentazione di misura, sono state installate apposite morsettiere (o, in alternativa, pin di connessione), rendendo il montaggio più ordinato e agevolando eventuali operazioni di test e manutenzione; l'immagine 5.3 mostra il risultato delle operazioni di montaggio in cui è possibile apprezzare l'insieme dei componenti descritti e le loro connessioni.

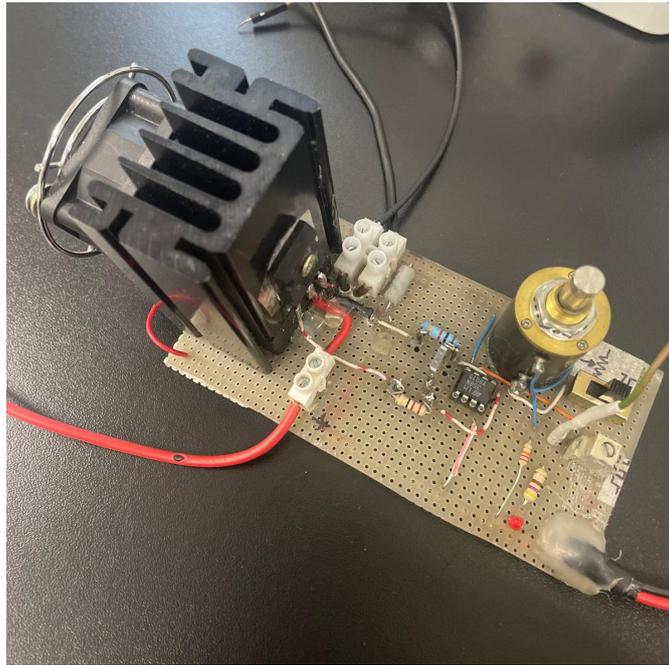
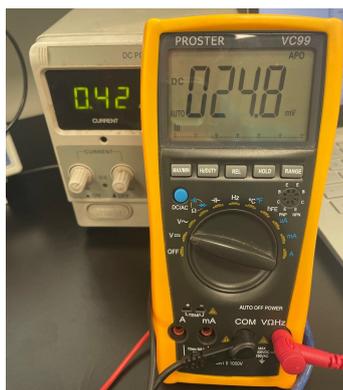


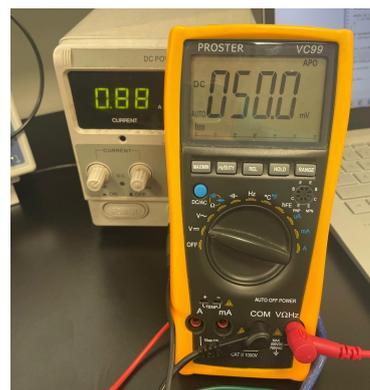
Figura 5.3: Prototipo del circuito del carico attivo montato su basetta millefori.

## 5.2 Comportamento Statico del Circuito

Prima di analizzare la risposta dinamica del circuito, è stata condotta una verifica del comportamento statico, osservando come la corrente assorbita vari in funzione della tensione di ingresso  $V_{IN}$ . Per questo test, sono stati applicati sei valori di tensione di ingresso fissi (25 mV, 50 mV, 100 mV, 200 mV, 250 mV) monitorando i corrispondenti valori di corrente direttamente dall'assorbimento dell'alimentatore.



(a) Statico per  $V_{IN}$  pari a 25 mV.

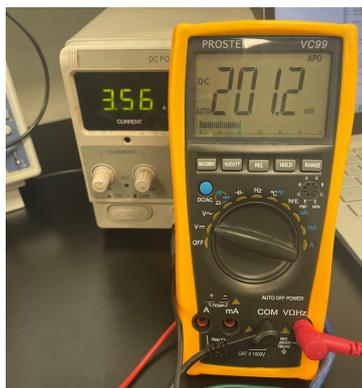


(b) Statico per  $V_{IN}$  pari a 50 mV.

Nella prima coppia di misure, con una tensione di ingresso teorica di 25 mV e 50 mV, si osserva un comportamento che già lascia emergere un certo scostamento tra i valori teorici e quelli misurati. Nell'immagine 5.4a, si nota come la corrente assorbita reale sia inferiore di circa il 16% rispetto a quella teorica. Questo suggerisce che, per basse tensioni di ingresso, il sistema potrebbe introdurre un errore più marcato, probabilmente dovuto alla risoluzione del DAC o a una leggera variazione della resistenza shunt rispetto al valore nominale. Passando alla seconda immagine (figura 5.4b), si può osservare che l'errore si riduce leggermente, assestandosi attorno al 12%; ciò indica che il circuito inizia a comportarsi in maniera più lineare man mano che la tensione aumenta.

(a) Statico per  $V_{IN}$  pari a 100 mV.(b) Statico per  $V_{IN}$  pari a 150 mV.

Osservando ora la seconda coppia di immagini, relative a  $V_{IN}$  pari a 100 mV e 150 mV, il miglioramento continua: l'errore scende rispettivamente al 10% e al 9%, mostrando un andamento più stabile. Nella prima immagine (figura 5.5a), la misura della corrente assorbita risulta più vicina al valore atteso rispetto ai test precedenti, suggerendo che il sistema lavora meglio con tensioni intermedie. Nella seconda immagine, dove la tensione è aumentata a 150 mV, l'errore è il più basso registrato, il che fa pensare che il circuito stia raggiungendo una zona di funzionamento più prevedibile e meno soggetta a deviazioni sistematiche.

(a) Statico per  $V_{IN}$  pari a 200 mV.(b) Statico per  $V_{IN}$  pari a 250 mV.

Nell'ultima coppia di immagini, in cui  $V_{IN}$  è portata a 200 mV e 250 mV, si assiste invece a un'inversione di tendenza. Mentre nelle immagini precedenti l'errore si riduceva progressivamente, qui si osserva un leggero incremento, passando dall'11% per  $V_{IN} = 200$  mV fino a un 13.4% per  $V_{IN} = 250$  mV. Questo risultato potrebbe essere legato a diversi fattori, tra cui possibili effetti termici nel circuito, una non perfetta linearità del MOSFET alle alte correnti o una variazione più evidente della resistenza shunt rispetto al valore nominale.

La seguente tabella riassume i risultati ottenuti:

$V_{IN}(teorica)$ (mV)	$V_{IN}(misurata)$ (mV)	$I_{Abs}(teorica)$ (A)	$I_{Abs}(reale)$ (A)	Errore (%)
25.0	24.8	0.5	0.42	-16.0
50.0	50.0	1.0	0.88	-12.0
100.0	100.1	2.0	1.80	-10.0
150.0	150.5	3.0	2.73	-9.0
200.0	201.2	4.0	3.56	-11.0
250.0	251.6	5.0	4.33	-13.4

Tabella 5.1: Confronto tra corrente assorbita reale e teorica per diversi valori di  $V_{IN}$ .

Analizzando complessivamente le misure, si nota una tendenza chiara: il circuito presenta gli errori maggiori per le tensioni di ingresso più basse e più alte, mentre si comporta in modo più stabile nelle tensioni intermedie; questa distribuzione dell'errore potrebbe essere spiegata da diversi fattori.

Uno dei principali elementi da considerare è la resistenza shunt, che ha un valore nominale di 50 m $\Omega$  ma una tolleranza del  $\pm 10\%$ , il che significa che il suo valore reale potrebbe variare tra 45 m $\Omega$  e 55 m $\Omega$ . Una variazione di questo tipo si riflette direttamente nel calcolo della corrente assorbita, introducendo un margine di errore inevitabile nelle misure. Se la resistenza fosse leggermente superiore a 50 m $\Omega$ , il circuito tenderebbe a sottostimare la corrente assorbita, esattamente come osservato nei risultati.

Un altro aspetto critico riguarda la risposta del MOSFET utilizzato come carico fittizio. Per basse tensioni, il componente potrebbe non lavorare ancora nella sua zona di regime ideale, mentre per tensioni elevate potrebbero emergere fenomeni di riscaldamento o variazioni di resistenza interna che influenzano il comportamento complessivo del circuito.

Per migliorare l'accuratezza delle misure, si potrebbero esplorare diverse soluzioni. Una prima opzione sarebbe quella di applicare una correzione diretta a  $V_{IN}$ , aumentando leggermente la tensione di ingresso in modo da compensare lo scostamento osservato; questa strategia potrebbe essere efficace per ottenere un valore più realistico della corrente assorbita senza necessità di interventi hardware.

Un'alternativa più sofisticata potrebbe essere l'implementazione di una LUT (Look-Up Table) che tenga conto degli scostamenti misurati e permetta di applicare una correzione

dinamica basata sulle condizioni operative; in questo modo, l'algoritmo software potrebbe adattarsi automaticamente a eventuali variazioni di resistenza shunt o non linearità del MOSFET, garantendo una regolazione più precisa della corrente assorbita.

L'analisi dei risultati ha mostrato che la corrente assorbita segue l'andamento atteso, confermando il corretto funzionamento del circuito. Tuttavia, è emersa una sottostima sistematica della corrente, che si manifesta già a tensioni di ingresso basse e tende a mantenersi su livelli rilevanti anche per valori più elevati. In generale, il circuito si comporta in modo coerente con il modello teorico, e le discrepanze in questa sede rientrano in un intervallo accettabile, confermando la sua affidabilità come emulatore di carico attivo.

### 5.3 Comportamento Dinamico del Circuito

Un'analisi fondamentale per valutare il comportamento dinamico del circuito è lo studio della sua risposta al gradino, ovvero il modo in cui il sistema reagisce a variazioni improvvise dell'ingresso. Questo test è essenziale per comprendere la rapidità con cui il circuito si adatta ai cambiamenti e per identificare eventuali instabilità o problemi di risposta.

#### 5.3.1 Risposta al Gradino - Configurazione Iniziale

Per questa verifica, il circuito è stato sollecitato applicando in ingresso un'onda quadra (traccia gialla dell'oscilloscopio) con duty cycle al 50% e frequenza 500 Hz per ampiezze pari a 50 mV, 100 mV e 200 mV; la corrente assorbita è stata misurata indirettamente osservando la tensione sulla resistenza di shunt (traccia blu). Idealmente, la corrente avrebbe dovuto seguire fedelmente l'andamento dell'ingresso, con un ritardo minimo e senza oscillazioni indesiderate.

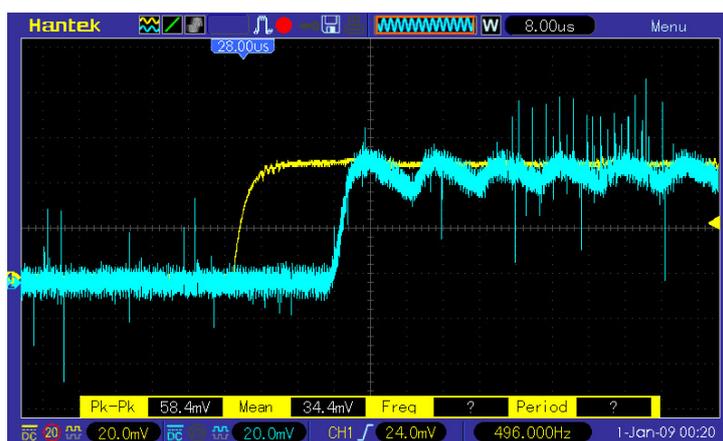


Figura 5.7: Fronte di salita per  $V_{IN} = 50$  mV, configurazione iniziale.

L'immagine 5.7 mostra che, fin dai primi test, anche per tensioni di ingresso pari a 50 mV (a cui corrispondono correnti di circa 1 A), emerge un comportamento anomalo: il segnale di uscita, invece di variare in modo netto e pulito, presenta un elevato livello di rumore e, soprattutto, un chiaro comportamento oscillatorio, segno che il circuito è affetto da instabilità.

Un'ulteriore considerazione che possiamo effettuare in questa sede è relativa al ritardo con cui l'uscita raggiunge il valore dell'ingresso che, come mostra la medesima immagine, si aggira intorno a circa 20  $\mu$ s. Sebbene questo sia un risultato compatibile con le specifiche del sistema, occorre tenerne traccia in fase di analisi e di confronto con i risultati ottenuti dalle modifiche successive, che verranno a breve implementate per migliorare la qualità della risposta dinamica del circuito.

Inoltre, come mostrano le due immagini successive 5.8 e 5.9, aumentando l'ampiezza dell'ingresso  $V_{IN}$  (e quindi la corrente assorbita dal MOSFET) il fenomeno delle oscillazioni diventa sempre più marcato. Questo indica che il problema non è legato a un singolo componente, ma a una questione più profonda di dinamica del sistema [21].



Figura 5.8: Fronte di salita per  $V_{IN} = 100$  mV, configurazione iniziale.

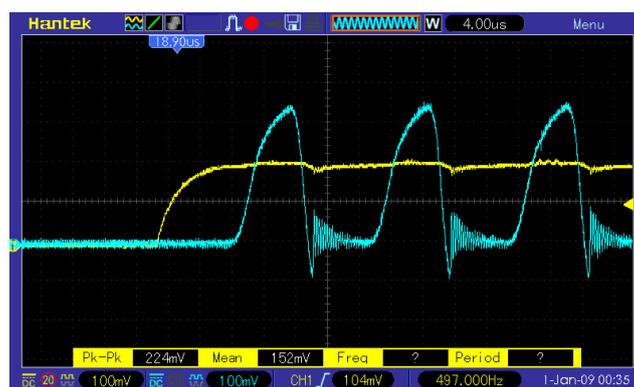


Figura 5.9: Fronte di salita per  $V_{IN} = 200$  mV, configurazione iniziale.

L'origine di questa instabilità può essere ricondotta a più fattori:

- Il primo è legato alla presenza di capacità parassite nel MOSFET, in particolare la capacità gate-drain e la capacità gate-source, che influenzano la velocità con cui il transistor può commutare. L'operazionale LM358N, che regola con la sua uscita la tensione di gate del MOSFET, deve quindi confrontarsi con un carico che non è puramente resistivo, ma che possiede una componente capacitiva significativa. Questo può portare a fenomeni di sovraelongazione o addirittura a oscillazioni sostenute, poiché il sistema di retroazione può introdurre fasi di ritardo eccessive nel segnale di controllo.
- Un secondo fattore è la presenza di induttanze parassite nel circuito, dovute sia ai cablaggi che alla stessa disposizione fisica dei componenti. Queste induttanze, se combinate con le capacità parassite, possono formare circuiti risonanti che amplificano le oscillazioni invece di smorzarle.
- Infine, anche una mancata compensazione in frequenza dell'operazionale può aver giocato un ruolo chiave: senza un'adeguata gestione delle alte frequenze, il guadagno del loop di retroazione può risultare eccessivo a certe frequenze, portando a un comportamento instabile.

Per cercare di mitigare questi problemi, il circuito è stato progressivamente modificato e testato in una versione successiva migliorata.

### 5.3.2 Risposta al Gradino - Configurazione Finale

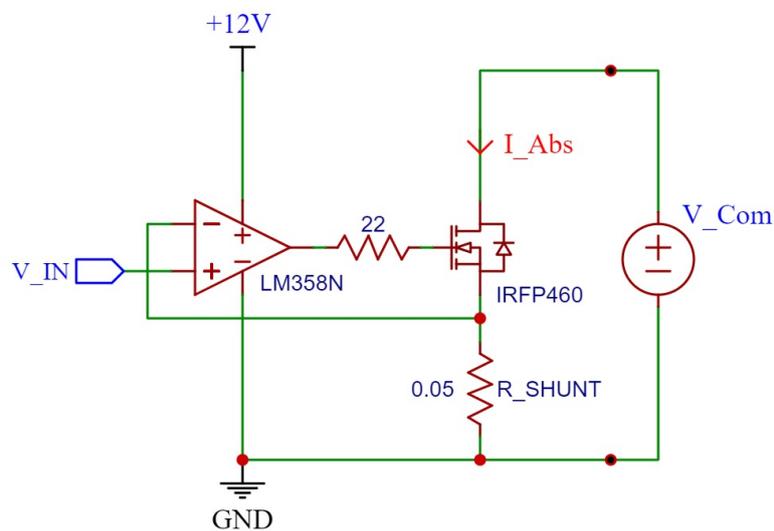


Figura 5.10: Schematico del circuito del carico attivo con resistenza sul gate.

Nella prima versione, ovvero il circuito iniziale senza alcuna correzione, le oscillazioni erano molto evidenti, e il segnale di uscita risultava estremamente rumoroso. Il MOSFET, essendo pilotato direttamente dall'operazionale, veniva comandato con una velocità eccessiva, amplificando gli effetti negativi della sua capacità di gate. Inoltre, l'assenza di una compensazione adeguata nell'anello di retroazione rendeva il sistema particolarmente sensibile a eventuali disturbi ad alta frequenza.

Per affrontare il primo di questi due problemi, è stata introdotta una resistenza da  $22\ \Omega$  tra l'uscita dell'operazionale e il gate del MOSFET (figura 5.10). Questa modifica ha avuto un effetto immediato: riducendo la velocità di variazione della tensione di gate, ha contribuito a limitare l'influenza delle capacità parassite del MOSFET. Inoltre, possiamo notare che l'uscita raggiunge il livello dell'ingresso in un tempo molto simile alla configurazione precedente, che non prevede l'utilizzo di questa resistenza; per tali considerazioni possiamo, dunque, concludere che questa modifica non apporta particolari miglioramenti o peggioramenti sulla reattività del circuito.

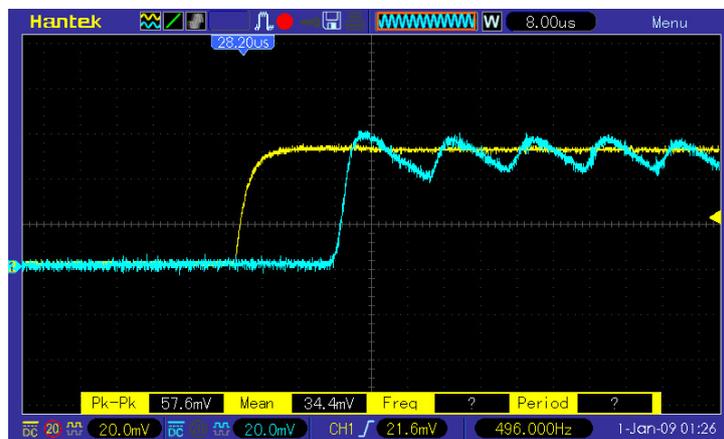


Figura 5.11: Fronte di salita per  $V_{IN} = 50\ \text{mV}$ , configurazione migliorata.

Come si evince dall'immagine 5.11, in pratica, la resistenza ha agito come un filtro passivo, impedendo che il MOSFET venisse pilotato troppo rapidamente e rendendo la risposta più controllata. L'effetto visibile è stato una riduzione del rumore sulla traccia di uscita, anche se il problema delle oscillazioni, come mostrano le immagini seguenti 5.12 e 5.13, all'aumentare della tensione di ingresso persiste, e non è ancora risolto.

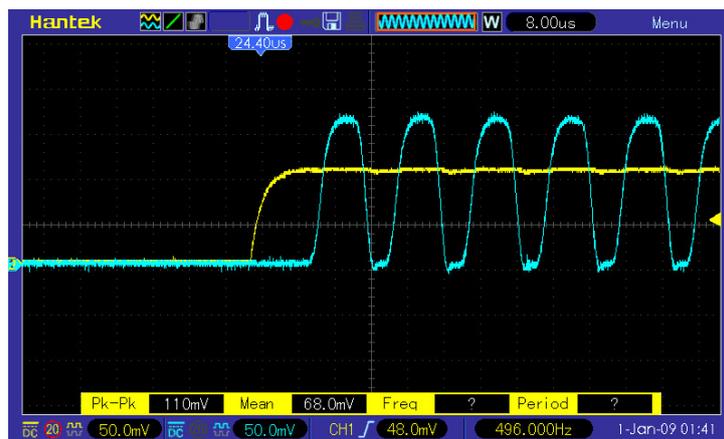


Figura 5.12: Fronte di salita per  $V_{IN} = 100$  mV, configurazione migliorata.

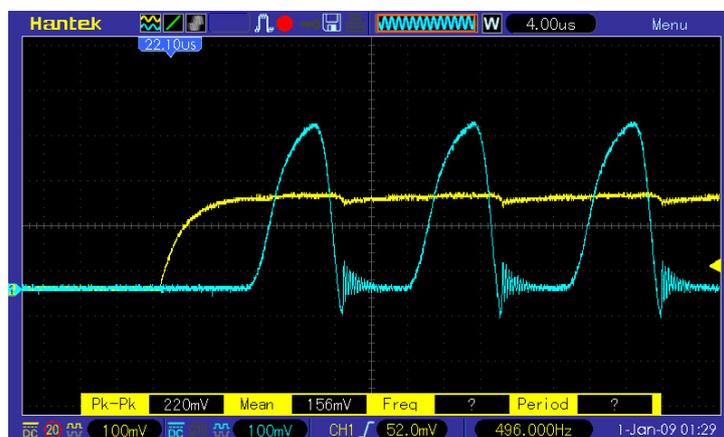


Figura 5.13: Fronte di salita per  $V_{IN} = 200$  mV, configurazione migliorata.

Per stabilizzare ulteriormente il sistema, sono state introdotte due modifiche finali:

- La prima è stata l'aggiunta di una resistenza da  $1\text{ k}\Omega$  nell'anello di retroazione, tra il punto in cui si misura la tensione sulla resistenza di shunt e l'ingresso invertente dell'operazionale. Questo ha permesso di modificare la dinamica della retroazione, riducendo il guadagno in continua e introducendo una leggera attenuazione alle alte frequenze, migliorando così la stabilità generale.
- La seconda modifica riguarda l'inserimento di un condensatore da  $1\text{ nF}$  tra l'uscita dell'operazionale e il suo ingresso invertente, creando una compensazione in frequenza più efficace. Questo condensatore agisce come un filtro passa-basso, riducendo drasticamente le oscillazioni indesiderate ad alta frequenza e migliorando il comportamento dinamico del circuito.

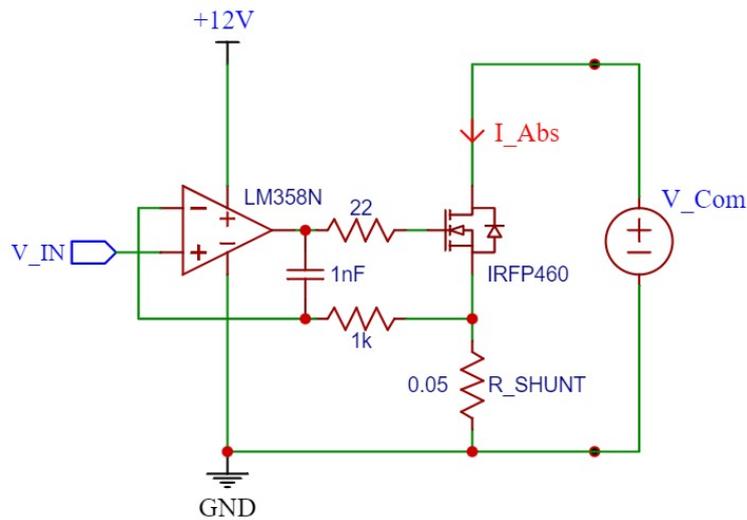


Figura 5.14: Schematico del circuito del carico attivo in versione finale.

L'effetto combinato di queste ultime due modifiche è stato significativo: nell'ultima versione del circuito, come mostrato dall'immagine 5.15, la forma d'onda di uscita risulta stabile e priva di oscillazioni, segno che il problema è stato efficacemente risolto. Da questa acquisizione, tuttavia, è possibile notare un peggioramento in termini di latenza tra ingresso e uscita, che è quasi raddoppiata rispetto alla configurazione iniziale e si aggira intorno a  $40 \mu\text{s}$ .

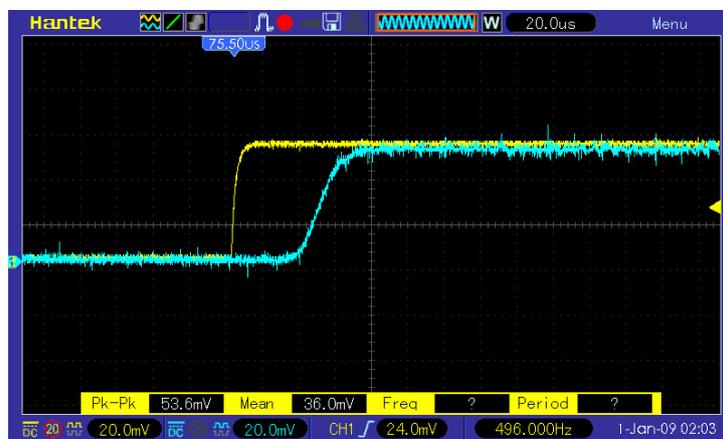


Figura 5.15: Fronte di salita per  $V_{IN} = 50 \text{ mV}$ , configurazione finale.

Questo risultato è in linea con le considerazioni dovute alle modifiche di filtraggio che sono state adottate e apre una parentesi interessante sul trade-off tra stabilità e velocità che può essere ulteriormente approfondita in un'analisi successiva in merito a determinate applicazioni per le quali si vuole prediligere una di queste due caratteristiche piuttosto che l'altra.

Questa progressione ha messo in evidenza l'importanza di considerare non solo le caratteristiche statiche di un circuito, ma anche il suo comportamento dinamico. Le capacità parassite, le induttanze di collegamento e la corretta compensazione in frequenza sono tutti elementi che, se trascurati, possono compromettere seriamente il funzionamento di un sistema di controllo della corrente come quello realizzato.

Le modifiche spiegate in questa sezione hanno permesso di rendere il circuito più prevedibile e affidabile, evitando fenomeni di instabilità e garantendo una risposta fedele ai segnali di ingresso; le due immagini che seguono 5.16 e 5.17, mostrano che il circuito è in grado di mantenere queste nuove caratteristiche in termini di stabilità anche quando viene sottoposto a tensioni di ingresso maggiori.

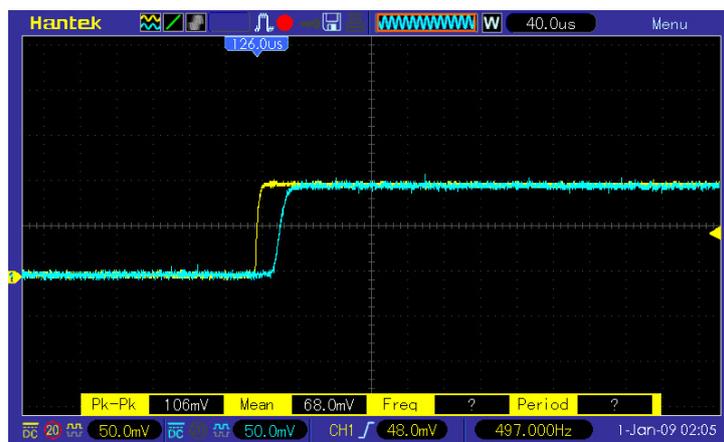


Figura 5.16: Fronte di salita per  $V_{IN} = 100$  mV, configurazione finale.

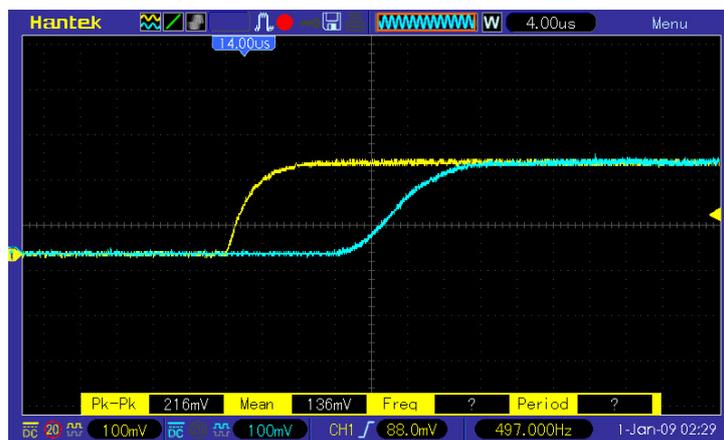


Figura 5.17: Fronte di salita per  $V_{IN} = 200$  mV, configurazione finale.

## 5.4 Emulazione del Profilo Resistivo & Algoritmo di Correzione

Il comportamento che desideriamo emulare in questa sede con il nostro circuito è quello resistivo, un modello semplice e intuitivo. Un resistore, quando sottoposto a una tensione, assorbe una corrente che dipende dal valore della resistenza stessa, secondo la legge di Ohm:

$$I = \frac{V}{R} \quad (5.1)$$

Nel nostro caso, per emulare un comportamento simile, abbiamo scelto una resistenza target di  $1\ \Omega$ . Questo ci permette di semplificare i calcoli e di lavorare con un valore facilmente gestibile e comprensibile. Il circuito deve essere configurato in modo da regolare la corrente assorbita in base alla tensione applicata al carico e attraverso la lettura del valore target di resistenza di cui si intende emulare il modello di assorbimento.

Il lato di comando del circuito viene quindi sottoposto ad una tensione di carico  $V_{Comando}$  (come vedremo per tensioni pari prima a 1 V, poi a 2 V e, infine, a 3 V). Con queste ipotesi possiamo calcolare la corrente target che dobbiamo assorbire nel nostro sistema, andando a fare il rapporto tra il valore di questa tensione di carico  $V_{Comando}$  e il valore della  $R_{target}$ :

$$I_{Target} = \frac{V_{Comando}}{R_{Target}} \quad (5.2)$$

L'immagine seguente (figura 5.18) mostra la configurazione del circuito; è possibile notare che il sistema deve essere in grado di prelevare ed elaborare questa tensione di carico; collegando, infatti, il drain del MOSFET all'ingresso ADC della scheda, è possibile ottenere questa informazione.

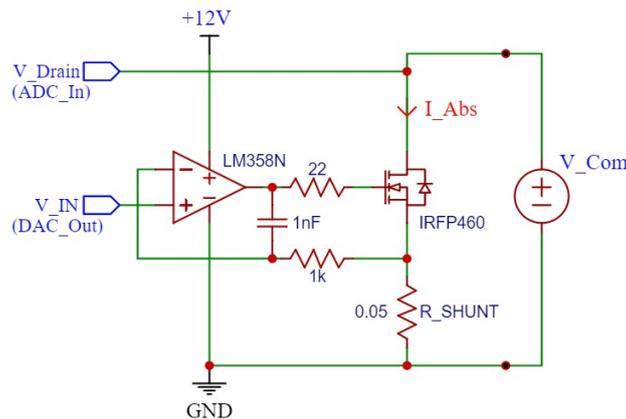
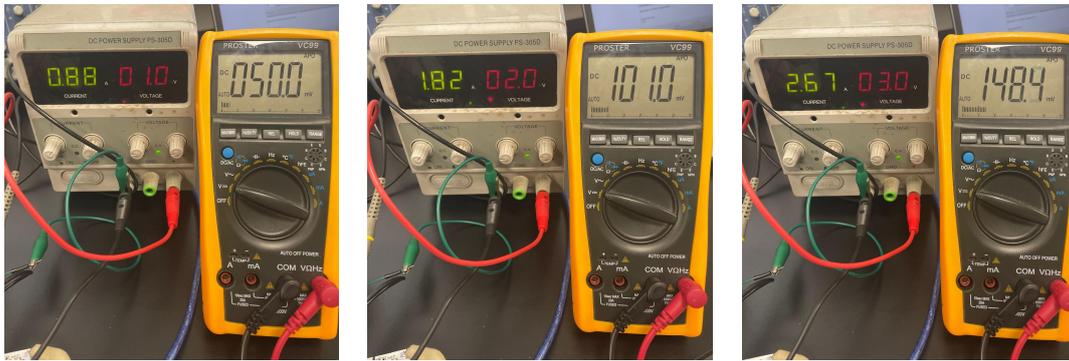


Figura 5.18: Schema circuito per emulazione modello resistivo.

La tensione di carico viene imposta tramite un alimentatore esterno e può essere dunque opportunamente regolata; per esempio, con una resistenza target di  $1\ \Omega$ , impostando una tensione  $V_{Comando}$  pari a  $1\ \text{V}$ , la corrente target risultante sarà:

$$I_{Target} = \frac{V_{Comando}}{R_{Target}} = \frac{1\ \text{V}}{1\ \Omega} = 1\ \text{A} \quad (5.3)$$

Una volta che abbiamo ricavato il valore di  $I_{Target}$  calcolato a partire da questi parametri, il prossimo passo è quello di utilizzare il DAC del microcontrollore per generare la tensione analogica  $V_{IN}$  che provochi questo stesso assorbimento di corrente da parte del circuito, tenendo presente la solita formula 4.1 che regola il suo funzionamento.



(a) Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a  $1\ \text{V}$  e resistenza target pari a  $1\ \Omega$ .

(b) Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a  $2\ \text{V}$  e resistenza target pari a  $1\ \Omega$ .

(c) Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a  $3\ \text{V}$  e resistenza target pari a  $1\ \Omega$ .

Le tre acquisizioni sovrastanti (figure 5.19a, 5.19b e 5.19c), corrispondenti a diverse tensioni di comando, mettono in evidenza un andamento della corrente assorbita coerente con le aspettative, anche se con le medesime considerazioni sull'errore sistematico affrontate nell'analisi statica del circuito. In particolare, la corrente misurata risulta inferiore rispetto al valore teorico, con uno scostamento compreso tra il 9% e il 12%; questo comportamento indica che il circuito, pur mantenendo un andamento generale corretto, presenta una discrepanza nella regolazione della corrente. I risultati di queste misure sono riassunti nella tabella 5.2.

$R_{Target}$ ( $\Omega$ )	$V_{Comando}$ (V)	$V_{IN}$ (teorica) (mV)	$V_{IN}$ (misurata) (mV)	$I_{Abs}$ (teorica) (A)	$I_{Abs}$ (reale) (A)	Errore (%)
1.0	1.0	50.0	50.0	1.0	0.88	-12.0
1.0	2.0	100.0	101.0	2.0	1.82	-9.0
1.0	3.0	150.0	148.4	3.0	2.67	-11.0

Tabella 5.2: Risultati sperimentali per diverse tensioni di carico  $V_{Comando}$  su resistenza target di  $1\ \Omega$

Per ridurre l'errore sulla corrente reale assorbita, si è deciso di intervenire direttamente sull'algoritmo software, come già ipotizzato precedentemente. Con un'opportuna modifica del software di controllo, infatti, i nuovi dati acquisiti (figure 5.20a, 5.20b e 5.20c) mostrano un significativo miglioramento dell'errore, che ora è ridotto entro un intervallo compreso tra l'8% e il 3%. Questo dimostra che l'approccio adottato ha portato a una regolazione più precisa della corrente assorbita, rendendo il sistema più aderente al comportamento resistivo desiderato.



(a) Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 1 V, resistenza target pari a 1  $\Omega$  e ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .

(b) Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 2 V, resistenza target pari a 1  $\Omega$  e ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .

(c) Emulazione comportamento resistivo per  $V_{Comando}$  pari a 3 V, resistenza target pari a 1  $\Omega$  e ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .

I nuovi risultati di queste misure sono riassunti nella seguente tabella 5.3:

$R_{Target}$ ( $\Omega$ )	$V_{Comando}$ (V)	$V_{IN}$ (teorica) (mV)	$V_{IN}$ (misurata) (mV)	$I_{Abs}$ (teorica) (A)	$I_{Abs}$ (reale) (A)	Errore (%)
1.0	1.0	50.0	54.3	1.0	0.92	-8.0
1.0	2.0	100.0	109.1	2.0	1.91	-4.5
1.0	3.0	150.0	165.4	3.0	2.91	-3.0

Tabella 5.3: Risultati sperimentali per diverse tensioni di carico  $V_{Comando}$  su resistenza target di 1  $\Omega$  con ottimizzazione sulla  $V_{IN}$ .

In generale, le ultime misure confermano che il comportamento resistivo del circuito risulta ben definito e più affidabile dopo la correzione. Il miglioramento della precisione nella regolazione della corrente rende il sistema più adatto all'emulazione di carichi controllati con maggiore accuratezza. Sebbene sia ancora presente un minimo scostamento rispetto ai valori teorici, la variazione rientra in un margine accettabile, confermando l'efficacia dell'intervento software e la buona stabilità del circuito in condizioni operative diverse.

## 5.5 Emulazione del Profilo dell'Iniettore

L'ultimo step del lavoro di tesi riguarda proprio l'emulazione di un iniettore automotive elettromagnetico, superando il modello semplificato della resistenza target analizzato nella sezione precedente.

### 5.5.1 Uno Sguardo alla Realtà

Per comprendere meglio l'obiettivo dell'emulazione che riguarda il comportamento di questi oggetti, si può fare riferimento all'immagine 4.4 presente nel capitolo riguardante la progettazione del circuito, che mostra un tipico profilo di assorbimento della corrente da parte di un iniettore.

Come si evince dall'immagine, infatti, l'andamento della corrente assorbita dall'iniettore segue nei tratti di salita e di discesa il modello esponenziale tipico dei circuiti RL, proprio come quelli che implementano la meccanica e il funzionamento di questi dispositivi. Come anticipato, la fase iniziale è caratterizzata da un rapido aumento della corrente che, in questo caso, raggiungere addirittura un valore pari a 19 A. Il picco viene raggiunto con un andamento esponenziale, caratterizzato da una certa costante tempo e, in maniera analoga, la corrente poi decade fino ad un certo livello di mantenimento. Il risultante "spike" di corrente iniziale serve ad aprire molto velocemente lo spillo del dispositivo per dar via all'iniezione. La durata della fase di mantenimento, invece, può variare rispetto alle diverse esigenze e situazioni. Per questo modello, notiamo che la corrente di mantenimento si riduce a circa 10.5 A e rimane costante per un intervallo di 2-3 ms, prima che l'iniettore venga spento.

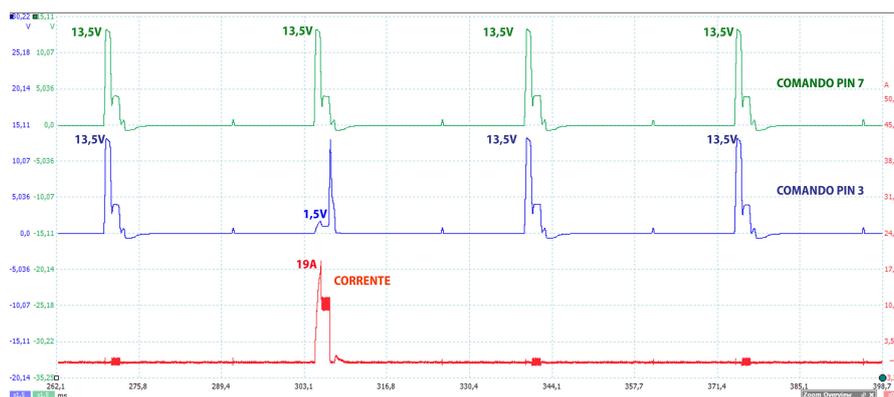


Figura 5.21: Scenario reale di interfaccia tra centralina e iniettore.

L'immagine sovrastante (figura 5.21) amplia il contesto dell'illustrazione 4.4 e fornisce una visione più chiara riguardo il funzionamento reale dell'iniettore e sull'interfaccia tra quest'ultimo e la centralina. La ECU, infatti, invia due segnali ai terminali del dispositivo e la loro tensione differenziale ne determina l'attivazione. In condizioni di riposo, quando la differenza di potenziale tra i due segnali è nulla, l'iniettore rimane inattivo e non assorbe corrente. Nel momento in cui la ECU genera un'ampia differenza di potenziale, si verifica il picco di assorbimento, che corrisponde all'apertura dello spillo. Successivamente, questa tensione viene ridotta per mantenere l'iniezione attiva, stabilizzando l'assorbimento di corrente. Infine, la differenza di tensione tra i terminali torna a zero, provocando la chiusura del meccanismo e, quindi, lo spegnimento del dispositivo.

### 5.5.2 La Tensione di Comando & Vincoli di Progetto

Anche in questa fase dell'esperienza, il circuito è stato utilizzato limitando la dinamica di assorbimento tra 0 e 5 A, scalando opportunamente il profilo target in questo range, ma cercando comunque di mantenere la sua corretta temporizzazione. La tensione di comando, invece, ha richiesto un'ulteriore semplificazione: il circuito non è predisposto per rilevare una tensione differenziale e l'ADC della scheda ha una dinamica di 0-3.3 V. Per queste motivazioni, alle quali si aggiunge anche l'impossibilità di configurare una centralina reale (non avendola a disposizione), si è scelto di generare direttamente la tensione di comando tramite la scheda, riconfigurando anche il segnale di comando con delle agevolazioni in termini di dinamica e di profilo:

- Per quando riguarda la dinamica della tensione di comando, trovandoci ormai scostati dal contesto reale appena descritto, si è convenuto fosse comodo sceglierla in maniera idonea per essere accolta dall'ADC della scheda e, per questo motivo, la scelta è ricaduta sul range 0-3 V.
- Per riprodurre il profilo della tensione di comando, invece, si è adottata una strategia basata su una forma d'onda "a gradini" che, presumibilmente, si avvicina al comportamento complessivo della situazione reale. Per via dei limiti imposti sull'assorbimento di corrente, per i quali la tensione di ingresso  $V_{IN}$  al circuito analogico dev'essere nel range 0-250 mV, è necessario introdurre un rapporto di scala costante pari, in questo caso, a 1/12 tra il segnale di comando e quello di ingresso; in altre parole: quando  $V_{Comando}$  raggiunge il livello massimo (pari a 3 V), anche la  $V_{IN}$  deve raggiungere il suo massimo valore (pari a 250 mV, cioè 5 A); grazie a questo fattore di scala, qualsiasi livello di  $V_{Comando}$  viene corrisposto ad un valore di  $V_{IN}$  congruo con la dinamica desiderata.

Tornando al profilo target che stiamo cercando di emulare, come detto, osserviamo che la corrente di mantenimento si stabilizza intorno a 10,5 A. Nel profilo target "scalato" questa corrente corrisponde a circa 2,75 A che devono essere assorbiti andando ad impostare una  $V_{IN}$  pari a 137,5 mV. Tenendo conto del fattore di scala, questo corrisponde ad avere un segnale di comando che nella fase di mantenimento scende a 1,65 V.

Arrivati a questo punto, grazie a queste considerazioni, possiamo ricapitolare come è strutturato il profilo del segnale di comando che risulta essere così fatto (figura 5.22):

- Parte da 0, sale a 3 V e mantiene questo valore costante per circa 0,5 ms.
- Dopo di che il segnale scende a 1,65 V e mantiene questo livello per circa 2,5 ms.
- Infine, scende a 0 V e il ciclo si ripete.

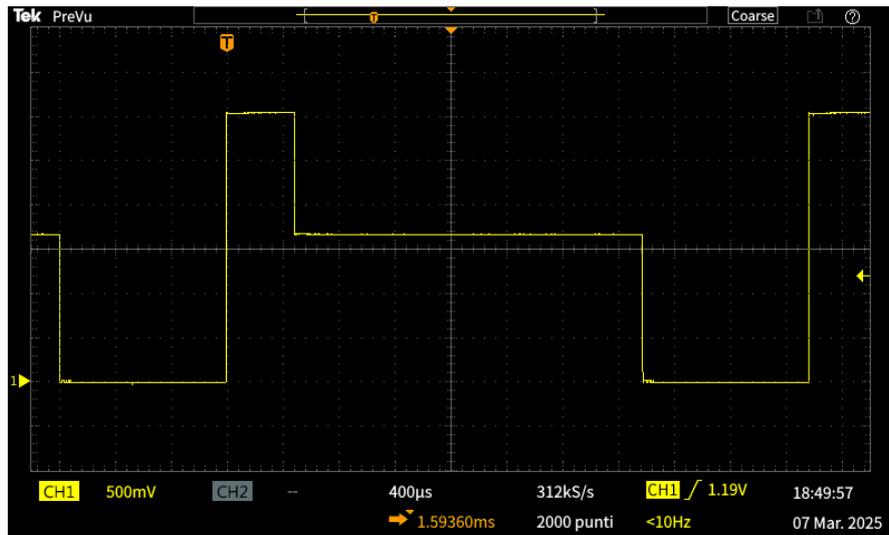


Figura 5.22: Profilo del segnale di comando.

### 5.5.3 Implementazione Firmware del Modello di un Iniettore

L'implementazione della tensione  $V_{IN}$  si basa su un modello matematico che descrive la naturale evoluzione dinamica di un circuito RL. In un sistema fisico, quando si applica una variazione di tensione, questa non viene seguita istantaneamente dal circuito, ma si sviluppa nel tempo secondo un andamento esponenziale. Questo comportamento è descritto dall'equazione differenziale che governa la risposta di un sistema del primo ordine:

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{V - V_{Target}}{\tau} \quad (5.4)$$

dove  $V_{Target}$  rappresenta il valore finale che la tensione dovrà raggiungere,  $V$  è il valore istantaneo del segnale e  $\tau$  è la costante di tempo del sistema, la quale determina la velocità con cui la tensione converge verso il suo valore target.

Un sistema si dice del primo ordine quando la sua dinamica è descritta da un'equazione differenziale che contiene solo la derivata prima della variabile di interesse rispetto al tempo. Ciò implica che la risposta del sistema dipende esclusivamente dallo stato attuale della variabile e non da accelerazioni o oscillazioni dovute a effetti di ordine superiore. I sistemi del primo ordine sono caratterizzati da un'evoluzione esponenziale verso un valore di equilibrio, senza sovraelongazioni o oscillazioni.

Per risolvere l'equazione differenziale precedente, si procede separando le variabili:

$$\frac{dV}{V - V_{Target}} = -\frac{dt}{\tau} \quad (5.5)$$

Integrando entrambi i membri:

$$\int \frac{dV}{V - V_{\text{target}}} = - \int \frac{dt}{\tau} \quad (5.6)$$

otteniamo:

$$\ln |V - V_{\text{Target}}| = -\frac{t}{\tau} + C \quad (5.7)$$

Esponenziando entrambi i lati, si ottiene:

$$V - V_{\text{Target}} = C' e^{-t/\tau} \quad (5.8)$$

Determinando la costante  $C'$  imponendo la condizione iniziale  $V(0) = V_{\text{Current}}$ , si ottiene la soluzione finale:

$$V_{\text{IN}}(t) = V_{\text{Target}} + (V_{\text{Current}} - V_{\text{Target}}) \cdot e^{-t/\tau} \quad (5.9)$$

Questa formula rappresenta l'andamento esponenziale che permette di modellare il comportamento della tensione nel tempo. Nel contesto della nostra emulazione, questa equazione viene utilizzata per determinare come  $V_{\text{IN}}$  debba evolversi in risposta ai cambiamenti del segnale di comando  $V_{\text{Comando}}$ .

Questo stesso modello matematico si applica non solo ai circuiti RL, ma a tutti i sistemi fisici del primo ordine che rispondono in modo esponenziale a una variazione di input. Un altro esempio emblematico di altri fenomeni che seguono la stessa legge riguarda il processo di carica e scarica di un condensatore in un circuito RC, dove la tensione ai capi del condensatore segue un andamento esponenziale.

La parametrizzazione della funzione è stata studiata per garantire un comportamento realistico e adattabile. Un primo aspetto fondamentale riguarda l'uso di due costanti di tempo distinte, una per la fase di salita ( $\tau_{\text{up}}$ ) e una per la fase di discesa ( $\tau_{\text{down}}$ ). Questa distinzione è necessaria poiché la fase di crescita della tensione risulta solitamente più lenta rispetto alla fase di decadimento, caratteristica tipica di un circuito RL in cui l'energia accumulata nella bobina viene rilasciata più rapidamente rispetto al tempo impiegato per la sua carica.

Un ulteriore elemento chiave della parametrizzazione riguarda, come anticipato, la scalabilità della tensione di comando. Nel firmware, il valore massimo di  $V_{\text{Comando-max}}$  non è fisso, ma può essere configurato per adattarsi a segnali con dinamiche diverse (ad esempio 0-3 V, 0-5 V o altro). La tensione  $V_{\text{IN}}$  viene poi ottenuta applicando un fattore di scala parametrizzabile, che permette di regolare il rapporto tra  $V_{\text{Comando}}$  e  $V_{\text{IN}}$ , rendendo il sistema flessibile a differenti configurazioni sperimentali.

A queste considerazioni va aggiunta anche la correzione firmware sviluppata nella sezione precedente che prevede un incremento del 10% sulla tensione  $V_{IN}$  in uscita dal DAC per migliorare l'errore sull'assorbimento dovuto alla tolleranza della resistenza di shunt.

Dal punto di vista del firmware, il calcolo di  $V_{IN}$  avviene in tempo reale. Ogni volta che  $V_{Comando}$  cambia, il microcontrollore rileva questa variazione e aggiorna  $V_{IN}$  applicando l'equazione esponenziale con il corretto valore di  $\tau$  in base alla direzione della transizione (salita o discesa). Il valore calcolato viene poi inviato al DAC, il quale aggiorna l'uscita analogica garantendo un comportamento dinamico senza transizioni istantanee.

Grazie a questa strategia, il sistema è in grado di riprodurre fedelmente il comportamento di un iniettore automotive, fornendo una rappresentazione realistica dell'assorbimento di corrente in funzione della tensione di comando. Inoltre, la parametrizzazione permette di ottimizzare la risposta dinamica in base alle esigenze dell'esperimento, garantendo un'elevata versatilità e adattabilità a diverse configurazioni di test.

#### 5.5.4 Test & Risultati Finali

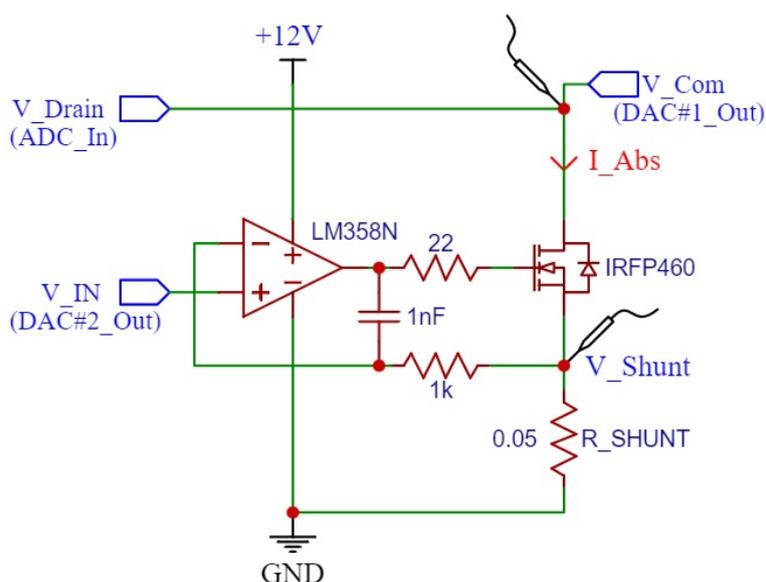


Figura 5.23: Schematico del circuito per emulazione modello iniettore.

Fatto ciò si procede a collegare il circuito per la fase di test: anche questa volta, il segnale di comando (generato sulla prima uscita DAC della scheda) viene prelevato dal drain del MOSFET e viene mandato in ingresso all'ADC che lo elabora e pilota la corretta  $V_{IN}$  (sulla seconda uscita DAC) verso il circuito analogico. L'immagine seguente (figura 5.24) mostra il risultato di questa emulazione:

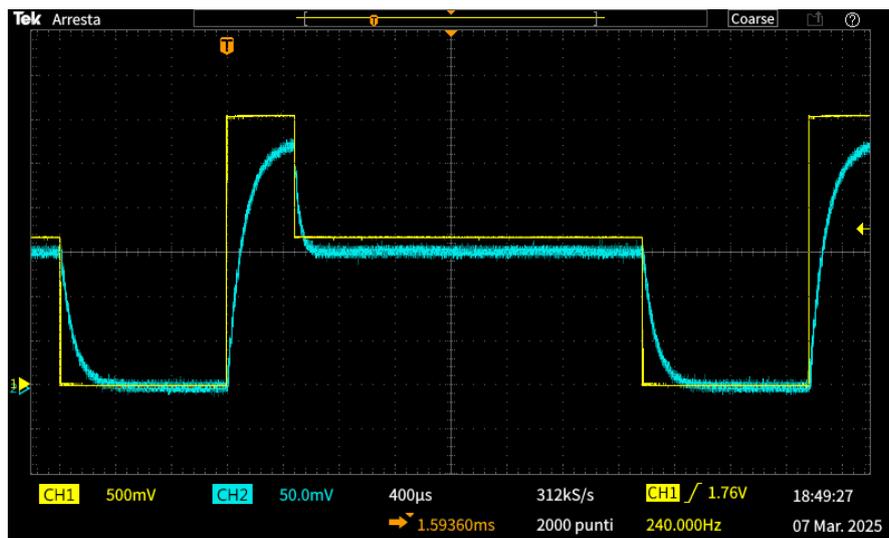


Figura 5.24: Emulazione del modello di assorbimento di corrente di un iniettore.

Le due tracce presenti sull'oscilloscopio mostrano i segnali di interesse: in particolare osserviamo prima la traccia gialla che rappresenta correttamente la  $V_{Comando}$  per com'è stata costruita; la traccia blu, invece, è la tensione sulla resistenza di shunt che, come per le esperienze precedenti, ci permette di ricavare (per proporzionalità diretta) la corrente assorbita. Possiamo notare che il profilo di corrente identificato è corretto rispetto alle previsioni e in particolare osserviamo che:

- Mentre  $V_{Comando}$  applica il livello alto a 3 V,  $V_{Shunt}$  impiega circa 0,5 ms per raggiungere 275 mV (250 mV + 10% per compensare la tolleranza della  $R_{Shunt}$ ).
- Quando  $V_{Comando}$  scende a 1.65 V,  $V_{Shunt}$  impiega qualche centinaia di us per portarsi a circa 150 mV (137.5 mV + 10%); in questo modo osserviamo che lo "spike" di corrente inizia e si esaurisce in meno di un 1 ms.
- La fase di mantenimento risulta corretta dal momento che  $V_{Shunt}$  si mantiene a 150 mV per poco meno di 2,5 ms.
- Infine, quando  $V_{Comando}$  torna a 0 V, anche  $V_{Shunt}$  decade fino ad azzerarsi.

L'emulazione realizzata ha permesso di replicare fedelmente il comportamento di un iniettore automotive, adattandosi ai vincoli imposti dalla strumentazione disponibile. Attraverso un'accurata progettazione del segnale di comando e un opportuno fattore di scala, è stato possibile ottenere un profilo di assorbimento di corrente coerente con quello osservato nei sistemi reali. Il circuito ha dimostrato di rispondere correttamente alle transizioni della tensione di comando, riproducendo sia la fase di picco che quella di mantenimento, rispettando le tempistiche attese.

L'analisi del segnale acquisito ha confermato che l'andamento della corrente assorbita segue il comportamento previsto, con tempi di risposta compatibili con quelli del modello target. Inoltre, il metodo adottato per la generazione del segnale di comando ha dimostrato di essere efficace nel riprodurre le fasi principali del funzionamento dell'iniettore, pur con le semplificazioni introdotte. Questo risultato evidenzia la capacità del circuito di adattarsi a profili di assorbimento più complessi rispetto ai semplici carichi resistivi considerati nelle fasi precedenti, aprendo la possibilità di ulteriori affinamenti nella regolazione della risposta dinamica e nella gestione delle transizioni.

## Capitolo 6

# Risultati, Conclusioni e Sviluppi Futuri

### 6.1 Risultati Ottenuti

Il lavoro svolto in questa tesi si inserisce nel contesto delle metodologie di testing per sistemi automotive, in particolare nell'ambito dell'Hardware-In-The-Loop, che consente di validare componenti elettronici e software di controllo in ambienti simulati, riducendo costi e rischi associati alla sperimentazione su veicoli reali. L'obiettivo principale del progetto è stato lo sviluppo di un emulatore di carico attivo programmabile, capace di riprodurre fedelmente il comportamento elettrico di attuatori come gli iniettori automotive. Questo dispositivo rappresenta una soluzione efficace per testare il software di gestione delle ECU in scenari realistici, senza la necessità di collegare attuatori fisici che potrebbero operare in condizioni non ottimali o difficilmente riproducibili in laboratorio.

Nel corso della tesi sono state affrontate diverse fasi di sviluppo, partendo dalla progettazione e implementazione del circuito elettronico, fino alla realizzazione di un firmware avanzato per il controllo della tensione di ingresso  $V_{IN}$ . Inizialmente è stato emulato il comportamento di un carico resistivo, garantendo che il circuito rispondesse in modo lineare alla tensione di comando  $V_{Comando}$ . Successivamente, l'emulatore è stato esteso per replicare il profilo di corrente di un iniettore, caratterizzato da una fase di picco seguita da una fase di mantenimento. Attraverso un modello matematico basato su equazioni del primo ordine, è stato possibile generare transizioni esponenziali tra i livelli di corrente, ottenendo una risposta dinamica coerente con quella di un circuito RL reale.

Durante lo sviluppo, sono emerse alcune difficoltà tecniche sia nel comportamento statico che in quello dinamico del sistema. Per quanto riguarda il comportamento statico, si è riscontrato che la tolleranza della resistenza di shunt introduceva un errore significativo nell'assorbimento di corrente previsto. Per risolvere questo problema, è stata implementata una correzione firmware che prevede un incremento del 10% della tensione di ingresso  $V_{IN}$ , compensando così la tolleranza del componente. Dal punto di vista dina-

mico, invece, le criticità relative a comportamenti oscillatori o alla presenza di rumore sul segnale di uscita, sono state superate tramite l'aggiunta di opportuni filtri, mantenendo comunque una latenza idonea rispetto agli obiettivi. Nonostante queste difficoltà, il sistema finale ha dimostrato di riprodurre fedelmente il profilo di assorbimento dell'iniettore, mostrando un buon compromesso tra accuratezza e implementazione pratica.

Uno degli aspetti più rilevanti è stato lo sviluppo di un'architettura firmware flessibile e parametrizzabile. Il sistema implementato permette di configurare diversi parametri, tra cui il fattore di scala tra  $V_{\text{Comando}}$  e  $V_{\text{IN}}$ , le costanti di tempo per la salita e la discesa della corrente, e il range dinamico del segnale di ingresso. Questa versatilità consente di adattare il comportamento del circuito a diversi scenari di test, non limitandosi all'emulazione di un iniettore, ma estendendosi potenzialmente a dispositivi più complessi, come elettrovalvole, attuatori meccanici o circuiti con risposte transienti specifiche.

## 6.2 Sviluppi Futuri

Nonostante i risultati ottenuti, vi sono diversi aspetti che possono essere migliorati o estesi in futuri sviluppi. Uno dei principali limiti del circuito attuale è l'assenza di isolamento galvanico tra il carico attivo e la centralina, poiché entrambi condividono la stessa massa. Questo può rappresentare un rischio in caso di differenze di potenziale o cortocircuiti accidentali. L'integrazione di un isolamento tramite accoppiatori ottici o trasformatori di segnale potrebbe migliorare la sicurezza e la protezione dei componenti elettronici durante le operazioni di test.

Un'altra possibile estensione riguarda la capacità di assorbimento di corrente. Attualmente il sistema opera nella gamma 0-5 A, ma in scenari di test più avanzati potrebbe essere necessario raggiungere valori superiori. L'uso di più MOSFET in parallelo consentirebbe di distribuire il carico tra più dispositivi, aumentando l'assorbimento totale senza compromettere la stabilità termica ed elettrica.

Anche l'interfaccia con le ECU reali potrebbe essere ottimizzata. Nel modello attuale, la tensione di comando è generata artificialmente con una dinamica 0-3 V per semplificare la gestione dei segnali, mentre le ECU automotive normalmente utilizzano tensioni differenziali per pilotare gli iniettori. Implementare un circuito capace di rilevare e gestire direttamente segnali differenziali permetterebbe di rendere l'emulatore pienamente compatibile con i sistemi reali, migliorando la fedeltà della simulazione.

Un altro aspetto di miglioramento riguarda la velocità di risposta del circuito. Sebbene il microcontrollore STM32F207ZG abbia dimostrato di essere adeguato per il controllo del sistema, in applicazioni che richiedono una risposta ultra-rapida potrebbe essere vantaggioso adottare un'FPGA. Questo permetterebbe di implementare il controllo della tensione di ingresso con latenze minime, migliorando la precisione nella riproduzione di profili di carico con variazioni molto rapide.

La realizzazione di un circuito stampato (PCB) potrebbe rappresentare un ulteriore passo avanti per migliorare l'affidabilità del sistema. Attualmente, il circuito è stato implementato su una basetta millefori, il che può introdurre problematiche come interferenze e limiti di stabilità nelle connessioni. Un PCB ben progettato permetterebbe di ottimizzare il layout dei componenti, ridurre la resistenza parassita e migliorare la gestione termica. Inoltre, potrebbe facilitare l'integrazione diretta di moduli di isolamento galvanico o di MOSFET multipli per l'aumento della capacità di assorbimento.

Un'ulteriore evoluzione potrebbe riguardare l'introduzione di una modalità di calibrazione automatica per correggere le deviazioni causate dalla tolleranza della resistenza di shunt e di altri componenti del circuito. Attualmente, la compensazione dell'errore è basata su una correzione fissa del 10%, ma un approccio più raffinato potrebbe prevedere un sistema di auto-calibrazione basato sull'acquisizione e l'analisi della corrente effettivamente assorbita. Questo potrebbe essere realizzato implementando una Look-Up-Table, che assocerebbe il valore di tensione di ingresso  $V_{IN}$  a correzioni dinamiche in base a misure acquisite in tempo reale. Una calibrazione più avanzata potrebbe anche sfruttare un algoritmo di apprendimento iterativo per migliorare progressivamente l'accuratezza del modello, rendendo il sistema più affidabile e meno dipendente da parametri impostati manualmente.

Infine, l'applicazione dell'emulatore potrebbe estendersi oltre il settore automotive. Il principio di controllo sviluppato potrebbe essere adattato per testare sistemi elettronici industriali, circuiti di potenza o dispositivi che richiedono la simulazione di profili di assorbimento complessi. Questo amplierebbe il campo di utilizzo del dispositivo, rendendolo uno strumento versatile per laboratori di testing e validazione.

In sintesi, l'emulatore di carico attivo sviluppato in questa tesi ha dimostrato di essere uno strumento efficace per il testing di centraline elettroniche, offrendo un buon compromesso tra flessibilità, accuratezza e semplicità di implementazione. Tuttavia, le possibili evoluzioni del progetto permettono di migliorare ulteriormente le sue prestazioni e la compatibilità con sistemi reali, rendendolo una soluzione ancora più completa per il testing avanzato in ambito automotive e oltre.

## Capitolo 7

# Ringraziamenti

*In primo luogo vorrei ringraziare le due persone che hanno curato questo lavoro di tesi: il **Prof. Paolo Stefano Crovetti** e l'**Ing. Antonio Vitale**; entrambi hanno supervisionato il mio percorso dando un contributo positivo alla mia formazione professionale e a quest'ultima esperienza universitaria. Inoltre, vorrei ringraziare **Kineton** per avermi dato l'opportunità di collaborare insieme a loro; in questo modo ho potuto avvicinarmi al mondo del lavoro e stringere tante nuove amicizie: **Federico, Federica, Gerard** e tanti altri.*

*Vorrei rivolgere i miei ringraziamenti anche verso alcuni colleghi dell'università che durante questo percorso mi hanno aiutato forse più di chiunque altro. Ne cito alcuni: **Pietro, Tommaso, Raffaele, Alberto**. Senza di loro probabilmente non sarei qua.. Ragazzi in gamba come loro sono la vera forza di questo Ateneo, disponibili ad aiutare il prossimo senza alcun tornaconto personale; a queste persone auguro il meglio che la carriera professionale possa loro offrire.*

*Un ringraziamento speciale lo dedico ai miei più cari amici.. **Mattia**: la persona con cui non smetterò mai di ridere e divertirmi. **Paolo**: il compagno di cui potrò sempre fidarmi. **Andrea**: l'amico con cui condivido i miei interessi e le mie passioni. **Enrico**: il fratello su cui potrò sempre contare per qualsiasi cosa.*

*Per poi arrivare a tutti gli altri: **Erika, Claudia, Mary, Chiara, Claudio, Luca, Marcello, Elia, Francesco, Saro, Alessio**; senza dimenticare anche tutte le persone che ruotano intorno al mondo della pallavolo e che impreziosiscono la mia quotidianità: compagni di squadra, allenatori, dirigenti e atleti!*

*Ringrazio tutti i miei zii/cugini: **Salvatore & Caterina, Ciro & Liana, Rosario & Mary, Diego & Luca**; mi avete sempre supportato in questi anni anche solo con un pensiero o un messaggino.. Piccoli gesti che hanno sempre fatto la differenza!*

*Ringrazio i miei nonni, presenti e non: **Lorenzo, Pia, Impero, Tina**.. I nonni son speciali, siete stati e sarete per sempre i miei angeli!*

*E siamo arrivati alle battute finali.. Ne restano pochi, i più importanti..*

*Alla mia sorellina **Arianna** che ha sempre creduto in me.. Con la consapevolezza delle difficoltà che si possono incontrare su questo lungo percorso; sei stata il mio esempio e sarai per sempre il mio riferimento, ti voglio bene!*

*A mia mamma **Gabriella** che con tanta pazienza, ogni giorno, ha perseverato per farmi stare seduto a quella maledetta scrivania, per portare avanti questi studi; mi hai saputo spronare a credere in me stesso quando era il momento di farlo, mi hai saputo consolare di fronte a quelli che pensavo fossero i miei fallimenti, sei riuscita a responsabilizzarmi e a farmi diventare un uomo e lo hai fatto con tutto l'amore che una mamma può dare al proprio figlio.. Ti amo!*

*A mio papà **Antonio** che ha saputo donarmi l'ambizione di volermi realizzare nella vita e di sacrificarmi per raggiungere i miei obiettivi; sei stato per me fonte d'ispirazione nell'intraprendere questo percorso e con le tue esperienze hai sempre cercato di instradarmi verso la via più saggia.. Fin da piccolo ho sempre cercato di essere all'altezza delle tue aspettative e questo in me, a volte, ha scaturito l'idea di non essere abbastanza.. Ma crescendo mi sono poi reso conto che l'amore di un papà sarà per sempre senza pretese.. Ti amo!*

*Alla mia fidanzata **Martina** dedico il più grato tra i ringraziamenti.. A te devo tutto.. A te che sei stata la mia compagna di quest'avventura, che ti sei schierata al mio fianco in prima linea e sei stata la mia guida.. Ti ho visto porre i miei problemi davanti ai tuoi, non ti sei mai risparmiata una volta di aiutarmi, sacrificando tempo e energie che avresti dovuto dedicare ai tuoi studi.. Questa generosità d'animo ti rende unica e speciale e mi sento fortunato ad averti accanto a me.. Ti amo!*

*Infine, voglio spendere due parole per quel ragazzino che a 19 anni ha iniziato l'università senza sapere bene cosa voleva diventare da grande, senza mai farsi troppi problemi sul proprio futuro.. Oggi guardando indietro posso dire di essere soddisfatto del mio percorso, di quello che ho fatto e di quello che sono diventato.. Alla fine c'è l'ho fatta nonostante tutti e tutto, con i miei mille impegni, con la pallavolo, con gli amici, con la ragazza, con la famiglia.. E anche quando sono stato a un centimetro da mollare tutto, ho sempre trovato la forza e una ragione per andare avanti.. Alla fine come per tutto, ogni cosa fa il suo corso e così è stato anche per me.. Mi piacerebbe chiudere e salutarvi con una frase su cui spesso mi capita di riflettere:*

**"Dai problemi, Nascono le opportunità.."**

**Marco.**

# Bibliografia

- [1] <https://automotivesolutions.ro/it/2024/10/10/cosa-sono-le-reti-di-comunicazione-per-auto/>.
- [2] <https://ecudigital.it/come-funziona-una-centralina-elettronica-ecu-dellauto?/>.
- [3] <https://www.hella.com/techworld/it/Tecnica/Sensori-e-attuatori-204/>.
- [4] <https://www.brumbrum.it/blog/motore-diesel-e-benzina-le-differenze/6894/>.
- [5] <https://www.tecnologiaduepuntozero.it/2017/01/15/motore-benzina/>.
- [6] <https://www.repxpert.it/it/training-information/ina-introduzione-al-motore-elettrico>.
- [7] <https://www.ilgiornale.it/news/automotive/ecco-6-vantaggi-motore-elettrico-rispetto-allendotermico-2101318.html>.
- [8] <https://v2charge.com/it/tipi-di-auto-elettriche/>.
- [9] <https://news.gminternational.com/it/blog/quello-sapere-v-model>.
- [10] <https://it.mathworks.com/solutions/electrification/hardware-in-the-loop.html>.
- [11] <https://www.dspace.com/en/inc/home/applicationfields/foo/hil-testing.cfm?>
- [12] <https://www.boschcarservice.com/it/it/consigli-di-guida/diagnosi-elettronica-auto-a-cosa-serve/>.
- [13] <https://www.virgilio.it/motori/info-utili/iniettori-cosa-sono-come-funzionano/167269/>.
- [14] <https://www.denislanfrit.com/iniettori-bassa-o-alta-impedenza/>.
- [15] <https://www.riparando.it/motori/non-categorizzato/il-comando-e-lassorbimento-elettrico-delliniettore-pompa/2015/02/>.
- [16] <https://www.youtube.com/watch?v=RcPMqzpZOvw&list=FLUqOgMrvsO7C0hiFoM3QdzA>.

- [17] <https://it.rs-online.com/web/content/discovery-blog/idee-suggerimenti/transistor-mosfet-guida>.
- [18] <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/17805/PHILIPS/IRFP460.html>.
- [19] <https://dewesoft.com/it/blog/come-effettuare-misure-di-corrente>.
- [20] [https://www.alldatasheet.com/view\\_datasheet.jsp?Searchword=LM358N&sField=4](https://www.alldatasheet.com/view_datasheet.jsp?Searchword=LM358N&sField=4).
- [21] <https://www.youtube.com/watch?v=iC61hXTvcm4&list=FLUqOgMrvsO7C0hiFoM3QdzA&index=2>.