



**Politecnico
di Torino**

Politecnico di Torino

Corso di Laurea di secondo livello in Ingegneria Elettrica

A.a. 2024/2025

Sessione di Laurea Novembre 2025

Analisi sperimentale di distorsione armonica in carichi elettronici e di comportamento dinamico di batterie LiFePO_4 per determinare il loro circuito equivalente

Relatore:

Prof. Filippo Spertino

Correlatori:

Prof. Alessandro Ciocia

Ing. Gabriele Malgaroli

Ing. Maria Lara Travaglini

Candidato:

Matteo Barbero

332853

Ringraziamenti

Indice

Introduzione.....	1
1. La generazione fotovoltaica.....	3
1.1.Radiazione solare e principio di funzionamento delle celle fotovoltaiche..	3
1.2. La cella solare: struttura e funzionamento	5
1.2.1.Effetto fotovoltaico	6
1.2.2.Risposta spettrale e perdite nella cella fotovoltaica	7
1.2.3.Circuito equivalente a cinque parametri della cella fotovoltaica	8
1.3. Curva caratteristica corrente-tensione (I-U)	9
1.3.1.Influenza della temperatura e dell'irradianza.....	11
1.4. Moduli fotovoltaici	12
1.4.1.Struttura del modulo e condizioni operative	13
1.5. Sistemi di accumulo elettrochimici.....	15
1.6. Convertitori fotovoltaici.....	15
2. Il laboratorio PVZEN del Politecnico di Torino	17
2.1. Metodo Hardware-in-the-Loop e applicazione nel laboratorio PVZEN	17
2.2. Microrete e funzionamento in isola	19
2.2.1.Definizione e contesto.....	19
2.2.2.Architettura e componenti della microrete.....	19
2.2.3.Modalità di funzionamento: grid-connected e islanded	22
2.2.4.Strategie di controllo nelle microreti AC	22
2.2.5.Vantaggi delle microreti.....	26
2.2.6.Criticità e sfide attuali	26
2.3. Descrizione del laboratorio PVZEN	26
2.3.1.Simulazione in real time degli edifici virtuali.....	38

2.3.2.Emulatore di carico	38
3. Strumentazione e apparecchiature per le misure elettriche	40
3.1. Descrizione della strumentazione	40
3.1.1.Dispositivo di acquisizione dati NI-USB-6251	40
3.1.2.Oscillocopio digitale	42
3.1.3.Strumentazione di misura.....	43
4. Misure elettriche sul quadro e analisi della Power Quality	48
4.1. Setup di misura e configurazione sperimentale	48
4.1.1.Principio di funzionamento dell'emulatore di carico	50
4.2. Analisi qualitativa delle forme d'onda sui tre canali	51
4.3. Analisi armonica tramite FFT	54
4.3.1.Risultati dell'analisi armonica per i canali Ig1, Ig2 e Ig3	61
4.3.2.Indicatori di qualità di tensione e corrente	78
4.4.Valutazione delle potenze elettriche in presenza di distorsione armonica	79
4.4.1.Teorie principali per il calcolo delle potenze	79
4.4.2.Calcolo e analisi delle potenze nei tre casi.....	82
5. Acquisizione e analisi dei dati sperimentali tramite oscilloscopio in modalità datalogger.....	87
5.1. Introduzione al datalogger	87
5.2. Analisi grafica e correlazioni tra i parametri elettrici	88
5.2.1.Campagna di misure effettuate il 24/07	89
5.2.2.Campagna di misure effettuate il 09/07	95
5.3. Confronto tra il sistema di monitoraggio commerciale ASITA e le misure sperimentali	98
5.3.1.Metodologia di confronto e strumenti di analisi statistica	99
5.3.2.Confronto dei valori di tensione.....	103
5.3.3.Confronto dei valori di corrente	105
5.3.4.Confronto del THD di corrente	109

5.3.5.Confronto della potenza attiva	110
6. Misure sulla batteria e creazione del modello dinamico.....	111
6.1. Setup sperimentale e metodologia di misura	111
6.2. Analisi dei risultati sperimentali e validazione del modello	124
6.2.1.Analisi dei transitori di misura sottosmorzati	125
Equazioni fondamentali del circuito RLC serie	127
Risposta del sistema sottosmorzato	128
Stima dei parametri a partire dalle forme d'onda sperimentali	129
6.2.2.Stima accurata dei parametri del modello equivalente.....	131
Sistema di accumulo.....	131
Resistenza e induttanza dei collegamenti e sonda di corrente	132
Modellazione dei condensatori reali	133
6.3. Implementazione del modello in Simulink e confronto con le misure sperimentali	136
6.4. Modello dinamico smorzato.....	140
6.4.1.Risposta del sistema sovrasmorzato	141
6.4.2.Analisi delle risposte simulate e caratteristica $V(I)$	143
7. Conclusione.....	150
Bibliografia	152

Indice delle figure

Figura 1.1: Massa d'aria.....	5
Figura 1.2: Silicio drogato di tipo P (a) e di tipo N (b)	6
Figura 1.3: Risposta spettrale (A/W) delle celle in silicio cristallino, amorfo e a film sottile	7
Figura 1.4: Circuito equivalente a 5 parametri.....	8
Figura 1.5: Caratteristica corrente – tensione $I(U)$ su 4 quadranti	10
Figura 1.6: Caratteristica $I(U)$ e $P(U)$ nel primo quadrante	11
Figura 1.7: Caratteristica $I(U)$ al variare della temperatura	11
Figura 1.8: Caratteristica $I(U)$ al variare dell'irradianza.....	12
Figura 1.9: Struttura di un array fotovoltaico.....	13
Figura 1.10: Struttura del modulo fotovoltaico	14
Figura 1.11: Configurazione tipica di un inverter con ponte ad H.....	16
Figura 1.12: Struttura di un MPPT	16
Figura 2.1: Architettura di una microrete AC con generazione distribuita, sistemi di accumulo e utenze diversificate. Collegamento alla rete tramite PCC	21
Figura 2.2: Schema di una microrete DC con interlinking converter (IC) per il collegamento alla rete elettrica in AC. Tutti i carichi e fonti sono connessi al bus DC	21
Figura 2.3: Schema del controllo P-Q	23
Figura 2.4: Caratteristiche di Droop-control	24
Figura 2.5: Rappresentazione della legge di droop per due inverter con lo stesso coefficiente di droop.....	25

Figura 2.6: Rappresentazione della legge di droop per due inverter con diverso coefficiente di droop.....	25
Figura 2.7: Schema del laboratorio PVZEN	27
Figura 2.8: Moduli fotovoltaici installati nella terrazza del PVZEN	28
Figura 2.9: Layout dei generatori fotovoltaici installati nella terrazza del PVZEN	29
Figura 2.10: Inverter monofase	29
Figura 2.11: Schema interno dell'inverter.....	30
Figura 2.12: Modulo da 2,4 kWh	31
Figura 2.13: Armadio batteria con i 4 moduli in parallelo.....	31
Figura 2.14: Andamento della tensione durante la carica della batteria in funzione del SOC	32
Figura 2.15: Blocco centralizzato: (a) inverter centralizzato, (b) sistema di accumulo centralizzato	33
Figura 2.16: Quadro elettrico DC.....	34
Figura 2.17: Schema a blocchi della configurazione parallelo lato AC.....	34
Figura 2.18: Strumento di misura Asita CVM-E3-MINI.....	35
Figura 2.19: Mappa dei punti di misura	35
Figura 2.20: PLC del laboratorio PVZEN.....	36
Figura 2.21: Sistema di monitoraggio: (a) multimetro con scheda mutliplexer, (b) stazione meteo	36
Figura 2.22: Schema unifilare di impianto.....	37
Figura 2.23: Emulatore di carico del laboratorio PVZEN	39
Figura 3.1: Scheda di acquisizione NI-USB-6251	41

Figura 3.2: Schermata LabVIEW per l'impostazione dei parametri dell'oscilloscopio	43
Figura 3.3: Sonda differenziale di tensione (Sapphire SI-9002)	43
Figura 3.4: Circuito elettrico equivalente d'ingresso della sonda di tensione	44
Figura 3.5: Sonda di corrente Hioki 3285	45
Figura 3.6: Sonda di corrente LEM PR 30	45
Figura 3.7: Sonda di corrente LEM PR 1030	46
Figura 3.8: Multimetro digitale Fluke	47
Figura 3.9: Accessori vari per la realizzazione dei collegamenti del setup di misura	47
Figura 4.1: Schema unifilare semplificato con interblocco evidenziato	49
Figura 4.2: Schema a blocchi del setup di misura	50
Figura 4.3: Montaggio ed esecuzione delle misure sperimentali sul quadro	50
Figura 4.4: Vista interna dell'emulatore di carico resistivo	51
Figura 4.5: Acquisizioni di un periodo della forma d'onda di corrente e tensione per ciascun canale	53
Figura 4.6: Verifica del controllo mediante picchi multipli della corrente richiesta dal carico	54
Figura 4.7: Costruzione grafica della DFT	58
Figura 4.8: Normativa IEC 61000-4	59
Figura 4.9: Esempio di raggruppamento armonico di ordine n (7° e 8° ordine) ..	60
Figura 4.10: Esempio di raggruppamento interarmonico di ordine n (7° ordine) ..	60
Figura 4.11: Forme d'onda di tensione e corrente misurate sull'interruttore Ig1 ..	62
Figura 4.12: Spettro FFT delle armoniche dispari nel piano complesso (Ig1)	63
Figura 4.13: Ampiezza e fase dello spettro armonico costruito con FFT (Ig1) ...	64

Figura 4.14: Applicazione della Inverse Fast Fourier Transform IFFT per la ricostruzione del segnale (Ig1)	65
Figura 4.15: Analisi ampiezze dello spettro armonico (Ig1).....	66
Figura 4.16: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig1)	67
Figura 4.17: Forme d'onda di tensione e corrente misurate sull'interruttore Ig2	68
Figura 4.18: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig2)	69
Figura 4.19: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig2)	69
Figura 4.20: Ampiezza e fase dello spettro armonico costruito con FFT (Ig2) ...	70
Figura 4.21: Applicazione della Inverse Fast Fourier Transform IFFT per la ricostruzione del segnale (Ig2)	71
Figura 4.22: Analisi ampiezze dello spettro armonico (Ig2).....	72
Figura 4.23: Forme d'onda di tensione e corrente misurate sull'interruttore Ig3	73
Figura 4.24: Spettro FFT delle armoniche dispari nel piano complesso (Ig3).....	74
Figura 4.25: Ampiezza e fase dello spettro armonico costruito con FFT (Ig3) ...	75
Figura 4.26: Applicazione della Inverse Fast Fourier Transform IFFT per la ricostruzione del segnale (Ig3)	76
Figura 4.27: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig3)	76
Figura 4.28: Analisi ampiezze dello spettro armonico (Ig3).....	77
Figura 4.29: Parallelepipedo delle potenze di Budeaunu	81
Figura 4.30: Analisi potenze Ig1	83
Figura 4.31: Dettaglio del metodo implementato con Matlab per la verifica del calcolo della potenza attiva assorbita dal solo emulatore di carico resistivo	84

Figura 4.32: Analisi potenze Ig2	84
Figura 4.33: Analisi potenze Ig3	85
Figura 5.1: Schermate principali dell'oscilloscopio in modalità datalogger.....	88
Figura 5.2: Andamento temporale del THD della corrente dei 3 canali (trend su 10 minuti).....	90
Figura 5.3: Andamento temporale del THD della tensione dei 3 canali	90
Figura 5.4: Andamento temporale della potenza attiva per i 3 canali.....	91
Figura 5.5: Andamento temporale del fattore di potenza per i 3 canali (trend su 10 minuti).....	92
Figura 5.6: Grafico a dispersione del THD della corrente in funzione della potenza attiva	92
Figura 5.7: Grafico a dispersione del THD della corrente in funzione della potenza attiva per la linea 3	93
Figura 5.8: Grafici a dispersione di $\cos\phi$ in funzione del THD e $\cos\phi$ in funzione della potenza attiva per i 3 canali	93
Figura 5.9: Relazione complessiva di $\cos\phi$ (P) e $\cos\phi$ (THD).....	94
Figura 5.10: Grafico tridimensionale di THD, $\cos\phi$ e P	94
Figura 5.11: Andamento temporale del THD della corrente (09-07-2025)	95
Figura 5.12: Andamento temporale del THD della tensione (09-07-2025)	96
Figura 5.13: Andamento temporale della potenza attiva (09-07-2025)	96
Figura 5.14: Andamento temporale del fattore di potenza (09-07-2025)	97
Figura 5.15: Grafici $\cos\phi$ (P) e $\cos\phi$ (THD) per la linea 2	98
Figura 5.16: Grafico a dispersione THD (P) per la linea 2	98
Figura 5.17: Confronto tra le misure di tensione acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger per Ig1	103

Figura 5.18: Risultati principali delle analisi statistiche per la tensione del canale 1	104
Figura 5.19: Confronto tra le misure di corrente acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger.....	107
Figura 5.20: Confronto della linearità tra le due misure (a); heatmap dell'errore (b)	108
Figura 5.21: Confronto tra le distribuzioni dei valori di corrente misurati dai due sistemi.....	108
Figura 5.22: Confronto tra le misure del THD acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger per il canale 3.....	109
Figura 5.23: Confronto tra le misure di potenza attiva acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger per il canale 3	110
Figura 6.1: Setup sperimentale per l'acquisizione dei dati relativi alla carica del condensatore mediante il sistema di accumulo	112
Figura 6.2: Modello elettrico teorico di una batteria di accumulo	113
Figura 6.3: Modello Thevenin del secondo ordine con 2 gruppi RC	113
Figura 6.4: Curve OCV in funzione del SOC	114
Figura 6.5: Caratteristiche di tensione della batteria in funzione del SOC stimate per i sistemi di accumulo LiFePO ₄ installati nel laboratorio.....	115
Figura 6.6: Step per lo sviluppo del modello elettrico equivalente.....	116
Figura 6.7: Resistenza interna della batteria durante le fasi di carica e scarica a diverse temperature ambiente.....	116
Figura 6.8: Riepilogo dei valori di resistenza interna misurati per batterie testate in diverse condizioni operative.....	117
Figura 6.9: Andamento della resistenza interna in funzione della capacità nominale della batteria a 0, 10 e 30 °C	118
Figura 6.10: Coefficiente caratteristico chimico in funzione della temperatura	119
Figura 6.11: Blocco di interfaccia con selettori e interruttori	119

Figura 6.12: Procedura operativa da effettuare sul blocco interruttore per eseguire correttamente le acquisizioni.....	120
Figura 6.13: Schermata di impostazione dei parametri per l'oscilloscopio	121
Figura 6.14: Circuito equivalente di un condensatore reale.....	122
Figura 6.15: Andamento tipico della capacità al variare di temperatura (a) e frequenza (b)	122
Figura 6.16: Andamenti tipici della ESR in funzione della frequenza (a) e dell'impedenza equivalente in funzione della frequenza (b)	123
Figura 6.17: Documentazione della fase sperimentale di misure sulla batteria .	124
Figura 6.18: Transitori di carica dei condensatori esterni mediante la batteria .	125
Figura 6.19: Circuito elettrico equivalente dell'intero sistema di misura	126
Figura 6.20: Risposta del modello preliminare sviluppato con LTspice.....	127
Figura 6.21: Circuito RLC nel dominio del tempo	127
Figura 6.22: Esempio di risposta sottosmorzata del sistema del secondo ordine	129
Figura 6.23: Andamento di ESR e Z in funzione della capacità nominale del condensatore Itecond ARX	134
Figura 6.24: Curve tipiche di impedenza al variare della frequenza per condensatori reali (in giallo viene evidenziato il range a appartiene l'impedenza del condensatore in esame)	135
Figura 6.25: Modello Simulink del circuito equivalente.....	136
Figura 6.26: Transitori di corrente simulata (blu) e misurata (rosso) per la carica del condensatore da 390 μ F per due differenti valori di ESR.....	138
Figura 6.27: Modello Simulink con ESR variabile	139
Figura 6.28: Transitori di corrente simulata (blu) e misurata (rosso) per la carica del condensatore da 390 μ F con ESR variabile nel tempo.....	139

Figura 6.29: Transitori di corrente simulata (blu) e misurata (rosso) per la carica del condensatore da 1000 μF	140
Figura 6.30: Circuito elettrico equivalente dell'intero sistema di misura con resistenza di smorzamento esterna da 1 Ohm	141
Figura 6.31: Transitori di tensione e corrente per la carica del condensatore da 1000 μF nel circuito smorzato dalla resistenza esterna.....	143
Figura 6.32: Transitori di tensione e corrente per la carica del condensatore da 10 mF nel circuito smorzato dalla resistenza esterna	143
Figura 6.33: Profili di tensione e corrente ai capi della batteria nel caso della carica del condensatore da 390 μF	144
Figura 6.34: Profili di tensione e corrente ai capi della batteria nel caso della carica del condensatore da 1000 μF	145
Figura 6.35: Caratteristiche V(I) del comportamento dinamico della batteria nel caso di $C = 390 \mu\text{F}$ e $C = 1000 \mu\text{F}$	146
Figura 6.36: Transitori di tensione e corrente nei circuiti sovrasmorzati da resistenza esterna.....	147
Figura 6.37: Caratteristiche statiche V(I) del comportamento dinamico della batteria nel caso di $C = 1000 \mu\text{F}$ e $C = 10 \text{ mF}$	148

Indice delle tabelle

Tabella 2.1: Caratteristiche tecniche principali di un modulo US2000	31
Tabella 2.2: Limiti di corrente e tensione ammessi durante la carica o scarica ...	32
Tabella 3.1: Specifiche tecniche del dispositivo di acquisizione NI-USB-6251 .	41
Tabella 3.2: Caratteristiche tecniche sonda di tensione Sapphire SI-9002	44
Tabella 3.3: Classificazione delle costanti di sonda da inserire nel programma LabVIEW	46
Tabella 4.1: Valori di THD e THDG per la corrente delle tre linee	78
Tabella 4.2: Valori di THD e THDG per la tensione delle tre linee	79
Tabella 5.1: Corrispondenza tra linea elettrica, strumento Asita e tabella Matlab	99
Tabella 5.2: Indicatori statistici per il confronto tra le misure di tensione fornite dai due sistemi per il canale 1	105
Tabella 5.3: Indicatori statistici per il confronto tra le misure di corrente fornite dai due sistemi per tutte le linee	106
Tabella 6.1: Valore dei parametri che caratterizzano il transitorio ottenuti analiticamente mediante lo studio nel dominio del tempo	130
Tabella 6.2: Parametri definitivi utilizzati nel modello Simulink	137
Tabella 6.3: Valore dei parametri che caratterizzano il transitorio ottenuti analiticamente mediante lo studio nel dominio del tempo del sistema sovrasmorzato	142
Tabella 6.4: Analisi statistica curva $V(I)$ nel caso sovrasmorzato	148

Introduzione

Negli ultimi decenni, la generazione fotovoltaica ha subito una trasformazione significativa: dalle prime applicazioni sperimentali, è diventata oggi una componente fondamentale del sistema energetico globale. Secondo [1], la tecnologia fotovoltaica ha registrato progressi non indifferenti in termini di diffusione, riduzione dei costi e prestazioni dei moduli, affermandosi come la fonte rinnovabile a più rapida crescita nel mondo. Infatti, nel 2024, la capacità cumulativa globale del fotovoltaico ha superato i 2,2 TW, registrando oltre 600 GW di nuova potenza installata solo in quell'anno. Questo incremento è stato rafforzato dalla significativa riduzione dei costi dei moduli, scesi dell'84% nell'ultimo decennio [2].

La crescita del fotovoltaico si accompagna a quella dei sistemi di accumulo elettrochimico, fondamentali per gestire la variabilità e l'intermittenza della fonte solare. Nel 2024, la capacità globale dei sistemi di accumulo (Battery Energy Storage Systems, BESS) ha superato i 126 GW, concentrata principalmente in Cina (75 GW), Stati Uniti (26 GW) ed Europa (11 GW). Per la prima volta nella storia, negli USA, la capacità di accumulo elettrochimico ha superato quella degli impianti di pompaggio delle centrali idroelettriche [3]. La combinazione tra le due tecnologie di produzione ed accumulo è fondamentale al fine di garantire un sistema energetico sostenibile e flessibile, permettendo di ottimizzare l'utilizzo dell'energia prodotta e garantendo una buona continuità della fornitura.

Il laboratorio PVZEN del Politecnico di Torino, ideato come microrete sperimentale, rappresenta un sistema ideale per lo studio integrato di generazione, accumulo e gestione dell'energia. La presente tesi si colloca all'interno delle attività di sviluppo svolte presso questo laboratorio. Il lavoro sviluppato ha riguardato la caratterizzazione sperimentale del laboratorio mediante un setup di misura ad alta risoluzione, finalizzato alle analisi delle forme d'onda e della qualità della potenza elettrica in un quadro che alimenta dei carichi elettronici. Tramite acquisizioni ad alta frequenza e analisi nel dominio della frequenza con la trasformata discreta di Fourier (FFT), sono stati esplorati alcuni scenari operativi e valutate le variazioni temporali attraverso misure prolungate nel tempo. Inoltre, è stato effettuato un confronto con lo strumento di acquisizione e analisi *Asita*, installato nei quadri elettrici. La seconda parte del lavoro ha riguardato la misura diretta sulla batteria al litio-ferro-fosfato presente in laboratorio, seguita dalla sua

modellazione dinamica mediante approccio analitico, sperimentale e simulativo (LTspice/Simulink). L'obiettivo è stato sviluppare un modello equivalente della batteria in grado di riprodurre il comportamento reale. In sintesi, il contributo di questa tesi è duplice: da un lato, investigare sulle forme d'onda sconosciute che vengono assorbite dai carichi simulati e fornire una valutazione quantitativa della qualità della potenza; dall'altro, definire un modello dinamico della batteria, utile per simulazioni future e attività didattiche.

Capitolo 1

1. La generazione fotovoltaica

I sistemi fotovoltaici (Photovoltaic System, PV) convertono direttamente l'energia solare in energia elettrica mediante l'effetto fotovoltaico. Il rendimento di conversione dei moduli varia generalmente tra il 6% e il 23%, a seconda della tecnologia adottata. Si tratta di una tecnologia consolidata, ampiamente utilizzata sia per applicazioni connesse alla rete elettrica sia per impianti autonomi in contesti off-grid. Tra i principali vantaggi del fotovoltaico si possono citare l'elevata affidabilità e la lunga durata dei moduli, che possono operare per oltre venticinque anni, i bassi costi di manutenzione grazie all'assenza di parti mobili, la produzione di energia pulita priva di emissioni inquinanti, l'assenza di rumore durante il funzionamento e la possibilità di installazione in prossimità dei consumatori, come nel caso di impianti integrati su tetti o facciate. Questi aspetti rendono il fotovoltaico una tecnologia chiave nella transizione energetica verso le fonti rinnovabili. Tuttavia, il fotovoltaico presenta anche alcune limitazioni. La produzione elettrica è soggetta a variabilità giornaliera e stagionale, poiché dipende direttamente dalla disponibilità di irraggiamento solare. Inoltre, per garantire un'alimentazione elettrica continua e di qualità, è necessario integrare il sistema con componenti aggiuntivi, come inverter per la conversione della corrente continua in alternata, e sistemi di accumulo per sopperire alla discontinuità della fonte. A ciò si aggiungono i costi iniziali di investimento, ancora relativamente elevati, con valori compresi tipicamente tra i 1000 e i 2000 euro per kWp installato, sebbene in costante diminuzione grazie alla crescente diffusione della tecnologia [4].

1.1. Radiazione solare e principio di funzionamento delle celle fotovoltaiche

La radiazione solare rappresenta la fonte primaria di energia per i sistemi fotovoltaici. L'irradianza G è definita come la potenza ricevuta per unità di superficie, ed è espressa in W/m^2 . Il Sole può essere approssimato a un corpo nero ideale alla temperatura di circa 5800 K, con un'emissione elettromagnetica solare che si estende dall'ultravioletto all'infrarosso, presentando un picco nello spettro del visibile intorno alla lunghezza

d'onda $\lambda \approx 0,5 \mu\text{m}$. Al di fuori dell'atmosfera terrestre (condizione detta Air Mass 0, AM 0), la distribuzione spettrale dell'irradianza solare è indicata con $g_0(\lambda)$ e il valore integrale della radiazione incidente su una superficie perpendicolare al raggio solare è pari a circa 1367 W/m^2 . Tuttavia, quando la radiazione solare penetra nell'atmosfera terrestre (AM > 0), subisce una serie di fenomeni di attenuazione: una parte viene riflessa o diffusa nello spazio, un'altra viene assorbita da nubi, molecole d'aria, vapore acqueo, anidride carbonica e ozono.

La componente di radiazione che raggiunge la superficie terrestre seguendo una traiettoria diretta è detta radiazione diretta G_b , dove il pedice "b" sta per *beam*. In condizioni ideali (AM 1, cielo sereno, a livello del mare), tale valore è convenzionalmente fissato a 1000 W/m^2 . Un'ulteriore porzione di energia, che viene diffusa nell'atmosfera ma comunque raggiunge la superficie terrestre, prende il nome di radiazione diffusa G_d . In presenza di cielo coperto, la radiazione è quasi interamente diffusa, mentre in giornate limpide questa componente rappresenta circa il 20% della radiazione globale. Un'altra piccola parte dell'irradianza, detta radiazione riflessa o albedo G_a , raggiunge la superficie ricevente dopo essere stata riflessa dal suolo. La quantità riflessa dipende dal coefficiente di riflessione ρ , che varia a seconda del tipo di superficie: ad esempio, la neve fresca presenta valori molto elevati di ρ . L'irradianza globale G_g , cioè la radiazione totale incidente su un piano inclinato, è data dalla somma delle tre componenti descritte:

$$G_g = G_b + G_d + G_a \quad (1.1)$$

L'intensità della radiazione solare è soggetta a variazioni giornaliere e stagionali, oltre a variazioni istantanee dovute al clima. Per il corretto dimensionamento di un impianto fotovoltaico è quindi necessario disporre di dati meteorologici locali. Un parametro fondamentale è la massa d'aria AM, che descrive il percorso relativo dei raggi solari nell'atmosfera. Quando il Sole è allo zenith, AM = 1. In condizioni generali, la massa d'aria è approssimabile come:

$$AM \approx \frac{1}{\cos(\vartheta_z)} \quad (1.2)$$

dove ϑ_z è l'angolo tra la radiazione solare e la perpendicolare al terreno.

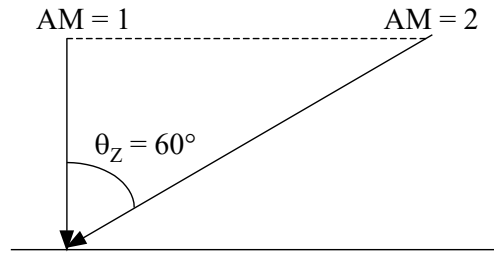


Figura 1.1: Massa d'aria

1.2. La cella solare: struttura e funzionamento

Il materiale semiconduttore più utilizzato nella tecnologia fotovoltaica è il silicio Si , abbondantemente disponibile in natura sotto forma di silice (es. quarzo, SiO_2). Attraverso una serie di trattamenti industriali, viene convertito in silicio metallurgico e successivamente raffinato fino a ottenere silicio di grado solare, con un'elevatissima purezza richiesta per il funzionamento efficiente delle celle fotovoltaiche. La cella fotovoltaica è l'elemento base di un generatore solare e le tecnologie principali per le applicazioni terrestri sono:

- Silicio cristallino: monocristallino (m-Si) e policristallino (p-Si);
- film sottile: silicio amorfo (a-Si), diseleniuro di rame-indio-gallio (CIGS), tellururo di cadmio (CdTe).

Il silicio è un elemento tetravalente, che nella sua struttura cristallina condivide quattro elettroni di valenza con atomi adiacenti, formando un legame covalente stabile. Gli elettroni in un cristallo occupano livelli energetici suddivisi in bande di energia: la banda di valenza, occupata da elettroni legati, e la banda di conduzione, dove gli elettroni sono liberi di muoversi nel reticolo. La separazione tra le due bande è il cosiddetto gap energetico (o bandgap, indicato con E_g), e rappresenta l'energia necessaria per promuovere un elettrone dalla banda di valenza a quella di conduzione. Nei semiconduttori, tale energia è intermedia rispetto a quella presente negli isolanti (molto alta) e nei conduttori (quasi nulla).

Una cella solare è, in sostanza, un diodo a grande superficie, in cui una giunzione P-N viene creata tra due strati semiconduttori drogati diversamente. Per ottenere una giunzione P-N, si procede con il drogaggio del semiconduttore introducendo impurità controllate che modificano la concentrazione di carica.

- Il lato P viene drogato con atomi trivalenti (es. boro), che introducono lacune (cariche positive);

- il lato N con atomi pentavalenti (es. fosforo), che forniscono elettroni liberi.

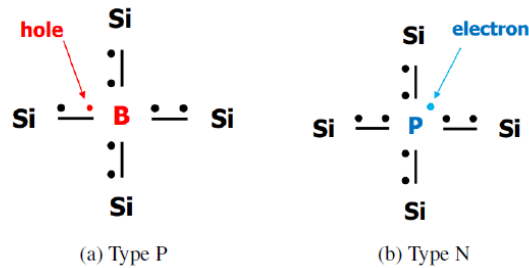


Figura 1.2: Silicio drogato di tipo P (a) e di tipo N (b)

Alla giunzione tra le due regioni, avviene la diffusione di portatori di carica: gli elettroni si spostano dalla regione N verso la P, e viceversa per le lacune. Questo causa la formazione di una regione di svuotamento (depletion region) in prossimità dell'interfaccia, priva di portatori mobili, ma ricca di cariche fisse. Ciò genera un campo elettrico interno (detto built-in field), che dà origine a una corrente di deriva I_{drift} , contrapposta alla corrente di diffusione I_{diff} . In condizioni di buio e in assenza di potenziale esterno, le due componenti si bilanciano. L'applicazione di una tensione esterna modifica il potenziale di barriera della giunzione:

- In polarizzazione diretta (tensione positiva sul lato P), la barriera si riduce e la corrente di diffusione aumenta;
- in polarizzazione inversa, la barriera cresce e fluisce solo una debole corrente di deriva.

1.2.1. Effetto fotovoltaico

Sotto illuminazione solare, il comportamento della giunzione cambia significativamente grazie al fenomeno fotovoltaico. Quando la luce solare colpisce la superficie di un semiconduttore, una parte dei fotoni è assorbita dal materiale, promuovendo elettroni dalla banda di valenza alla banda di conduzione, creando così coppie elettrone-lacuna. Parte della luce viene riflessa, mentre un'altra è trasmessa o assorbita a seconda della lunghezza d'onda e del tipo di materiale. L'energia del fotone è legata alla lunghezza d'onda dalla relazione:

$$E_{ph} = \frac{h \cdot c}{\lambda} \quad (1.3)$$

dove:

- E_{ph} è l'energia del fotone [J]

- h è la costante di Planck [J/s]
- c è la velocità della luce [m/s]
- λ è la lunghezza d'onda [m]

Solo i fotoni la cui energia è maggiore del gap energetico possono creare coppie elettrone-lacuna. Una volta generati, questi portatori possono essere separati dal campo elettrico interno della giunzione, che dirige gli elettroni verso la regione N e le lacune verso la regione P. Questo movimento produce una corrente fotogenerata (photo-generated current, I_{ph}), il cui verso dipende dalla direzione del campo interno e costituisce la base della produzione di energia elettrica.

1.2.2. Risposta spettrale e perdite nella cella fotovoltaica

La risposta spettrale di una cella descrive la sua capacità di convertire i fotoni in elettroni, in funzione della lunghezza d'onda. Ogni tipo di cella ha un intervallo di sensibilità, nel caso del silicio cristallino è compreso tra 0,3 μm e 1,1 μm come mostrato in Figura 1.3.

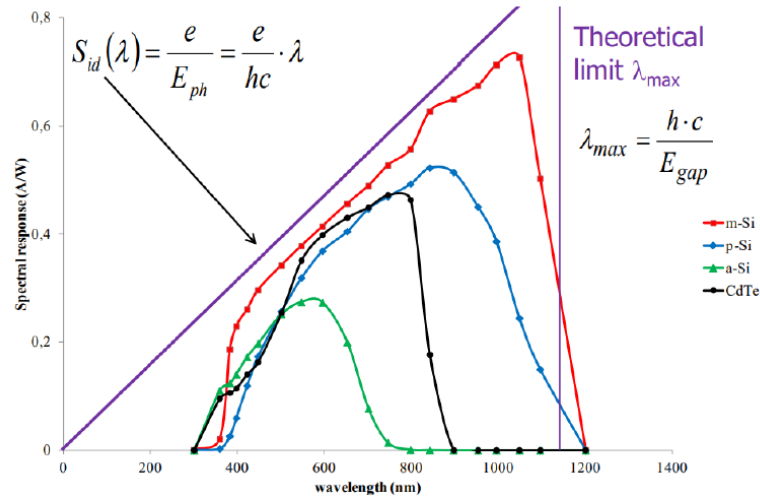


Figura 1.3: Risposta spettrale (A/W) delle celle in silicio cristallino, amorfo e a film sottile

La densità di corrente fotogenerata J_{ph} (A/m^2) può essere calcolata integrando il prodotto tra spettro solare $g(\lambda)$ e risposta spettrale della cella $SR(\lambda)$:

$$J_{ph} = \delta_I = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} g(\lambda) \cdot SR(\lambda) d\lambda \quad (1.4)$$

Tuttavia, non tutta l'energia incidente è convertita in elettricità: infatti, una parte dei fotoni viene riflessa dalla superficie o assorbita dall'elettrodo frontale, un'altra genera

portatori con energia in eccesso rispetto a E_g . Quest'energia in eccesso è persa sotto forma di calore tramite ricombinazione, rappresentando uno dei principali meccanismi di perdita della cella.

1.2.3. Circuito equivalente a cinque parametri della cella fotovoltaica

Il comportamento elettrico di una cella fotovoltaica può essere descritto con un circuito equivalente, che simula il flusso delle correnti interne in funzione della tensione e dell'irradianza. Questo modello circuitale è fondamentale per comprendere le prestazioni della cella e le sue risposte in condizioni operative variabili. Il modello più semplice è quello a tre parametri, composto da un generatore di corrente, che rappresenta la corrente foto-generata I_{ph} , e da un diodo ideale, che simula la corrente di giunzione I_j . Tuttavia, per una rappresentazione più accurata, si adotta comunemente il modello a cinque parametri mostrato in Figura 1.4, che introduce elementi resistivi per tener conto delle perdite reali nel dispositivo.

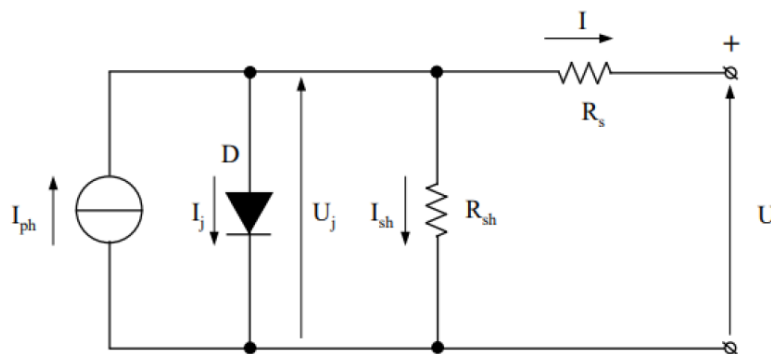


Figura 1.4: Circuito equivalente a 5 parametri

Il modello a cinque parametri si compone dei seguenti elementi:

- Generatore di corrente I_{ph} : rappresenta la corrente prodotta dalla radiazione solare incidente sulla cella, ed è proporzionale all'irradianza solare G (W/m^2), all'area della cella A (m^2) e a un coefficiente dipendente dal materiale semiconduttore K_{mat} (A/W).

$$I_{ph} = K_{mat} \cdot G \cdot A \quad (1.5)$$

- Diodo: simula il comportamento della giunzione P-N e introduce la corrente di saturazione I_0 , secondo la legge esponenziale:

$$I_j = I_0 \cdot \left(e^{\frac{qU_j}{mkT}} - 1 \right) \quad (1.6)$$

dove m è il fattore di qualità (o idealità), q la carica elementare dell'elettrone (C), k la costante di Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) e T è la temperatura assoluta della giunzione (K).

- Resistenza serie R_s : rappresenta le resistenze ohmiche interne, inclusa la resistenza del materiale semiconduttore, dei contatti elettrici e delle griglie metalliche sulla superficie anteriore della cella (fingers e busbars).
- Resistenza di shunt R_{sh} : rappresenta le perdite dovute alle correnti di dispersione che scorrono lateralmente nei bordi della cella, a causa di difetti di isolamento. Più R_{sh} è alta, minori sono queste perdite.

Applicando le leggi di Kirchhoff al circuito, si ottiene l'equazione complessiva della corrente erogata dalla cella:

$$I = I_{ph} - I_j - I_{sh} = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{qU_j}{mkT}} - 1 \right) - \frac{U_j}{R_{sh}} \quad (1.7)$$

dove U_j è il potenziale di giunzione, correlato alla tensione esterna U dalla relazione:

$$U = U_j - R_s \cdot I \quad (1.8)$$

Infine, ricavando U_j dall'equazione (1.7) e sostituendo la relazione ottenuta in (1.8), considerando che $R_s \ll R_{sh}$, si ottiene l'espressione esplicita della curva caratteristica corrente-tensione della cella:

$$U = \frac{mkT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{ph} - I + I_0}{I_0} \right) - R_s \cdot I \quad (1.9)$$

1.3. Curva caratteristica corrente-tensione (I-U)

Assumendo costanti l'irradianza solare e la temperatura, è possibile determinare la curva caratteristica corrente-tensione (I-U) di una cella fotovoltaica irradiata, come mostrato in Figura 1.5. Questa curva, di natura non lineare, descrive in modo completo il comportamento elettrico della cella e presenta quattro punti fondamentali di riferimento:

- I_{SC} (corrente di cortocircuito): rappresenta il valore massimo di corrente che la cella può erogare quando i terminali sono cortocircuitati, ovvero quando $U = 0$;
- U_{OC} (tensione a vuoto): corrisponde alla tensione massima erogata dalla cella quando il circuito è aperto, ovvero quando $I = 0$;
- I_{mpp} e U_{mpp} : identificano rispettivamente la corrente e la tensione nel punto di massima potenza (Maximum Power Point, MPP), dove il prodotto $P = U \cdot I$ raggiunge il suo valore massimo.

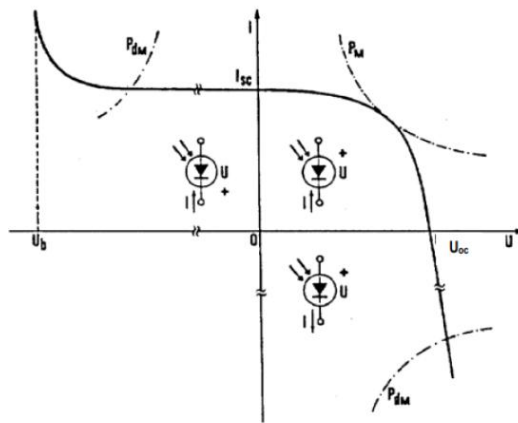


Figura 1.5: Caratteristica corrente – tensione $I(U)$ su 4 quadranti

La curva $I-U$ rappresenta tutte le possibili condizioni operative della cella fotovoltaica. In particolare, il primo quadrante del piano descrive la modalità di funzionamento come generatore, dove la potenza elettrica erogata è positiva ($P = U \cdot I > 0$). I quadranti II e IV, invece, rappresentano condizioni anomale, in cui la cella assorbe potenza ($P < 0$) e si comporta come un carico. In tali casi:

- nel II quadrante si ha tensione negativa e corrente positiva, ovvero funzionamento in polarizzazione inversa. Se la tensione inversa supera la tensione di breakdown U_b (tipicamente alcune decine di Volt per le celle al silicio), si ha la rottura irreversibile della giunzione, con conseguente cortocircuito interno e perdita definitiva di funzionalità della cella;
- nel IV quadrante si ha corrente negativa e tensione positiva, corrispondente a un'inversione di corrente, ad esempio in presenza di un guasto o di una configurazione di sistema errata.

Tuttavia, tali modalità sono accettabili solo se il punto di lavoro ricade all'interno dell'iperbole della potenza massima dissipabile dalla cella P_{dM} .

In letteratura è consuetudine affiancare alla curva I-U anche la curva potenza-tensione (P-U), come illustrato in Figura 1.6.

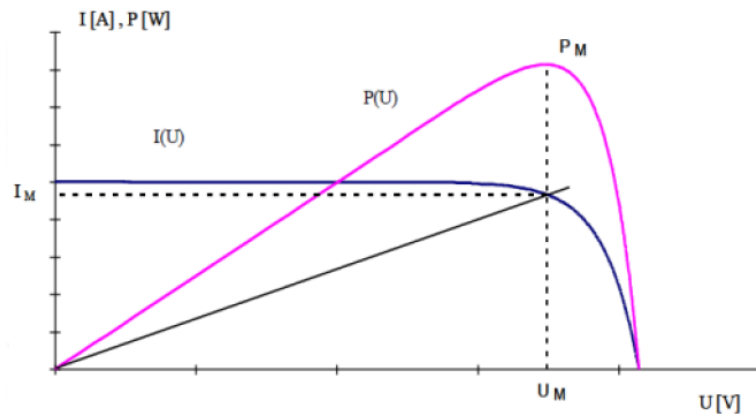


Figura 1.6: Caratteristica I(U) e P(U) nel primo quadrante

1.3.1. Influenza della temperatura e dell'irradianza

La tensione a vuoto U_{OC} dipende fortemente dalla temperatura della giunzione T_C . Come mostrato in Figura 1.7, all'aumentare di T_C , si osserva un lieve aumento della corrente I_{SC} e una significativa riduzione della tensione U_{OC} e U_{mpp} .

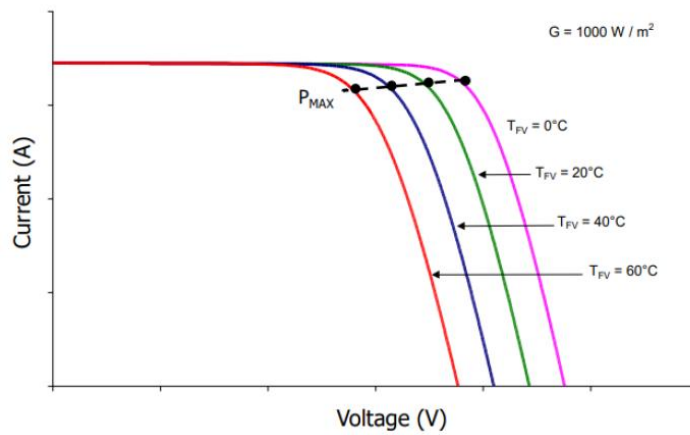


Figura 1.7: Caratteristica I(U) al variare della temperatura

Per quanto riguarda la corrente generata dalla cella fotovoltaica, essa è influenzata principalmente dall'irradianza solare G ($I_{ph} \propto G$). Mentre, la tensione a vuoto varia in modo logaritmico ($U_{OC} \propto \ln G$). Pertanto, all'aumentare dell'irraggiamento, la corrente cresce rapidamente mentre la tensione aumenta più lentamente (Figura 1.8).

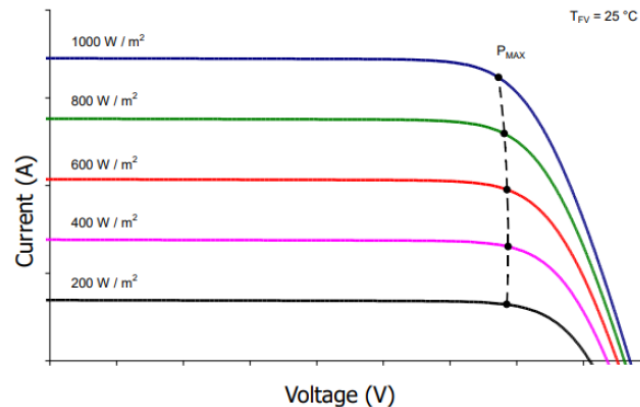


Figura 1.8: Caratteristica I(U) al variare dell'irradianza

1.4. Moduli fotovoltaici

Ogni cella solare in silicio cristallino, in condizioni standard di irraggiamento, fornisce una tensione di circuito aperto U_{OC} compresa tra 0,6 – 0,7 V e pressochè indipendente dalla superficie della cella. La corrente prodotta ha una densità J_{SC} compresa tra 25 – 40 mA/cm², da cui si ottiene una corrente totale $I_{SC} \approx 4 - 10$ A in funzione della superficie della cella. Tutti i carichi elettrici richiedono tensioni e correnti superiori a quelle fornite da una singola cella. Per ottenere i livelli di potenza necessari, è quindi indispensabile collegare più celle in serie e/o in parallelo.

- Il collegamento in serie consente di sommare le tensioni delle singole celle:

$$U_{oc, tot} = \sum_{i=1}^n U_{oc,i}.$$
- Il collegamento in parallelo permette invece di aumentare la corrente:

$$I_{sc, tot} = \sum_{i=1}^n I_{sc,i}.$$

Nel caso in cui una delle celle abbia prestazioni inferiori (a causa di difetti, ombreggiamenti parziali o variazioni di fabbricazione), si verifica un fenomeno di mismatch. In tali condizioni, per una stringa con N_S celle in serie, quelle difettose e senza protezioni possono lavorare con tensione inversa e comportarsi come un carico. In questa situazione, la cella assorbe potenza dagli altri elementi. La curva I-U risultante sarà la somma della curva della cella difettosa e di quella delle N_S-1 celle funzionanti. La condizione più critica si verifica in caso di cortocircuito ai terminali della stringa: la cella più debole può essere sottoposta a una tensione molto superiore al suo limite termico, portandola a guasti permanenti. Per proteggere il sistema, si utilizzano diodi di bypass

collegati in antiparallelo con le celle (o gruppi di celle). Essi impediscono l'inversione della tensione e mantengono costante la corrente di cortocircuito della stringa, che non è più limitata dalla cella più debole ma uguale alla somma delle altre.

Nel caso in cui più celle siano collegate in parallelo e una di esse sia ombreggiata, la curva I-U equivalente sarà data dalla somma, a parità di tensione, delle correnti delle $N_p - 1$ celle illuminate e di quella della cella ombreggiata. In assenza di carico (condizione di circuito aperto), la cella ombreggiata è costretta ad assorbire corrente dalle altre, lavorando in modo pericoloso. Per prevenire questa condizione si possono inserire diodi di blocco in serie ad ogni cella. Tuttavia, nei collegamenti in parallelo di singole celle, questa soluzione non è praticabile: la caduta di tensione ai capi del diodo è dello stesso ordine di grandezza della tensione generata da una cella, rendendo il sistema inefficiente. I diodi di blocco vengono utilizzati solo su stringhe composte da decine di celle in serie.

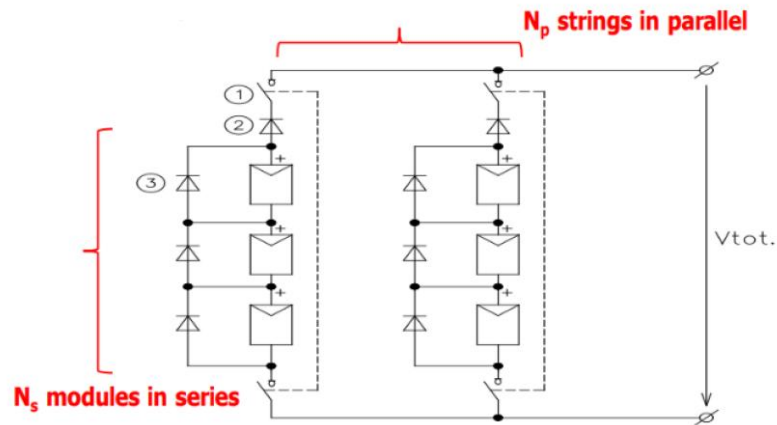


Figura 1.9: Struttura di un array fotovoltaico

1.4.1. Struttura del modulo e condizioni operative

Un modulo fotovoltaico (o pannello PV) è un insieme di celle interconnesse, collegate in serie e/o in parallelo, protette da elementi meccanici e ambientali. Un modulo, illustrato in Figura 1.10, è solitamente composto da:

- vetro frontale da 3-4 mm con alta trasmittanza;
- celle fotovoltaiche incapsulate in Etilene Vinil Acetato (Ethylene Vinyl Acetate, EVA), che garantisce impermeabilità, trasparenza e isolamento elettrico;
- back-sheet in vetro o materiali plastici;
- cornice in alluminio;
- scatola di giunzione contenente i terminali e i diodi di bypass.

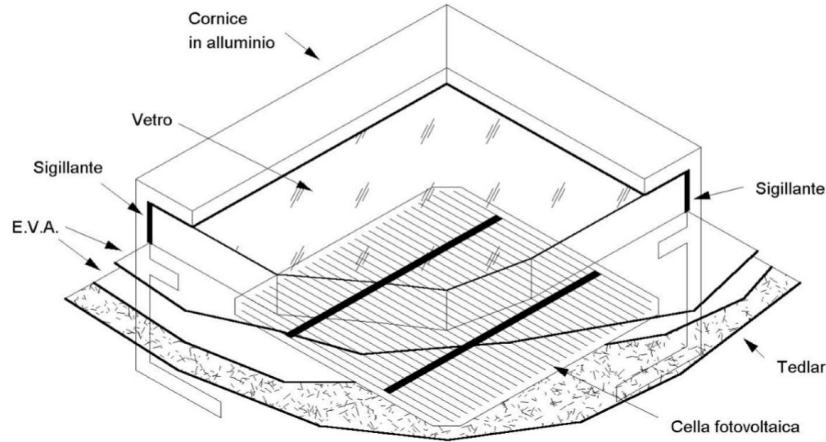


Figura 1.10: Struttura del modulo fotovoltaico

Le connessioni tra le celle avvengono tramite saldatura del contatto frontale (anodo) con la barra collettiva (busbar), che è poi collegata al retro della cella successiva, creando un circuito in serie.

Le caratteristiche elettriche di un modulo sono solitamente fornite dal costruttore in condizioni standard di prova (Standard Test Condition, STC):

$$\begin{aligned} G_{\text{STC}} &= 1000 \text{ W/m}^2 \\ T_{\text{cell}} &= 25^\circ\text{C} \\ AM &= 1,5 \end{aligned} \quad (1.10)$$

Tuttavia, le condizioni operative reali sono diverse. Per questo si definisce la Temperatura Nominale della Cella (Nominal Operating Cell Temperature, NOCT), che rappresenta la temperatura in condizioni realistiche:

$$\begin{aligned} G &= 800 \text{ W/m}^2 \\ T_{\text{amb}} &= 20^\circ\text{C} \\ AM &= 1,5 \\ v_{\text{vento}} &= 1 \text{ m/s} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Considerando il valore del NOCT ($43 - 48^\circ\text{C}$), è possibile stimare la temperatura operativa della cella fotovoltaica T_{cell} per diverse condizioni di temperatura ambiente e irradianza solare, utilizzando l'espressione (1.12):

$$T_{\text{cell}} = T_{\text{amb}} + \left(\frac{\text{NOCT} - 20^\circ\text{C}}{800 \text{ W/m}^2} \right) \cdot G \quad (1.12)$$

1.5. Sistemi di accumulo elettrochimici

I sistemi di accumulo energetico sono fondamentali per garantire continuità e stabilità nell'erogazione dell'energia prodotta da fonti rinnovabili non programmabili come il fotovoltaico. Essi si dividono in diverse categorie: termici, meccanici, chimici, elettrici ed elettrochimici. Tra queste, le batterie elettrochimiche risultano le più diffuse nel settore fotovoltaico, grazie alla loro alta densità energetica, grande capacità e tensione elevata. Una batteria è costituita da celle, ognuna composta da catodo, anodo ed elettrolita, con una membrana permeabile che isola elettricamente gli elettrodi. Il funzionamento si basa su reazioni di ossido-riduzione che permettono lo scambio di elettroni e quindi la generazione di corrente elettrica. Le due soluzioni più diffuse sono le batterie al piombo-acido (Pb-acid) e quelle al litio-ione (Li-ion). La scelta della tecnologia dipende fortemente dal tipo di sistema fotovoltaico e dalla modalità di funzionamento prevista (ad esempio, in rete o in isola).

Le principali caratteristiche tecniche di un sistema di accumulo elettrochimico sono:

- tensione nominale (U_{nom}): valore medio fornito dal produttore, rappresentativo della tensione durante il normale funzionamento;
- capacità nominale (C_{nom}): quantità di carica disponibile, espressa in Ah;
- stato di carica (State Of Charge, SOC): percentuale della carica disponibile rispetto alla capacità nominale;
- C-rate: rapporto tra la corrente di carica/scarica e la capacità nominale, utile per caratterizzare la rapidità del processo;
- efficienza di carica: rapporto tra la carica effettivamente utilizzabile in scarica e quella immagazzinata nella fase di carica.

1.6. Convertitori fotovoltaici

Nei sistemi fotovoltaici, l'uso di un convertitore elettronico di potenza. DC/AC (inverter) è fondamentale poiché i generatori fotovoltaici producono energia in corrente continua, mentre la maggior parte dei carichi elettrici funziona in corrente alternata. Esistono due principali tipologie di inverter: quelli basati su tiristori e quelli a transistor. Questi ultimi rappresentano la tecnologia più avanzata attualmente in uso, grazie alla capacità di trasferire potenza anche in assenza di tensione di rete, garantendo una minore distorsione armonica e quindi minori perdite. Gli inverter a transistor possono essere monofase o trifase e vengono classificati anche in base alla presenza o meno di un trasformatore per il collegamento al carico. A scopo illustrativo, in Figura 1.11 è riportato uno schema di inverter monofase con trasformatore a bassa frequenza.

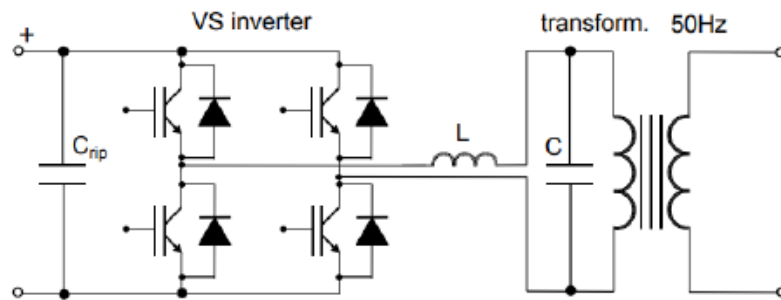


Figura 1.11: Configurazione tipica di un inverter con ponte ad H

Nel caso di inverter connessi alla rete, è necessario integrare funzioni avanzate come il controllo del punto di massima potenza (MPPT), la gestione della potenza attiva e reattiva e le protezioni per l'interfaccia di rete. Tra le principali specifiche tecniche richieste per questi dispositivi vi sono: elevata efficienza di conversione, basso contenuto armonico della corrente in uscita e alta precisione nel tracciamento del punto di massima potenza.

Il Maximum Power Point Tracker (MPPT) è solitamente costituito da un convertitore DC/DC (step-down) accoppiato a una tecnica di controllo adeguata (Figura 1.12). Questo dispositivo consente l'estrazione della massima potenza disponibile dal generatore fotovoltaico in funzione delle condizioni di irraggiamento e temperatura. I requisiti principali del MPPT sono l'elevata affidabilità e un'efficienza superiore al 97% su un ampio intervallo di condizioni operative.

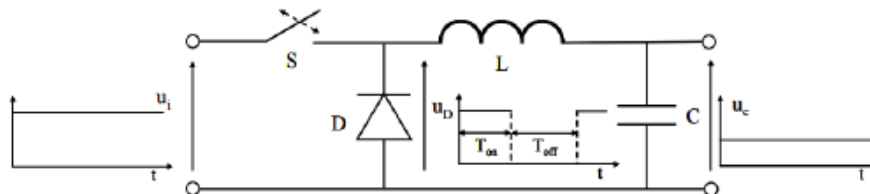


Figura 1.12: Struttura di un MPPT

Capitolo 2

2. Il laboratorio PVZEN del Politecnico di Torino

Il laboratorio PVZEN del Politecnico di Torino è un'infrastruttura sperimentale all'avanguardia progettata per la ricerca e la sperimentazione di tecnologie avanzate per l'integrazione delle fonti energetiche rinnovabili, in particolare il fotovoltaico, e dei sistemi di accumulo all'interno di reti elettriche intelligenti (smart grids). Situato all'interno del Dipartimento Energia "Galileo Ferraris", il laboratorio è stato realizzato con l'obiettivo di simulare in maniera fedele il funzionamento di una microrete reale, in grado di operare sia in modalità grid-connected che in isola, rendendolo un banco di prova ideale per studi su generazione distribuita, accumulo energetico, gestione dei carichi, e controllo in tempo reale.

Il nome "PVZEN" è un acronimo che richiama il concetto di *PhotoVoltaic Zero Energy Network*, a indicare la natura sperimentale e sostenibile dell'impianto. La sua struttura modulare e flessibile consente l'implementazione di scenari complessi e personalizzabili, inclusi test su nuovi algoritmi di gestione dell'energia, strategie di controllo predittivo e tecniche di monitoraggio e diagnostica avanzata. Oltre ai generatori fotovoltaici, ai sistemi di accumulo e ai convertitori, l'infrastruttura è dotata di un sofisticato sistema di acquisizione dati (Data Acquisition System, DAS) e di un emulatore di edifici alimentati da carichi elettrici controllati, permettendo un monitoraggio e controllo in tempo reale delle grandezze elettriche e ambientali coinvolte. Il laboratorio PVZEN è stato progettato seguendo l'approccio Hardware-in-the-Loop (HiL), che integra componenti fisici e simulati per permettere la sperimentazione e il monitoraggio in tempo reale di sistemi energetici complessi.

2.1. Metodo Hardware-in-the-Loop e applicazione nel laboratorio PVZEN

Il metodo Hardware-in-the-Loop (HiL) è una tecnica di simulazione avanzata che consente di collegare in tempo reale componenti fisici (hardware) con modelli virtuali, con l'obiettivo di analizzare il comportamento complessivo di un sistema ibrido. Questo

approccio si rivela particolarmente utile quando si ha a che fare con elementi difficilmente modellabili oppure in condizioni operative non facilmente riproducibili in laboratorio. Il metodo HiL consente inoltre di valutare le prestazioni dell'hardware reale in scenari dinamici e controllati, rendendolo uno strumento prezioso per la fase di test e validazione di dispositivi e strategie di controllo [5]. In [5] viene presentato l'utilizzo delle simulazioni HiL per valutare l'integrazione di tecnologie avanzate nelle reti elettriche, con particolare attenzione alle smart grids. Esistono diverse configurazioni HiL:

- Controller HiL (CHiL): valuta controller fisici (es. inverter, termostati) con input simulati da un sistema di potenza digitale (DRTS);
- Power HiL (PHiL): include hardware di potenza (es. inverter fotovoltaici) interfacciato a una simulazione di rete, testando il comportamento sotto diverse condizioni;
- PHiL + simulazione multi-scala: questa configurazione integra la tecnica Power Hardware-in-the-Loop (PHiL) con simulatori quasi-stazionari (QSTS) come GridLAB-D o OpenDSS. Mentre il simulatore digitale in tempo reale (DRTS) gestisce le interazioni hardware, il QSTS - eseguito su normali workstation - permette di analizzare fenomeni a scala temporale estesa (minuti/ore), come l'evoluzione dei flussi di potenza o le dinamiche di carico. Questo approccio ibrido è particolarmente utile per studiare sistemi di potenza complessi che eccedono le capacità computazionali di un singolo DRTS, mantenendo al contempo un elevato livello di accuratezza nelle simulazioni;
- PHiL + Thermal HiL: integra simulazioni termiche per testare dispositivi come condizionatori d'aria in contesti realistici;
- Smart Home HiL (SHiL): configurazione avanzata che valuta l'interazione tra carichi residenziali (es. condizionatori, veicoli elettrici) e la rete, utilizzando sistemi di gestione dell'energia domestica (HEMS).

Gli esperimenti dimostrano come i controlli avanzati ottimizzino i consumi energetici, riducendo costi e impatti sulla rete. Ad esempio, un HEMS ha ridotto del 14% i costi energetici residenziali, sebbene con lievi variazioni di tensione sulla rete [5].

Ispirandosi a queste applicazioni, anche il laboratorio PVZEN è stato concepito secondo il paradigma HiL. In particolare, il metodo viene utilizzato per analizzare le prestazioni di una microrete elettrica alimentata da impianti fotovoltaici con accumulo (componenti fisici reali), integrando simulazioni del comportamento degli utenti dell'energia, ovvero degli edifici. Tali utenti sono rappresentati da carichi simulati in tempo reale, emulati attraverso resistenze controllabili elettronicamente. Questo approccio consente di ricreare, in laboratorio, diverse configurazioni di comunità energetiche (EC) senza la necessità di disporre fisicamente degli edifici da alimentare.

L'emulazione dei carichi degli edifici virtuali permette infatti di rappresentare tipologie di utenti differenti (residenziali, commerciali, ecc.), variando semplicemente i profili di consumo all'interno del simulatore. In questo modo, è possibile testare il comportamento di una EC in diversi scenari di esercizio, mantenendo costante la configurazione hardware del laboratorio. Il metodo HiL impiegato nel laboratorio PVZEN offre quindi un ambiente flessibile e realistico per la sperimentazione di strategie di gestione energetica avanzate.

2.2. Microrete e funzionamento in isola

Negli ultimi anni, la crescente urgenza legata alla crisi climatica ed energetica ha reso evidente la necessità di un cambio di paradigma nel settore elettrico. La diffusione delle fonti rinnovabili, l'avanzamento delle tecnologie di accumulo e la necessità di aumentare l'affidabilità dei sistemi hanno spinto verso lo sviluppo di soluzioni decentralizzate. Tra queste, la microrete (microgrid) si afferma come un'architettura innovativa ed efficiente, capace di offrire affidabilità, sostenibilità ed efficienza [6].

2.2.1. Definizione e contesto

La microrete può essere definita come un sistema elettrico locale costituito da un insieme coordinato di generatori distribuiti (Distributed Energy Resources, DERs) – sia da fonti rinnovabili che convenzionali – sistemi di accumulo, carichi e dispositivi di controllo, in grado di operare in parallelo con la rete elettrica principale oppure in modo autonomo, ovvero in modalità isolata (islanded mode) [7]. A differenza del sistema elettrico tradizionale, basato su generazione centralizzata e trasporto su lunghe distanze, la microrete localizza la produzione vicino al consumo, con vantaggi significativi [6]:

- riduzione delle perdite di rete e dei costi operativi;
- aumento della resilienza del sistema;
- facilità di integrazione di impianti fotovoltaici, eolici, micro-idroelettrici e cogenerativi.

L'interesse verso le microreti è nato anche in risposta alle criticità evidenziate dai blackout di vasta scala, che hanno reso manifesta la vulnerabilità delle reti centralizzate.

2.2.2. Architettura e componenti della microrete

L'architettura tipica di una microrete è composta da:

- **Fonti di generazione distribuita (Distributed Generation, DG):** includono tecnologie rinnovabili (fotovoltaico, eolico, micro-idroelettrico) e fonti

convenzionali come motori a combustione interna, microturbine a gas, generatori sincroni e sistemi CHP (Combined Heat and Power) [7].

- **Sistemi di accumulo (Energy Storage Systems, ESS):** la maggior parte delle fonti di energia distribuita è caratterizzata da intermittenza e disturbi transitori; per questo motivo, l'integrazione di dispositivi di accumulo energetico è essenziale per il funzionamento stabile ed efficiente di una microrete. Gli ESS svolgono un ruolo fondamentale nel bilanciamento energetico e nella stabilizzazione del sistema, contribuendo in modo significativo all'affidabilità complessiva della fornitura elettrica. La presenza di diverse tipologie di generazione distribuita e di profili di consumo eterogenei rende complesso il mantenimento della stabilità in termini di potenza attiva e reattiva: per questo gli ESS sono indispensabili per garantire il controllo della frequenza (legato alla potenza attiva) e della tensione (legato alla potenza reattiva). Oltre a bilanciare la generazione e i carichi in tempo reale, i sistemi di accumulo consentono una transizione fluida tra le modalità di funzionamento connesse alla rete e in isola, e sono in grado di contenere i picchi di domanda giornalieri, anche su scale temporali di pochi minuti o ore. Esistono diverse tecnologie di accumulo energetico sviluppate fino ad oggi, ma le soluzioni più adatte e diffuse nelle microreti sono rappresentate da batterie, volani, celle a combustibile e supercapacitori, in quanto capaci di rispondere efficacemente sia a esigenze di accumulo energetico di medio-lungo periodo, sia a dinamiche rapide di supporto alla rete [7].
- **Sistema di distribuzione:** può essere in corrente alternata (AC), corrente continua (DC) o ibrido. Le microreti in DC evitano problemi di potenza reattiva e armoniche, ma richiedono la conversione per i carichi AC. Le microreti in AC sono invece più diffuse e compatibili con le utenze tradizionali [8].
- **Sistema di controllo e comunicazione:** articolato su tre livelli (primario secondario e terziario) che gestiscono frequenza, tensione, e scambi di potenza, oltre a sistemi SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition), sensori, e comunicazione dati tramite protocolli come Modbus, TCP/IP, Wi-Fi o fibra ottica.

La Figura 2.1 mostra una microrete tipica in corrente alternata, che integra fonti rinnovabili (eolico e fotovoltaico), sistemi convenzionali (microturbine a gas con cogenerazione - CHP), dispositivi di accumulo (batterie e ultracondensatori), veicoli elettrici e vari tipi di utenti (residenziali, commerciali e industriali). La connessione alla rete principale avviene tramite una cabina di trasformazione (substation) e un punto di

connessione (PCC). Questo schema evidenzia la flessibilità e la eterogeneità delle risorse in una micrete AC.

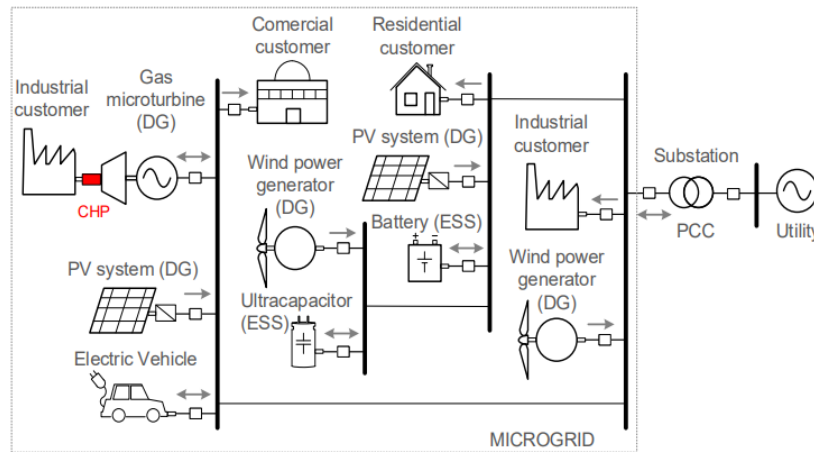


Figura 2.1: Architettura di una micrete AC con generazione distribuita, sistemi di accumulo e utenze diversificate. Collegamento alla rete tramite PCC

La Figura 2.2 rappresenta una micrete in corrente continua. In questo caso, tutti i generatori e carichi sono collegati a un bus DC centrale. Le conversioni necessarie (AC/DC, DC/DC) sono gestite da convertitori elettronici. Le fonti rinnovabili e i sistemi di accumulo alimentano direttamente il bus DC, mentre i carichi AC sono serviti tramite inverter. Il collegamento alla rete elettrica avviene tramite un interlinking converter (IC) che regola la tensione del bus e gestisce l'interfaccia con la rete AC tradizionale. Questo tipo di configurazione consente maggiore efficienza, minori perdite e una gestione semplificata della qualità dell'energia, specialmente in presenza di carichi e fonti prevalentemente in DC.

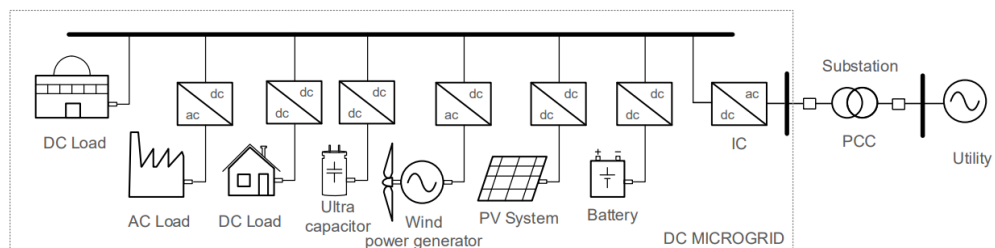


Figura 2.2: Schema di una micrete DC con interlinking converter (IC) per il collegamento alla rete elettrica in AC. Tutti i carichi e fonti sono connessi al bus DC

Un esempio rappresentativo è il sistema sperimentale del PVZEN del Politecnico di Torino, che comprende generatori fotovoltaici, inverter stand-alone, batterie al litio-ferro-fosfato, carichi emulati tramite simulazioni, e un sistema di acquisizione dati basato su PLC e protocollo Modbus. In tale configurazione, la micrete è progettata per funzionare

sia in parallelo che in island mode, permettendo test su comunità energetiche e resilienza locale.

2.2.3. Modalità di funzionamento: grid-connected e islanded

La modalità grid-connected consente alla microrete di scambiare energia con la rete elettrica nazionale tramite un punto di connessione (PCC), fornendo anche servizi ancillari (regolazione di frequenza e controllo di tensione). Tuttavia in caso di instabilità o guasto della rete principale, la microrete può disconnettersi tramite un interruttore statico (static switch) e funzionare in isola [8].

Il funzionamento in isola rappresenta una sfida tecnica significativa, in quanto il sistema perde il riferimento di frequenza e tensione esterno e deve:

- autogestirsi internamente, garantendo bilancio attivo e reattivo;
- regolare i flussi energetici tramite i convertitori e gli accumulatori;
- adattarsi rapidamente a variazioni di carico o generazione, soprattutto da fonti rinnovabili intermittenti (es. fotovoltaico).

2.2.4. Strategie di controllo nelle microreti AC

Il corretto funzionamento di una microrete AC, soprattutto in modalità isolata, dipende strettamente dall'adozione di strategie di controllo efficaci. Queste strategie hanno lo scopo di mantenere stabilità di frequenza, tensione e condivisione del carico tra i generatori distribuiti. Le modalità più diffuse sono: V/f control, P-Q control e droop control, spiegate in [9].

P-Q Control – Controllo della potenza attiva e reattiva

Il controllo P-Q è utilizzato principalmente nelle microreti in modalità grid-connected, in cui la frequenza e la tensione sono imposte dalla rete principale. In questa configurazione, l'inverter controlla l'iniezione di potenza attiva (P) e reattiva (Q), sfruttando un sistema di conversione in riferimento d-q per migliorare la dinamica e regolatori PI ad anello interno. Questo consente di gestire in modo preciso il flusso di energia e migliorare la compatibilità con la rete.

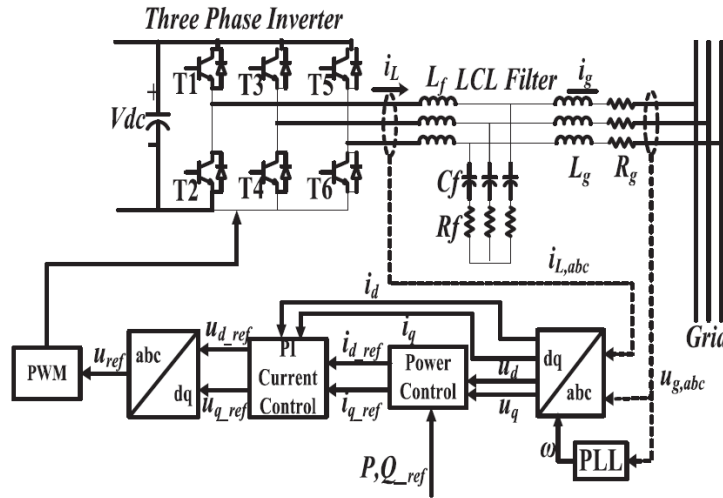


Figura 2.3: Schema del controllo P-Q

La Figura 2.3 mostra lo schema a blocchi del controllo P-Q, con loop di corrente e tensione, evidenziando l'utilizzo di riferimenti d-q e modulazione PWM per controllare l'uscita dell'inverter.

Controllo V/f (Tensione e frequenza)

Il controllo V/f (Voltage–Frequency), noto anche come grid-forming control, è adottato principalmente nelle microreti in modalità isolata, dove non è disponibile un riferimento esterno di tensione e frequenza. In questa configurazione, uno degli inverter assume il ruolo di "master", generando direttamente una tensione sinusoidale a frequenza costante (es. 230 V, 50 Hz) che serve come riferimento per tutti gli altri dispositivi della rete. Questo tipo di controllo si basa su un oscillatore interno o generatore virtuale, e rappresenta l'unico modo per avviare la microrete in assenza della rete principale. Tuttavia, la sincronizzazione degli altri inverter (in modalità slave) e la gestione della transizione verso la modalità grid-connected richiedono strategie complementari.

Droop control (P-f e Q-V)

Il controllo a caduta (droop control) è una strategia decentralizzata ampiamente adottata per la condivisione del carico tra più generatori senza necessità di comunicazione diretta. Si basa su relazioni lineari tra potenza attiva e frequenza (P-f) e tra potenza reattiva e tensione (Q-V): all'aumentare della potenza erogata, la frequenza o la tensione scendono leggermente, inducendo una redistribuzione naturale del carico tra le unità collegate. Tale approccio è particolarmente efficace sia in modalità grid-connected che in modalità islanded.

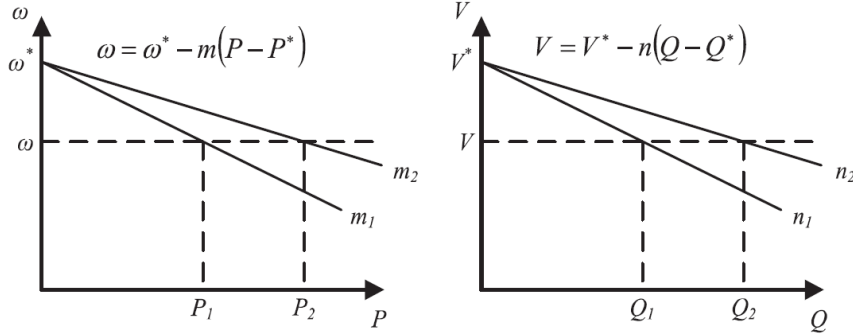


Figura 2.4: Caratteristiche di Droop-control

In Figura 2.4 vengono mostrate le curve caratteristiche del droop control. Le pendenze delle linee rappresentano la sensibilità dei convertitori ai cambiamenti di potenza, permettendo di bilanciare dinamicamente i carichi sulla rete.

Per comprendere il principio molto utilizzato del droop control, si consideri una microrete in modalità isolata con due inverter identici, ciascuno connesso a un proprio sistema di accumulo. Entrambi gli inverter sono configurati per operare secondo una legge di droop sulla frequenza del tipo:

$$f = f_0 - k \cdot P \quad (2.1)$$

dove:

- $f_0 = 50$ Hz è la frequenza nominale;
- $k = 0,1$ Hz/kW è il coefficiente di droop;
- P è la potenza attiva erogata dall'inverter.

Supponiamo venga richiesto alla microrete di alimentare un carico totale di 10 kW. Grazie al droop control, ciascun inverter regolerà la propria frequenza in funzione della potenza erogata, fino a raggiungere un valore comune di equilibrio. Nel caso simmetrico, entrambi erogano 5 kW e operano a:

$$f = 50 - 0,1 \cdot 5 = 49,5 \text{ Hz} \quad (2.2)$$

Il grafico in Figura 2.5 illustra la relazione lineare tra la potenza erogata e la frequenza di uscita per questo esempio.

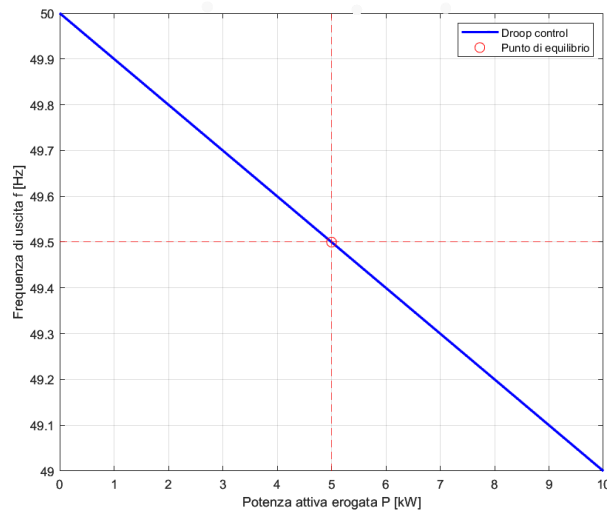


Figura 2.5: Rappresentazione della legge di droop per due inverter con lo stesso coefficiente di droop

Nella Figura 2.6 è rappresentata la regolazione della frequenza in funzione della potenza attiva erogata da due inverter operanti in modalità droop con differenti coefficienti. L'inverter A (curva blu) presenta un coefficiente di droop inferiore, quindi reagisce più lentamente a variazioni di carico e tende a erogare una quota maggiore di potenza. Al contrario, l'inverter B (curva rossa), con coefficiente maggiore, è più sensibile alla potenza e contribuisce in misura minore. Il punto di intersezione delle due curve rappresenta l'equilibrio dinamico raggiunto nella microrrete, in cui entrambi gli inverter operano alla stessa frequenza, condividendo il carico totale (in questo esempio 10 kW) in proporzione ai rispettivi coefficienti.

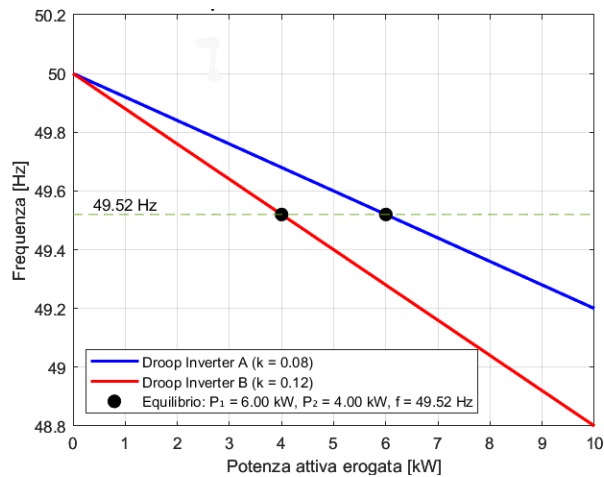


Figura 2.6: Rappresentazione della legge di droop per due inverter con diverso coefficiente di droop

2.2.5. Vantaggi delle microreti

I principali benefici delle microreti sono [10]:

- continuità del servizio anche in caso di blackout della rete nazionale;
- riduzione delle perdite di trasmissione grazie alla generazione locale;
- supporto alla rete in condizioni di stress, tramite regolazione dinamica;
- aumento dell'autoconsumo e della penetrazione di rinnovabili;
- prezzo dell'energia più stabile, soprattutto in zone isolate o in caso di emergenza;
- possibilità di costruire comunità energetiche locali autosufficienti.

2.2.6. Criticità e sfide attuali

Le microreti, pur offrendo molteplici vantaggi, presentano ancora diverse criticità da affrontare prima di una diffusione su lunga scala [10]:

- sfide tecniche: integrazione di fonti eterogenee, gestione dei transitori, sincronizzazione in riconnessione e ottimizzazione dei flussi energetici;
- affidabilità in modalità isola: durante il passaggio in isola si possono verificare fluttuazioni di frequenza e tensione, con rischio di disconnessione dei generatori o interruzione del servizio;
- costi iniziali elevati, soprattutto per sistemi di accumulo e sistemi di controllo intelligenti;
- regolamentazione assente o frammentata: mancano standard tecnici e legislativi uniformi a livello internazionale, rendendo complessa l'integrazione nel mercato elettrico;
- gestione e manutenzione: in particolare per impianti remoti o off-grid, i costi di esercizio possono essere significativi.

Inoltre, durante il funzionamento isolato, l'energia prodotta potrebbe teoricamente essere venduta a prezzi elevati, generando rischi di squilibrio del mercato elettrico, soprattutto in assenza di regolazioni specifiche.

2.3. Descrizione del laboratorio PVZEN

Dal punto di vista strutturale, il laboratorio può essere suddiviso in tre parti principali: l'apparato hardware reale, i componenti simulati e l'emulatore, che riproduce fisicamente il comportamento dei carichi simulati e collega l'ambiente virtuale a quello reale. In Figura 2.7 viene mostrata schematicamente la struttura del PVZEN [11].

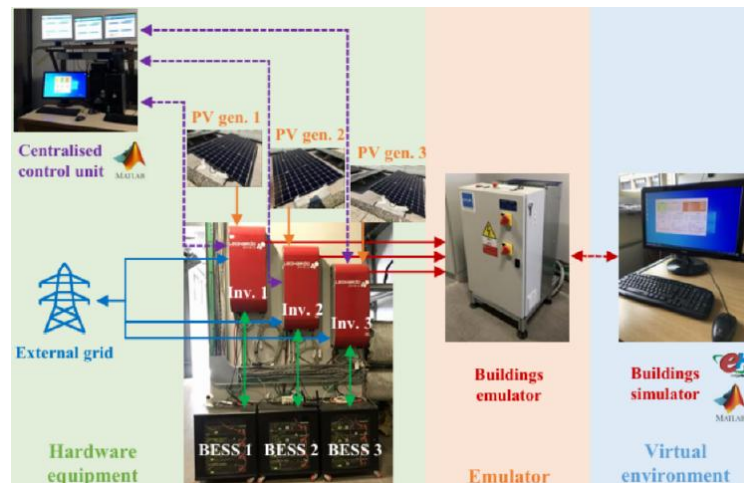


Figura 2.7: Schema del laboratorio PVZEN

L'apparato hardware del laboratorio include [11]:

- 3 generatori fotovoltaici con potenza nominale totale di 11,1 kWp;
- quadro elettrico DC contenente i fusibili per la protezione e il sezionamento delle stringhe fotovoltaiche e l'arrivo dei cavi prima del collegamento agli inverter;
- 3 sistemi di accumulo, uno per ogni generatore, con capacità totale di 28,8 kWh;
- 3 inverter di conversione e controllo, con uscita in alternata e potenza nominale AC di 15 kVA;
- quadro elettrico AC, che raccoglie le uscite degli inverter e permette la distribuzione dell'energia.

È stato previsto un ampliamento dell'impianto esistente con l'obiettivo di rendere il sistema più esteso e funzionale alle attività sperimentali e di ricerca trattato dal collega Luca Declementi in [12]. In particolare, un nuovo generatore fotovoltaico, con l'aggiunta di un sistema di inverter e accumulo centralizzato servirà ad ampliare la potenza generata dall'impianto e consentirà la realizzazione di due differenti configurazioni di impianto: serie, quando il blocco centralizzato si trova a monte delle tre unità già esistenti, e parallelo, quando invece è situato in parallelo alle tre unità esistenti. Inoltre, l'installazione di un nuovo quadro elettrico e il ricablaggio degli impianti esistenti, garantisce una maggiore affidabilità e permette, grazie alla presenza dei nuovi strumenti di misura per l'analisi della Power Quality (Asita), di monitorare al meglio i parametri elettrici nel quadro elettrico AC.

Moduli fotovoltaici

I moduli installati (Figura 2.8) hanno potenza nominale di 370 W ciascuno e sono realizzati con celle al silicio monocristallino N-type a contatto posteriore. Il modulo scelto è 370W LG NeON®R di dimensione 1,700 mm x 1,016 mm x 40 mm ed efficienza dichiarata del 21,4%. In totale sono installati 30 moduli, disposti in 10 stringhe da 3 moduli ciascuna.



Figura 2.8: Moduli fotovoltaici installati nella terrazza del PVZEN

Le stringhe sono situate sulla terrazza del laboratorio, montate su strutture in cemento che ne definiscono l'inclinazione e l'orientamento, con pendenza $\beta \approx 10^\circ$ e angoli di azimut differenti per le diverse stringhe, al fine di diversificare la produzione energetica dei tre generatori. Complessivamente, la potenza totale di 11,1 kW è così distribuita (Figura 2.9):

- 4,44 kW per l'unità 1, che include 12 moduli con orientamento di -64° rispetto a Sud (-90° corrisponde ad Est, 0° è il Sud e $+90^\circ$ si riferisce ad Ovest);
- 2,22 kW per l'unità 2, che prevede 6 moduli con orientamento di $+116^\circ$;
- 4,44 kW per l'unità 3, suddivisi in 6 moduli con orientamento di -64° e i restanti 6 moduli con orientamento di $+116^\circ$.

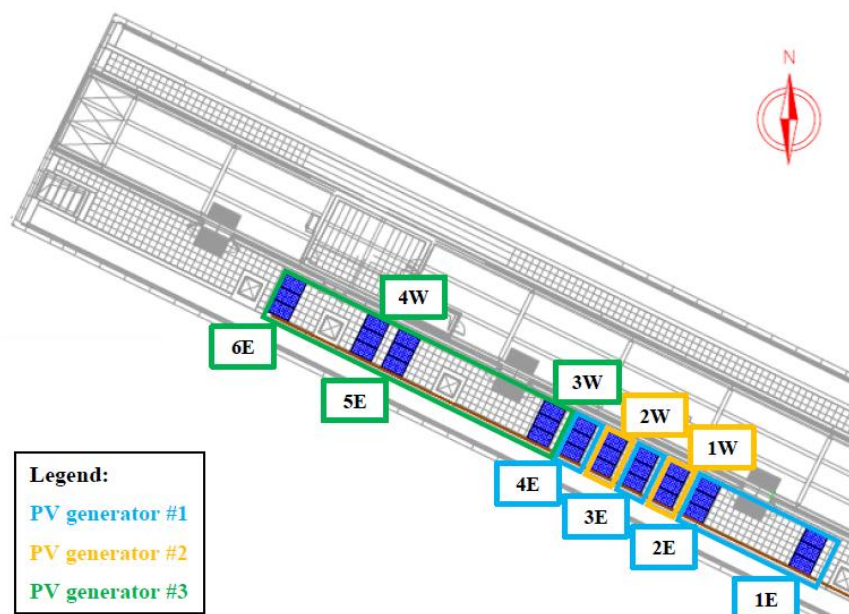


Figura 2.9: Layout dei generatori fotovoltaici installati nella terrazza del PVZEN

Inverter

Il laboratorio è dotato di tre inverter monofase *WESTERN CO. Leonardo Off-Grid* 4kW/5000/48 GE per applicazioni off-grid, uno per ogni unità produttiva, come mostrato in Figura 2.10. Ciascuno è dotato di una potenza apparente nominale di 5 kVA ed efficienza tipica del 95%. Questi dispositivi sono progettati per integrare in un unico sistema la generazione fotovoltaica, l'accumulo elettrochimico e, come soluzione di backup, l'eventuale connessione ad un generatore o alla rete esterna.



Figura 2.10: Inverter monofase

Ciascun inverter è dotato di un controllore di carica PV con 4 ingressi MPPT indipendenti, al fine di massimizzare la produzione energetica dei moduli. Solo nel caso in cui la

produzione solare sia bassa oppure le batterie scariche, l'energia elettrica viene fornita dalla rete esterna, garantendo continuità di servizio; in tutti gli altri casi, essa viene fornita dall'impianto fotovoltaico o dalla batteria. In Figura 2.11 viene evidenziata la configurazione di base fornita dal costruttore. Prevede un ingresso AC-IN che, a seconda della configurazione operativa adottata, è collegato alla rete esterna o alla microrrete, e un'uscita AC-OUT per l'alimentazione dei carichi. Inoltre, all'interno è presente un Energy Manager che gestisce i flussi energetici e consente il rapido monitoraggio dello stato del sistema. In aggiunta, nel laboratorio è integrato il WRD Leonardo Data Logger, che registra in tempo reale la potenza elettrica prodotta, immagazzinata e consumata.

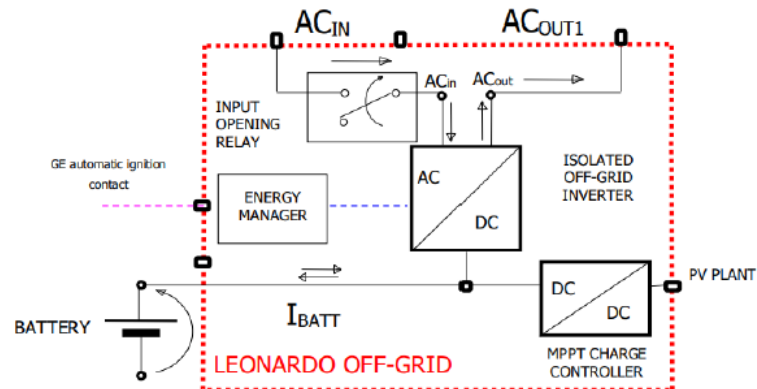


Figura 2.11: Schema interno dell'inverter

Sistema di accumulo

Il sistema di accumulo riveste un ruolo centrale in questo elaborato e sarà uno dei temi maggiormente trattati, con particolare attenzione alla modellazione dinamica del suo comportamento. Nel capitolo 6 verrà sviluppato un modello delle batterie, necessario per la simulazione.

Nel laboratorio PVZEN vengono utilizzate batterie al litio-ferro-fosfato (LiFePO_4) Pylontech US2000 da 2,4 kWh ciascuna [13]. Per ciascun sistema di accumulo è stato installato un parallelo di 4 moduli da 2,4 kWh (Figura 2.12), raggiungendo così una capacità nominale di 9,6 kWh per unità (Figura 2.13). I moduli sono alloggiati in un armadio dedicato, progettato per garantire sicurezza e l'affidabilità operativa del sistema. Ogni modulo è composto da 15 celle collegate in serie, ciascuna con una tensione nominale di 3,2 V. In questo modo, la batteria raggiunge una tensione nominale di 3,2 V ($15 \times 3,2 \text{ V} = 48 \text{ V}$), ideale per applicazioni in sistemi a bassa tensione. All'interno di ogni modulo è integrato un Battery Management System (BMS) che monitora tensioni, correnti e temperature di ogni cella, bilancia automaticamente le cariche e protegge da condizioni anomale come il sovraccarico, sovratemperatura o scarica eccessiva.

Tabella 2.1: Caratteristiche tecniche principali di un modulo US2000

Parametro	Simbolo	Valore	Unità
Tensione nominale	U_{nom}	48	V
Capacità nominale	C_{nom}	2,4	kWh
Profondità di scarica max	DOD	< 80	%
Capacità effettiva	C_{eff}	2,0	kWh
Moduli in parallelo	N_P	4	—
Capacità totale per unità	C_{tot}	9,6	kWh



Figura 2.12: Modulo da 2,4 kWh

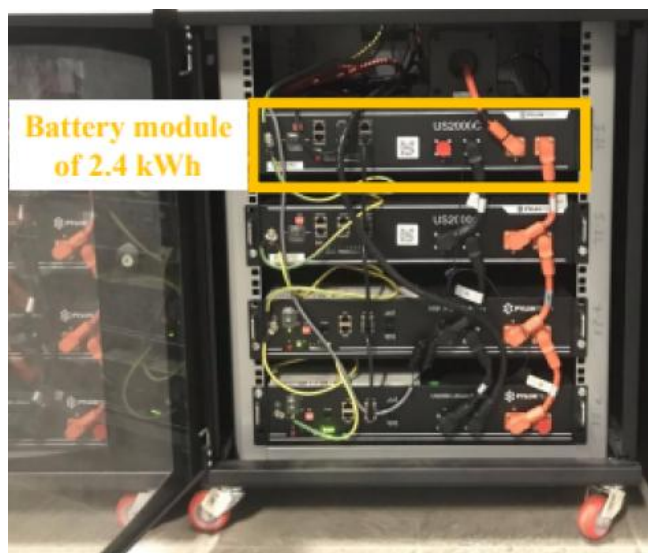


Figura 2.13: Armadio batteria con i 4 moduli in parallelo

I valori mostrati in Tabella 2.2 si riferiscono ai parametri elettrici che sono ammessi durante i cicli di carica e scarica della batteria.

Tabella 2.2: Limiti di corrente e tensione ammessi durante la carica o scarica

Parametro	Simbolo	Valore	Unità
Tensione di scarica	U_{dis}	45 – 54	V
Tensione di carica	U_{ch}	52,5 – 54	V
Corrente raccomandata carica/scarica	I_{rec}	25	A
Corrente massima carica/scarica	I_{max}	50	A
Corrente di picco (15 s)	I_{peak}	100	A

La Figura 2.14 riporta l'andamento della tensione del sistema di accumulo in funzione dello stato di carica (SOC). Si osservano tre zone principali:

- scarica completa: la tensione scende fino al minimo valore di sicurezza quando il SOC è molto basso (0-10%);
- carica/scarica lineare: tra il 10% e l'80% di SOC, la tensione aumenta in maniera lineare, passando da 45 a 54 V. In questa fase il sistema lavora nelle condizioni di funzionamento ottimali con il rendimento oltre il 90%;
- carica di mantenimento: fase in cui la tensione si stabilizza intorno a 52,5 V per garantire una lunga durata del ciclo di vita della batteria.

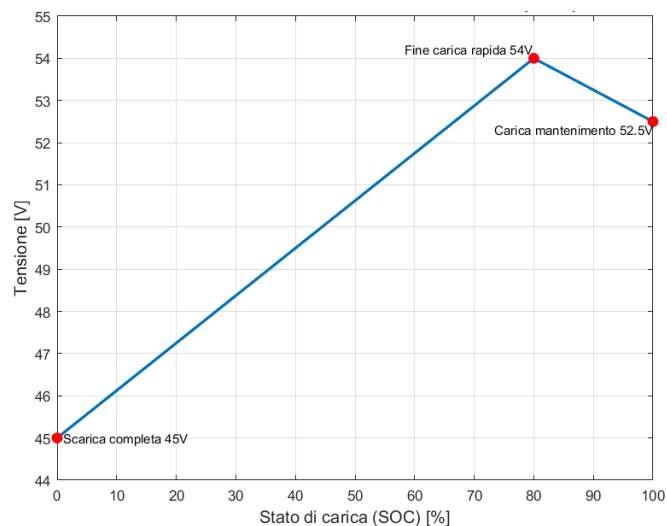


Figura 2.14: Andamento della tensione durante la carica della batteria in funzione del SOC

Blocco centralizzato

Il blocco centralizzato, previsto nel piano di ampliamento del laboratorio, è composto da tre inverter Leonardo PRO X 8000/48 Off-Grid collegati in parallelo (Figura 2.15a), che operano come un unico dispositivo dalla potenza complessiva di 24 kVA (8 kVA ciascuno). Gli inverter sono connessi ad un sistema di accumulo centralizzato costituito da tre armadi, ognuno contenente quattro moduli Pylontech US5000C con tecnologia LiFePO₄ (Figura 2.15b). Ogni modulo ha una tensione nominale di 48 V DC e una capacità nominale di 4,8 kWh. I moduli di ciascun armadio sono collegati in parallelo e sono a loro volta interconnessi per formare un'unica unità di accumulo.



Figura 2.15: Blocco centralizzato: (a) inverter centralizzato, (b) sistema di accumulo centralizzato

Quadro elettrico DC e AC

Al quadro elettrico DC arrivano i cavi provenienti dai moduli fotovoltaici prima di fare il loro ingresso negli inverter. Esso contiene i dispositivi di protezione e sezionamento e gli strumenti di misura per tensioni e correnti (pinze amperometriche e sonde di tensione). Sono presenti 20 interruttori – sezionatori con fusibile, uno per ciascun cavo positivo e negativo di ogni stringa. In Figura 2.16, si può osservare il fronte quadro DC.

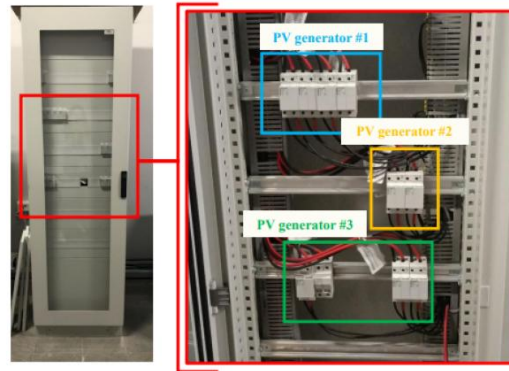


Figura 2.16: Quadro elettrico DC

Sono già in funzione i due quadri elettrici AC che contengono i sistemi di protezione, controllo e la misura della parte AC della micrete, gestendo l'alimentazione dei carichi e la connessione con la rete esterna. Lo schema a blocchi in Figura 2.17 riassume le connessioni dell'impianto nel lato corrente alternata. È stata esaminata la configurazione parallelo, che prevede l'inverter centralizzato in parallelo agli inverter delle tre unità produttive. Questa configurazione è stata adottata per le prove di misure elettriche effettuate nel quadro AC 2 per il monitoraggio istantaneo delle forme d'onda e l'analisi della power quality con l'utilizzo della trasformata di Fourier.

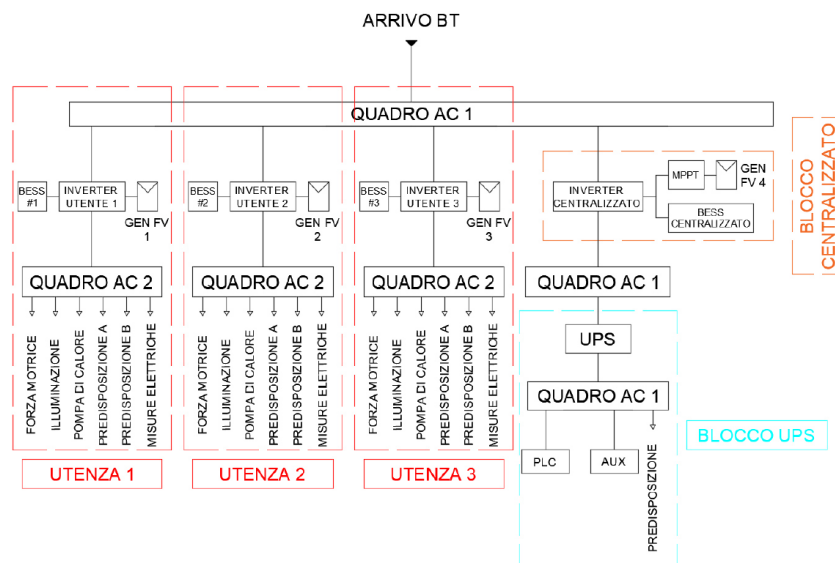


Figura 2.17: Schema a blocchi della configurazione parallelo lato AC

Nei quadri elettrici AC sono stati installati strumenti di misura CVM-E3-MINI ASITA (Figura 2.18), utilizzati per il monitoraggio dei parametri elettrici in tempo reale. Questo strumento è in grado di misurare circa 250 parametri, inclusi valori RMS, massimi e minimi e l'analisi armonica fino al 31° ordine. Questo strumento nasce come analizzatore trifase poiché dispone di tre canali per la corrente e tre per la tensione; tuttavia,

nell'impianto in esame i tre ingressi indipendenti sono utilizzati per effettuare misure in punti differenti della stessa fase. I dati vengono trasmessi via RS-485 (Modbus RTU) verso un convertitore Ethernet, rendendo le misure disponibili da PC e consentendo un monitoraggio della power quality.



Figura 2.18: Strumento di misura Asita CVM-E3-MINI

In Figura 2.19 si può osservare la distribuzione dei dispositivi di misura all'interno del quadro e nello schema unifilare di Figura 2.22 sono presenti tutte le caratteristiche delle apparecchiature di protezione e misura del quadro elettrico.

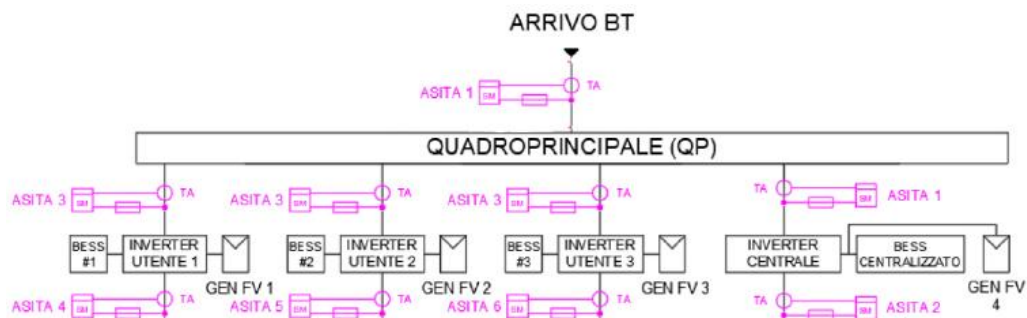


Figura 2.19: Mappa dei punti di misura

Infine, sempre all'interno del quadro AC, si trova il PLC (Programmable Logic Controller), che è un dispositivo elettronico programmabile progettato per l'automazione industriale e la gestione di processi in tempo reale. È in grado di acquisire segnali da sensori, elaborare logiche di controllo e inviare comandi ad attuatori o altri dispositivi, garantendo precisione ed affidabilità. Nel laboratorio PVZEN è stato utilizzato il PLC Modicon TM241CE40T/U di Schneider Electric per coordinare simultaneamente acquisizione dati, controllo delle apparecchiature e scambio energetico.



Figura 2.20: PLC del laboratorio PVZEN

Sistema di monitoraggio

Oltre alle grandezze elettriche in corrente continua e alternata, il laboratorio prevede un sistema di monitoraggio delle principali variabili ambientali che influenzano il comportamento dei moduli fotovoltaici. Dal punto di vista elettrico, vengono monitorate le tensioni DC in uscita dalle stringhe e dal sistema di accumulo; mentre le correnti AC e DC sono rilevate mediante sensori di corrente appositi, che convertono il segnale in tensione per poterlo acquisire con un multimetro multicanale. Nel corso dell'elaborato ci si occuperà delle misure elettriche effettuate direttamente nei quadri elettrici o all'interno degli armadi di accumulo con un setup di misura descritto nei capitoli successivi. Per quanto concerne le informazioni ambientali, esse sono raccolte tramite una stazione meteorologica installata all'esterno, in prossimità dei moduli. Vengono misurati temperatura e umidità dell'aria, pressione atmosferica, velocità e direzione del vento, irraggiamento solare e presenza di precipitazioni. Infine, la temperatura dei moduli fotovoltaici e del locale tecnico sono monitorate con l'utilizzo di termistori.



Figura 2.21: Sistema di monitoraggio: (a) multimetro con scheda mutliplexer,
(b) stazione meteo

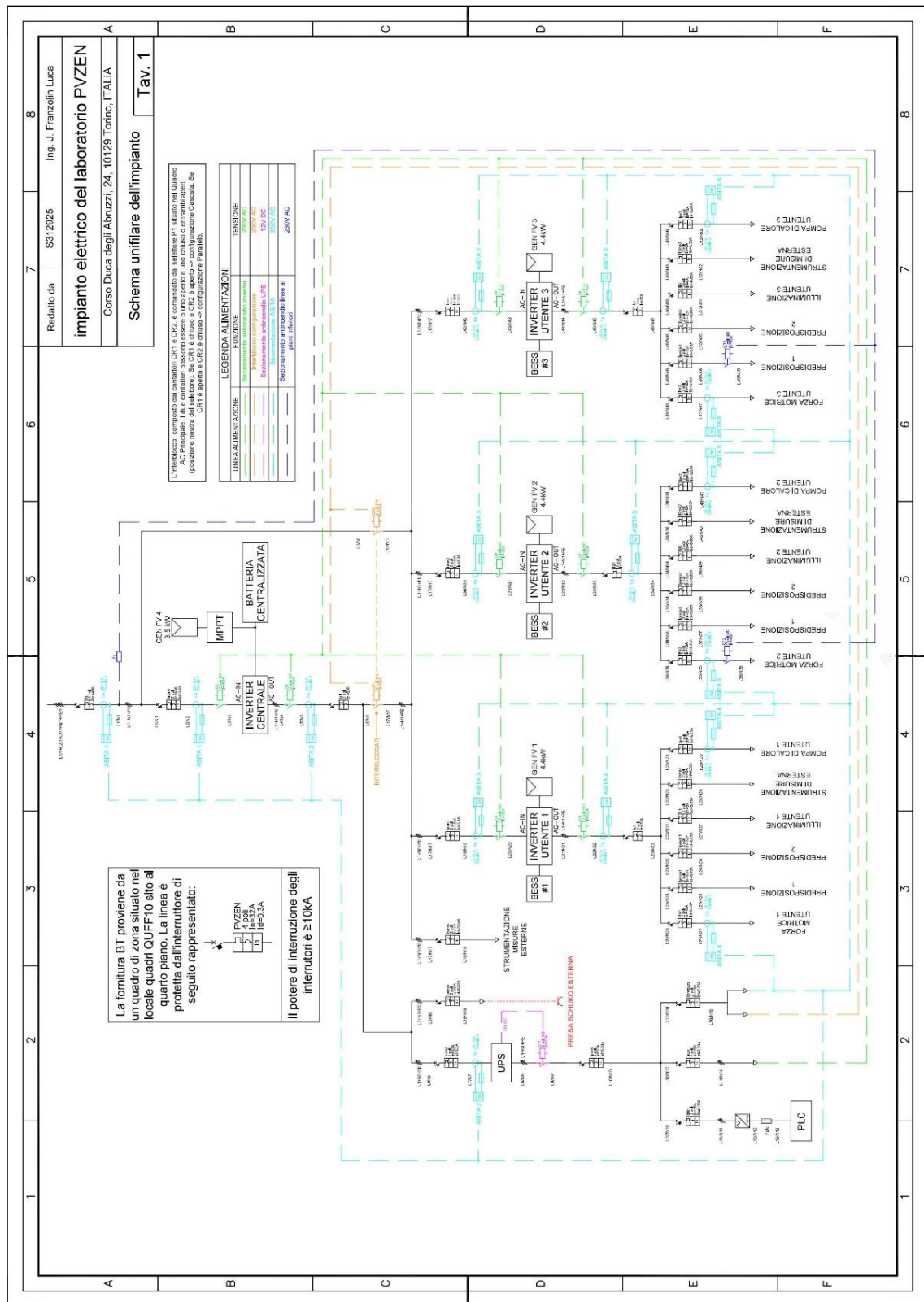


Figura 2.22: Schema unifilare di impianto

2.3.1. Simulazione in real time degli edifici virtuali

Nel laboratorio PVZEN gli impianti di produzione e di accumulo forniscono l'energia necessaria per soddisfare i consumi elettrici di edifici virtuali emulati¹. Se si collegasse l'intero impianto solo ed esclusivamente ai carichi assorbiti dall'università, l'utilizzo della rete sarebbe limitato alle sole attività didattiche ed amministrative. Con la simulazione virtuale, invece, è possibile rappresentare qualsiasi tipologia di utente e modificare di conseguenza il comportamento della microrete, rendendo il sistema molto flessibile. Il profilo di carico delle utenze virtuali non è casuale, ma dipende dalle condizioni ambientali locali come la temperatura e l'irraggiamento, che sono variabili misurate da opportuni strumenti. La comunicazione delle informazioni avviene attraverso un'applicazione sviluppata in Matlab, che calcola la potenza che le resistenze del laboratorio devono dissipare per replicare il comportamento energetico degli edifici simulati.

2.3.2. Emulatore di carico

L'emulatore di carico è costituito da tre coppie di resistenze alloggiare all'interno di un quadro elettrico posizionato nel laboratorio. Ogni coppia di resistenze è collegata all'uscita AC di uno dei tre inverter attraverso le linee dedicate ai carichi nel quadro elettrico AC 2. La Figura 2.23 mostra una foto del quadro con le resistenze, montate sul lato posteriore, mentre alla base sono presenti quattro ventole che ne migliorano la dissipazione termica. Il carico ha l'obiettivo di rappresentare fedelmente la domanda energetica degli edifici, assorbendo energia in funzione dei risultati ottenuti dalle simulazioni real-time. Il controllo della potenza assorbita viene affidato a tre regolatori di potenza monofase, uno per ciascuna coppia di resistenze. Questi dispositivi si interfacciano tramite comunicazione seriale Modbus RTU², permettendo la gestione di corrente, tensione, potenza e parametri di funzionamento. Sulla base delle misure elettriche effettuate nel quadro elettrico AC 2, nel Capitolo 4.1.1 seguiranno

¹ Con "emulati" si intende la riproduzione in tempo reale del comportamento energetico degli edifici tramite modelli software collegati a componenti hardware reali, come previsto dalle tecniche HiL utilizzate nelle microreti. Questa strategia consente di simulare e testare in modo sicuro sistemi energetici senza la necessità di impianti fisici complessi [14].

² Modbus RTU è un protocollo di comunicazione seriale sviluppato da Modicon nel 1979 basato su un'architettura client/server (master/slave) e impiegato per lo scambio di dati tra dispositivi industriali tramite interfacce RS-232 e RS-485. Assicura trasmissioni affidabili anche su lunghe distanze [15].

approfondimenti relativi al componente e alla forma d'onda dei parametri elettrici assorbiti.

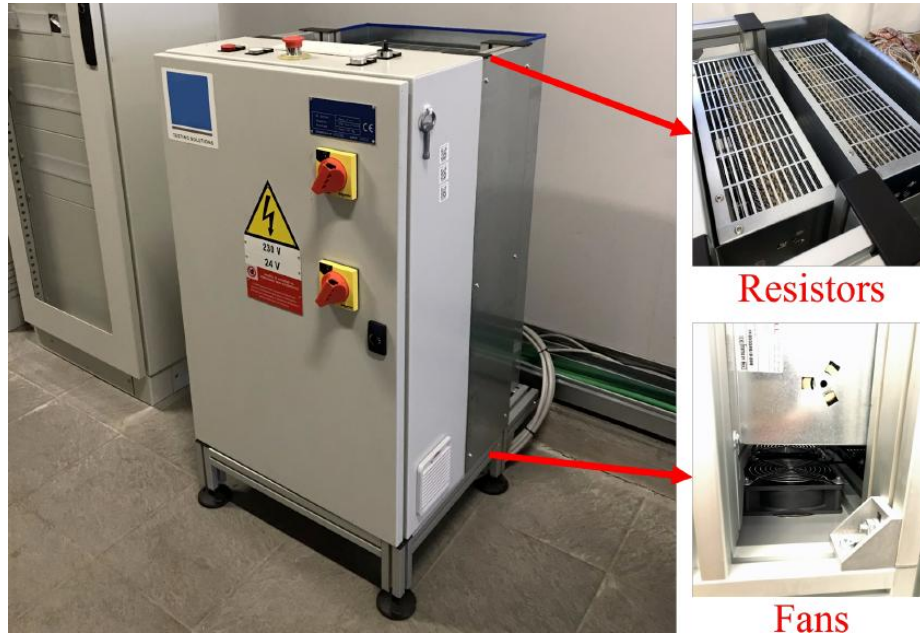


Figura 2.23: Emulatore di carico del laboratorio PVZEN

Capitolo 3

3.Strumentazione e apparecchiature per le misure elettriche

Con lo scopo di mettere in chiaro le attività sperimentali descritte nei capitoli successivi, viene fornita una descrizione delle apparecchiature e della strumentazione utilizzata per le misure elettriche, illustrando una panoramica delle principali caratteristiche degli strumenti impiegati. Le misure elettriche, che vengono definite da *EBSCO Research Starters* sono definite come “il processo di quantificazione di proprietà elettriche, come tensione, corrente, resistenza, capacità e analisi delle forme d’onda. Esse implicano la definizione di unità standard per le misure, con la costruzione di strumenti adatti e l’utilizzo dei dati acquisiti per l’analisi delle prestazioni dei circuiti elettrici” [16]. Un aspetto di primaria importanza affrontato in questo lavoro è stato quello della sicurezza degli strumenti e dell’ambiente circostante: tutte le apparecchiature di misura presentano bassa incertezza dichiarata ed elevata affidabilità. D’altro canto, per garantire coerenza e stabilità dei risultati, sono state effettuate misure ripetute nelle medesime condizioni di lavoro. Tuttavia, nella tesi non è stato approfondito il tema dell’analisi sistematica delle incertezze di misura, privilegiando invece l’aspetto applicativo, la qualità dei dati acquisiti e l’analisi di questi ultimi.

3.1. Descrizione della strumentazione

Per le misure effettuate nel quadro elettrico e nei pacchi batteria è stato predisposto un setup di misura, descritto nei paragrafi e capitoli successivi, composto da diversi strumenti, ciascuno con caratteristiche tecniche specifiche e ruoli ben definiti. In questa sezione verranno descritti nel dettaglio tutti i dispositivi comuni utilizzati durante le varie acquisizioni in laboratorio.

3.1.1. Dispositivo di acquisizione dati NI-USB-6251

Il National Instruments NI-USB-6251 di Figura 3.1 è un sistema di acquisizione multifunzione (*Multifunction DAQ*) che costituisce il cuore delle misure effettuate [17].

In Tabella 3.1 sono raccolte le principali caratteristiche tecniche dello strumento di acquisizione.

Tabella 3.1: Specifiche tecniche del dispositivo di acquisizione NI-USB-6251

Specifiche tecniche principali	
Caratteristica	Valore
Numero di ingressi analogici (AI)	8 differenziali oppure 16 single-ended
Risoluzione ADC	16 bit
Frequenza di campionamento max	Fino a 1,25 MS/s per un singolo canale
Numero di uscite analogiche (AO)	2 canali analogici, 16 bit
Linee digitali I/O	24 linee digitali, configurabili come input/output
Ingressi contatori/timer	2 a 32 bit
Accuratezza	± 80 ppm della lettura, $\pm 100 \mu\text{V}$
Interfaccia di comunicazione	USB 2.0 ad alta velocità
Connettori	BNC per AI/AO/DI/DO, morsettiera per segnali addizionali
Software di supporto	Compatibile con LabVIEW, C/C++, Python, MATLAB

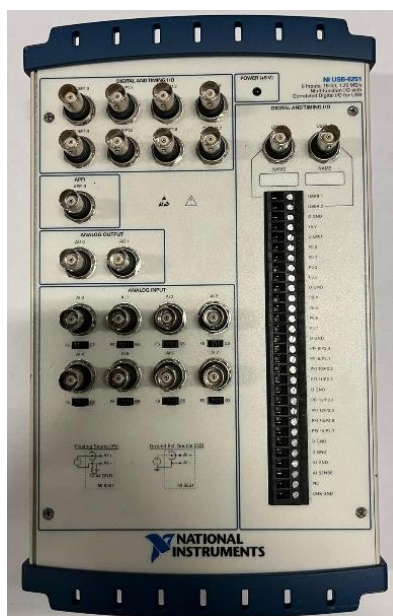


Figura 3.1: Scheda di acquisizione NI-USB-6251

3.1.2. Oscilloscopio digitale

L'oscilloscopio digitale è stato realizzato in ambiente LabVIEW e consente di acquisire, visualizzare e memorizzare in tempo reale le forme d'onda dei segnali analogici acquisiti dal dispositivo. In questo modo, è possibile simulare le funzionalità principali di un oscilloscopio reale. In generale, l'acquisizione può avvenire secondo tre differenti tipologie:

- acquisizione continua, con aggiornamento in tempo reale della forma d'onda e possibilità di visualizzare a propria scelta i canali selezionati;
- acquisizione one-shot a due canali;
- acquisizione one-shot a quattro canali.

A seconda della misura effettuata, viene richiesta la configurazione di alcuni gruppi principali di parametri.

- Parametri del canale di ingresso:
 - selezione del canale sul connettore BNC-2120 (es: *Dev1/ai0*);
 - costanti delle sonde di misura, sia per tensione che per corrente;
 - valori minimi e massimi attesi per i segnali analogici da acquisire, al fine di garantire la corretta scalatura e massima risoluzione possibile.
- Parametri per il campionamento:
 - velocità di campionamento (*Sampling rate*), espressa in campioni per secondo (Sa/s);
 - finestra temporale, che rappresenta l'intervallo temporale visualizzato nei grafici (s).
- Il trigger serve per stabilire quando iniziare a registrare i dati. Senza questo, l'acquisizione partirebbe subito, mentre con il trigger ci si aspetta che il segnale soddisfi una condizione specificata. I suoi parametri principali sono:
 - tempo pre-trigger: quantità di dati da salvare prima dell'evento di trigger (s);
 - livello: il valore che il segnale deve superare per avviare la registrazione;
 - pendenza (positiva/negativa): stabilisce se il trigger scatta quando il segnale sale sopra la soglia o quando scende sotto.
- Canale PFI0, che è una linea digitale di temporizzazione (*Programmable Function Interface*, PFI) e può essere usato come trigger esterno. Richiede la costante della sonda a cui è collegato il segnale.

- Tempo totale di esecuzione del programma: stabilisce per quanto a lungo il programma acquisisce i dati (s).
- Numero di campioni per canale: dipendono dalla frequenza di campionamento e dal tempo. In particolare, i campioni acquisiti sono il prodotto tra la frequenza di campionamento (Sa/s) e la finestra temporale (s); mentre i campioni pre-trigger si riferiscono al tempo di pre-trigger.
- Salvataggio su file: genera il file *.txt* con le informazioni dei valori di tempo nella prima colonna, seguiti da tensione e corrente per ciascun canale nelle colonne successive. Bisogna specificare il percorso e il nome del file di salvataggio.

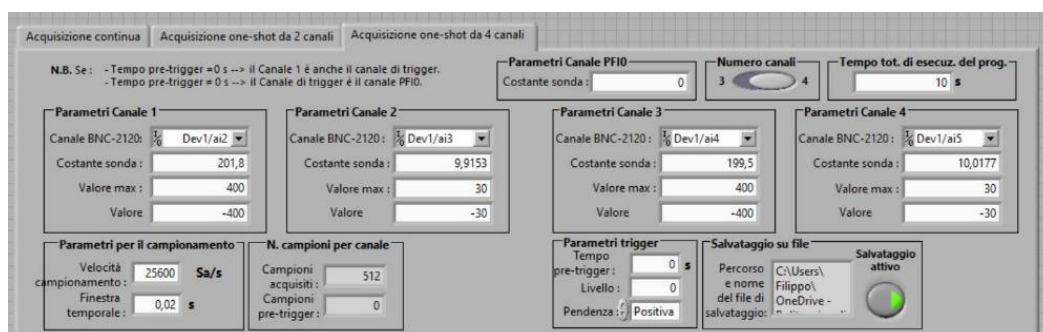


Figura 3.2: Schermata LabVIEW per l'impostazione dei parametri dell'oscilloscopio

3.1.3. Strumentazione di misura

Sonda differenziale di tensione: Sapphire Differential Probe SI-9002 (Figura 3.3)

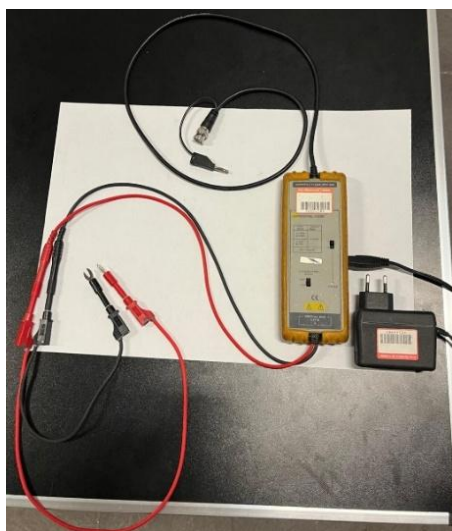


Figura 3.3: Sonda differenziale di tensione (Sapphire SI-9002)

Viene utilizzata per le misure di tensione in circuiti senza il riferimento al potenziale di terra di un punto del sistema di misura. In Figura 3.4 è mostrato il circuito equivalente della sonda, che tiene conto dell'impedenza di ingresso. È inoltre presente un amplificatore differenziale interno che scala il segnale (fattori 1:20 o 1:200) e lo rende single-ended (uscita BNC). Di seguito, in Tabella 3.2 si trovano le principali caratteristiche dello strumento [18]:

Tabella 3.2: Caratteristiche tecniche sonda di tensione Sapphire SI-9002

Sapphire SI-9002	
Caratteristica	Valore
Banda passante (-3 dB)	DC – 25 MHz
Rapporto d'attenuazione	1:20 oppure 1:200
Accuratezza dichiarata	$\pm 2\%$
Impedenza d'ingresso	4 M Ω // 5.5 pF per ogni lato verso massa
Tensione differenziale massima	In modalità x20: ± 140 V (DC + picco AC) In modalità x200: ± 1400 V (DC + picco AC)

Per la modellazione dinamica della batteria descritta nel Capitolo 6, è necessario ricavare i parametri elettrici da inserire. Siccome l'impedenza d'ingresso è riferita ai singoli terminali rispetto a massa, quando la sonda viene collegata in modalità differenziale tra i due punti di misura del circuito (+/-), le due impedenze verso massa si combinano in serie. La sonda viene dunque modellata come un carico tra i terminali + e - del circuito di misura a cui è connessa. Questa elevata impedenza differenziale garantisce che la sonda introduca un carico minimo sul circuito sotto test, limitando le perturbazioni anche alle alte frequenze.

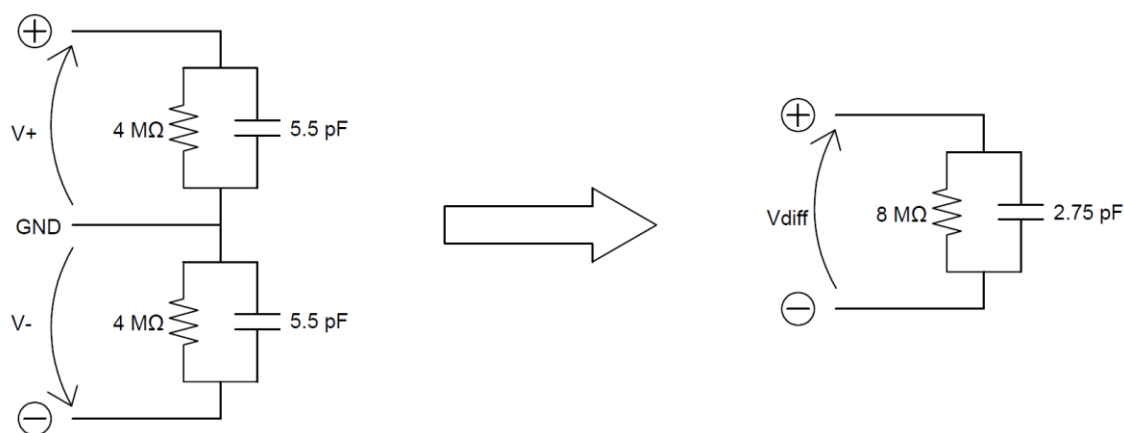


Figura 3.4: Circuito elettrico equivalente d'ingresso della sonda di tensione

Sonda di corrente: Hioki 3285 Clamp AC/DC (Figura 3.5)



Figura 3.5: Sonda di corrente Hioki 3285

La sonda di corrente Hioki 3285 è una pinza amperomerica progettata per misurare correnti in continua e alternata fino a 2000 A. È a tutti gli effetti un trasformatore di corrente (oppure sensore ad effetto Hall nel caso DC) e quindi il suo modello elettrico equivalente da inserire nel circuito dinamico in simulazione si riduce ad una resistenza di avvolgimento in serie all'induttanza di dispersione. Il costruttore non fornisce valori precisi per queste grandezze, ma questi ultimi sono stimati utilizzando informazioni sulla banda passante del filtro RL oppure sono presi da articoli di altri sensori clamp [19]. Nel Capitolo 6.2.2 saranno spiegate meglio queste semplificazioni.

Sonda di corrente: LEM PR 30 (Figura 3.6)



Figura 3.6: Sonda di corrente LEM PR 30

La LEM PR 30 è anch'essa basata sulla tecnologia dell'effetto Hall ed è progettata per misurare correnti fino a 30 A [20].

Sonda di corrente: LEM PR 1030 (Figura 3.7)



Figura 3.7: Sonda di corrente LEM PR 1030

La LEM PR 1030 può invece misurare fino a 140 A oppure 1400 A a seconda del range che le si imposta spostando opportunamente un tasto sullo strumento [21].

Gli strumenti di misura descritti in precedenza sono stati tarati presso un centro certificato, che ha definito le costanti di sonda da utilizzare per convertire il segnale misurato dal device nella grandezza elettrica reale. Nella Tabella 3.3 seguente, sono raccolte tutte le costanti di sonda che devono essere attentamente inserite nel programma LabVIEW, a seconda della sonda utilizzata, per completare le operazioni di misura nel modo opportuno.

Tabella 3.3: Classificazione delle costanti di sonda da inserire nel programma LabVIEW

Costanti di sonda				
Strumento	Campo di misura	Apparecchio 1	Apparecchio 2	Apparecchio 3
Hioki 3285	CC fino a 200 Apk	202,76	196,58	200
	CC fino a 2000 Apk	-	-	-
	CA fino a 200 Apk	197,64	197,61	197,4
	CA fino a 2000 Apk	1970,6	1971,12	1966,63
Sapphire SI-9002	V _{DC} fino a 140 Vrms	20,02	19,98	19,92
	V _{DC} fino a 1400 Vrms	200	201,8	199,5
LEM PR 30	CC	9,9705	9,9346	9,994
	CA	9,7665	9,9153	10,0177

Multimetro FLUKE (Figura 3.8)

Il multimetro è stato utilizzato come strumento di appoggio per verificare l'eventuale assenza di tensione durante manovre sui quadri elettrici, oppure come verifica per alcuni parametri elettrici durante le misurazioni. Ad esempio, per misurare la resistenza elettrica inserita nel circuito di smorzamento della scarica della batteria sul condensatore, o per verificare il valore di tensione sul pacco batteria durante il suo funzionamento.

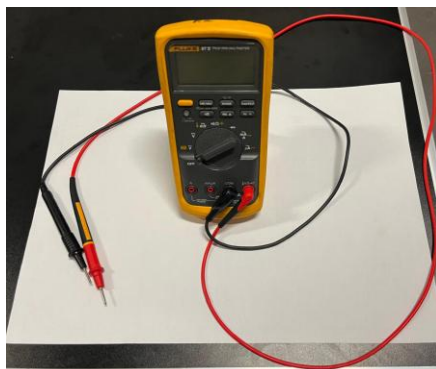


Figura 3.8: Multimetro digitale Fluke

Accessori e cavi di collegamento (Figura 3.9)

Infine, è necessario disporre di accessori affidabili per garantire misure sicure e stabili. Vengono utilizzati cavi con connettori a banana nella versione a molla, che presentano isolamento rinforzato per la connessione agli strumenti di misura; le pinze a coccodrillo, per connettere il cavo di misura a un terminale e accessori magnetici, che si attaccano magneticamente a parti metalliche, come ai morsetti di un interruttore, dove viene richiesta elevata sicurezza nelle manovre.



Figura 3.9: Accessori vari per la realizzazione dei collegamenti del setup di misura

Capitolo 4

4. Misure elettriche sul quadro e analisi della Power Quality

In questo capitolo vengono presentate le attività di misura condotte sul quadro elettrico AC 2 dell'impianto, con l'obiettivo di caratterizzare in maniera accurata le grandezze elettriche fondamentali e valutare la qualità dell'energia in quel punto. Per assicurare l'affidabilità dei dati, è stato predisposto un setup di misura calibrato e documentato, la cui configurazione viene illustrata nel corso del capitolo. Le misure vengono acquisite mediante una scheda molto accurata, che può campionare ad una frequenza molto elevata segnali di tensione e di corrente. Vengono poi esaminati parametri come il fattore di potenza, le armoniche di corrente e tensione e la distorsione armonica totale (Totale Harmonic Distortion, THD), al fine di ricostruire in modo opportuno la potenza elettrica e di identificare i fenomeni di distorsione armonica. Per l'analisi del segnale, sono stati sviluppati dei codici di elaborazione dati in Matlab, che includono l'uso della trasformata di Fourier (Fast Fourier Transform, FFT), la ricostruzione del segnale campionato nel dominio del tempo e nel dominio della frequenza, la rappresentazione grafica dello spettro armonico e lo studio degli indici di power quality. Queste procedure di misura si sostituiscono ai risultati forniti dagli strumenti Asita, i quali effettuano il campionamento del segnale con una certa frequenza, ma non forniscono alcuna informazione né sulla procedura di calcolo degli indici elettrici né l'accesso diretto alla forma d'onda. Questo limita la possibilità di analisi approfondite e di verifica dei parametri. Per colmare tale lacuna, nel Capitolo 5 è stato effettuato un confronto qualitativo tra le misure acquisite con l'oscilloscopio in modalità datalogger e i dati forniti dagli strumenti Asita, con l'obiettivo di dedurre la logica adottata da Asita, dal momento che, né i manuali e né l'assistenza tecnica hanno reso disponibile una descrizione dettagliata della loro metodologia di elaborazione.

4.1. Setup di misura e configurazione sperimentale

Il setup di misura è stato installato presso il quadro elettrico secondario QAC2, nella configurazione in cui tutti gli inverter fotovoltaici sono in parallelo tra loro. Nel dettaglio,

come si evince dallo schema unifilare mostrato in Figura 4.1, il teleruttore CR2 viene chiuso, mentre CR1 è mantenuto aperto (i due sono interbloccati tra loro).

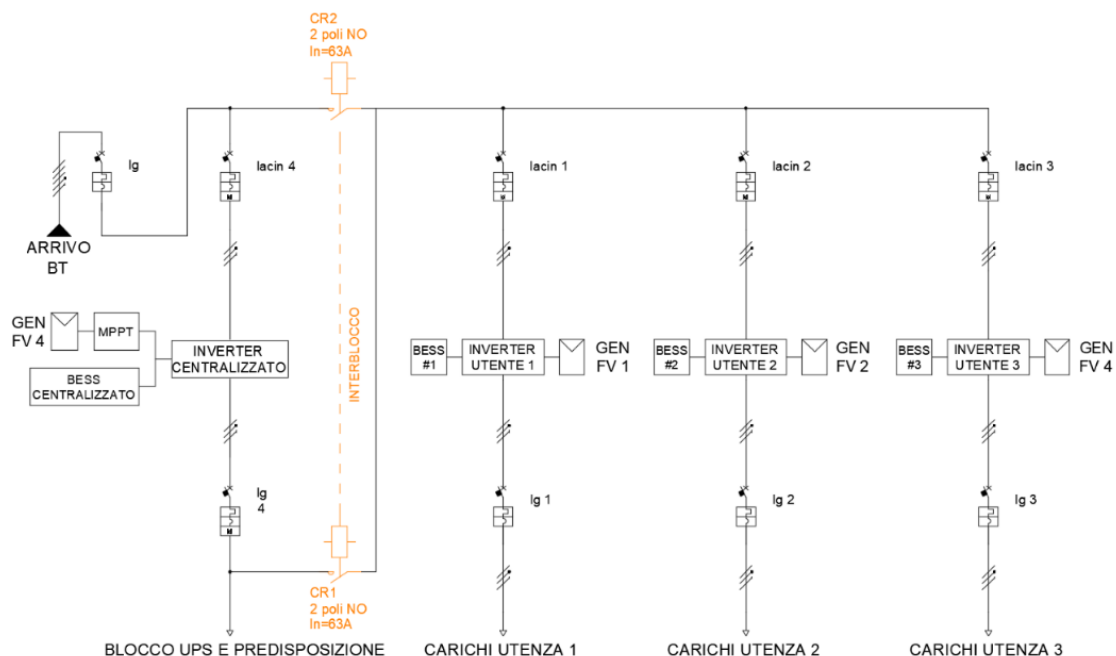


Figura 4.1: Schema unifilare semplificato con interblocco evidenziato

Nello schema a blocchi della Figura 4.2 è rappresentato nel dettaglio lo schema di montaggio del circuito di misura con tutte le apparecchiature ad esso connesse. I punti di misura sono stati individuati in corrispondenza degli interruttori Ig1, Ig2 e Ig3, posizionati a valle degli inverter e a protezione delle linee di partenza verso i rispettivi carichi. Facendo un passo indietro, è importante, al fine di svolgere un'attività di analisi accurata e valida, comprendere quali siano i carichi alimentati da queste linee e quale sia il loro comportamento. La linea associata a Ig1 alimenta i server del laboratorio (circa 100-200 W), mentre la linea protetta da Ig3 è collegata ai server del piano sottostante del Dipartimento DET (circa 700-800 W). Tutte e tre le linee, inoltre, alimentano gli emulatori di carico, che consentono di simulare carichi variabili. Lo scopo di queste misure è quello di acquisire la forma d'onda di tensione e corrente sul carico, fino a questo momento non nota, e farne una valutazione qualitativa sulla base delle informazioni acquisite con le misure.

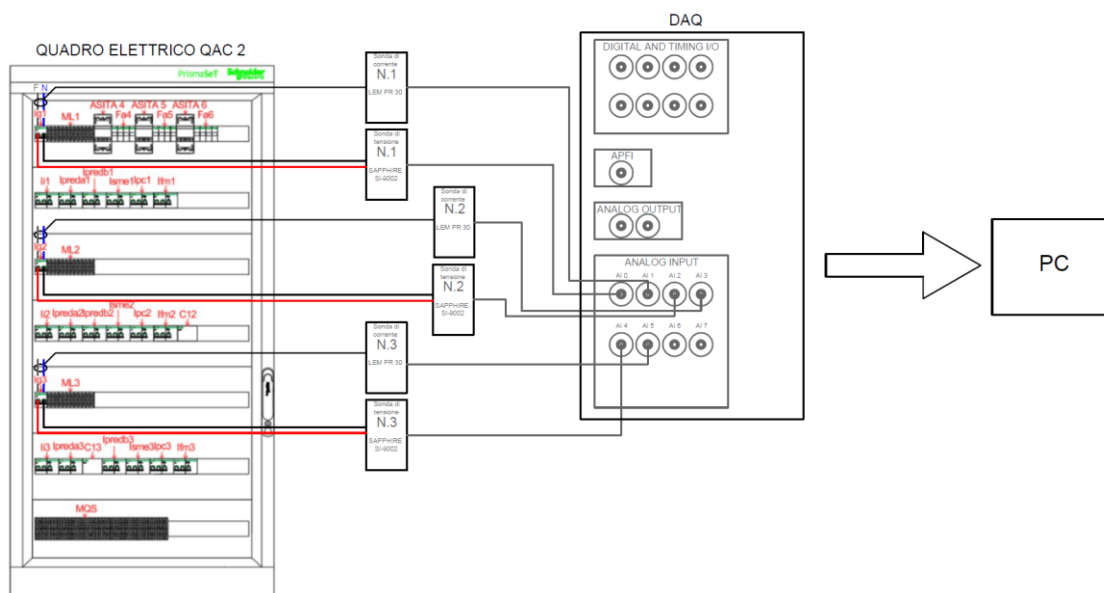


Figura 4.2: Schema a blocchi del setup di misura

Infine, sono state scattate alcune fotografie (Figura 4.3) che testimoniano l'avvenuta attività svolta nel laboratorio sperimentale.



Figura 4.3: Montaggio ed esecuzione delle misure sperimentali sul quadro

4.1.1. Principio di funzionamento dell'emulatore di carico

A chiudere la catena di misura nel circuito di potenza c'è il carico elettrico, che in questo caso è l'emulatore progettato dalla ditta *BAVA Testing Solutions*. L'armadio ospita tre sistemi separati e indipendenti tra loro, ciascuno costituito da una coppia di resistenze da 26Ω collegate in parallelo. Ogni coppia, alimentata da una tensione di 230 V può assorbire al massimo circa 4 kW. In Figura 4.4 sono mostrati i dettagli interni dell'apparecchio:

- apparecchiature elettriche di protezione come fusibili, interruttori, pulsante di emergenza per lo spegnimento;
- termostati per il controllo della temperatura interna dell'armadio e delle resistenze stesse;
- ventole per il raffreddamento;
- regolatori di potenza per il controllo;
- interfaccia di comunicazione Modbus RTU/TCP che permette al computer di inviare i setpoint di potenza e ricevere i feedback dal sistema.

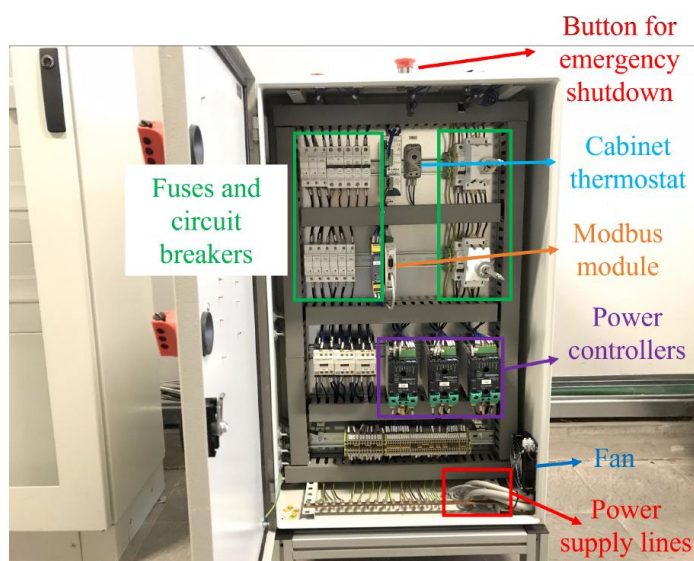


Figura 4.4: Vista interna dell'emulatore di carico resistivo

Ogni sistema resistivo ha il suo regolatore che funziona nel seguente modo: all'interno del tempo di ciclo impostato (che può variare tra 1 s e 200 s), in funzione della richiesta percentuale di carico, avviene la modulazione della conduzione della sinusoide. Ad esempio, se si imposta il 20 % della potenza massima erogabile e se il tempo di ciclo è di 15 s, il sistema risponde come segue:

$20\% \cdot 15\text{ s} = 3\text{ s}$, in cui il sistema è in conduzione

$15 - 3 = 12\text{ s}$, in cui il sistema non conduce

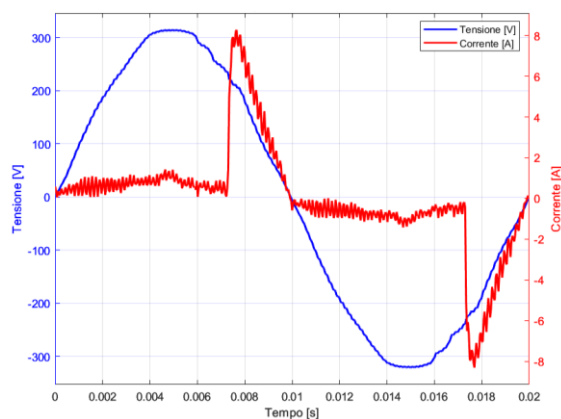
4.2. Analisi qualitativa delle forme d'onda sui tre canali

Il primo step si occupa di ricostruire l'andamento temporale delle forme d'onda di tensione e corrente nei tre punti di misura. Viene impostato l'oscilloscopio digitale su acquisizione a 4 canali. Nella prima acquisizione si misurano i valori di tensione e corrente rispettivamente per Ig1 e Ig2; nella seconda si ripetono le acquisizioni per Ig2 e si aggiungono quelle di Ig3.

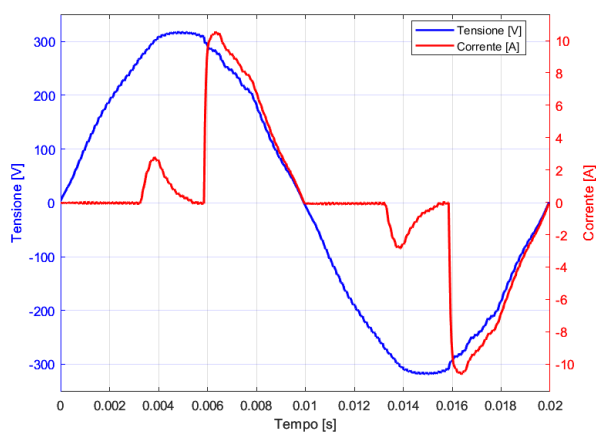
Dalle misure effettuate si nota una prima importante informazione: il sistema non lascia passare semionde intere, ma spegne e accende il carico anche all'interno della semionda stessa. A questo punto, si può associare una tecnica di controllo che fa uso di tiristori o TRIAC durante le semionde, regolando la potenza in maniera molto accurata. In pratica ogni semionda può essere parzialmente conduttiva. Il tiristore, una volta innescato grazie al comando inviato al gate, rimane in conduzione fino al passaggio per lo zero della corrente alternata. Dal momento che il comportamento si verifica in modo simmetrico anche nella semionda negativa, è plausibile che il sistema utilizzi due tiristori in antiparallelo, oppure un triac. Nel triac si varia l'istante di accensione all'interno di ogni semionda variando l'angolo di fase. Un'ulteriore aspetto importante è la presenza dello zero detection, che rileva in modo preciso il passaggio per lo zero della tensione e sincronizza l'accensione del triac/SCR. Questo pilotaggio sincronizzato con la tensione di rete evita che ci siano disturbi o commutazioni indesiderate. La simmetria della forma d'onda, seppur molto distorta garantisce una migliore qualità in termini di riduzione delle armoniche dispari, ma introduce sicuramente armoniche di ordine superiore.

Nella Figura 4.5 sottostante sono riportate le forme d'onda acquisite per i tre canali Ig1, Ig2 e Ig3. La curva sinusoidale blu rappresenta la tensione di alimentazione sinusoidale a 50 Hz con valore efficace di circa 230 V. Per ciascun canale è stato acquisito un periodo della forma d'onda per analizzare nel dettaglio il comportamento del dominio del tempo.

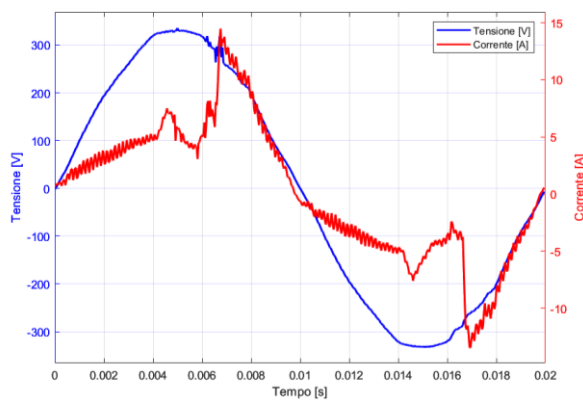
1. Canale Ig1: la corrente (rosso) presenta una sinusoide di valore efficace inferiore a 1 A che rappresenta l'assorbimento continuo del server del laboratorio (100-200 W) sovrapposta alla porzione di semionda sinusoidale che viene attivata dal controllo mediante il tiristore.
2. Canale Ig2: la corrente non presenta alcun assorbimento continuo perché il carico è solamente l'emulatore resistivo. Si notano due picchi distinti all'interno della stessa semionda: un primo picco iniziale che si annulla subito e il secondo picco più esteso, che inizia all'incirca a metà semionda e termina quando la corrente sinusoidale va a zero. In questo caso, il regolatore modula la potenza con più finestre di conduzione all'interno della stessa semionda. Un motivo valido potrebbe sicuramente essere il miglior dosaggio della potenza con l'uso di più finestre, al fine di ridurre le armoniche (si faccia riferimento al Capitolo 4.3.1) oppure il regolatore presenta una protezione interna che interrompe la conduzione quando la corrente è troppo alta o quando presenta una di/dt troppo elevata.
3. Canale Ig3: la sinusoide continua rappresenta l'assorbimento del server del piano sottostante (700-800 W) con un picco di circa 5 A. Come nel caso precedente si rilevano i due picchi dovuti al controllo della potenza dell'emulatore.



(a) Canale 1: segnali elettrici Ig1



(b) Canale 2: segnali elettrici Ig2



(c) Canale 3: segnali elettrici Ig3

Figura 4.5: Acquisizioni di un periodo della forma d'onda di corrente e tensione per ciascun canale

Per analizzare al meglio il comportamento dell'emulatore di carico sono state acquisite più volte le misure sui canali Ig2 e Ig3 (Figura 4.6), con lo scopo di dare una motivazione più valida al controllo con finestre temporali multiple. Si ottengono però gli stessi

andamenti temporali e ciò significa che i parametri di controllo della potenza assorbita dall'emulatore non sono stati variati durante l'arco temporale delle acquisizioni e che i due picchi che si verificano sulla corrente non sono casuali, ma dipendono dal valore di potenza richiesta dal carico.

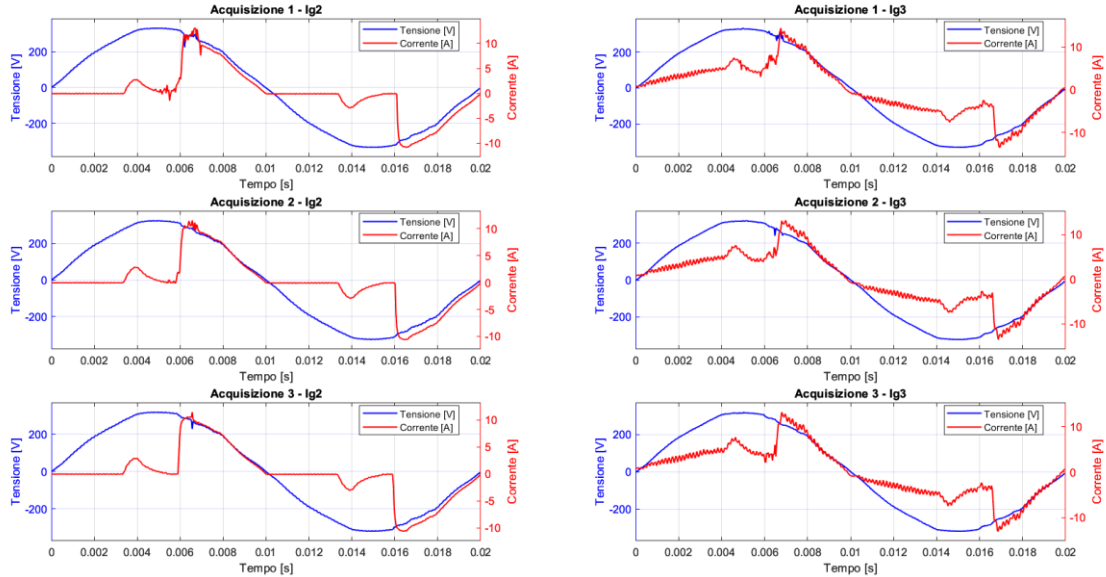


Figura 4.6: Verifica del controllo mediante picchi multipli della corrente richiesta dal carico

4.3. Analisi armonica tramite FFT

Con lo scopo di chiarire una volta per tutte la tecnica adottata nelle misurazioni, vengono definiti i parametri di campionamento utilizzati nel software dell'oscilloscopio digitale. I segnali di tensione e corrente per ciascun canale sono acquisiti con:

- frequenza di rete (fondamentale): $f_1 = 50 \text{ Hz}$;
- finestra temporale di acquisizione: $T_W = 0,2 \text{ s}$ (a cui corrisponde un numero di cicli/periodi analizzati per la FFT pari a $N_C = T_W \cdot f_1 = 0,2 \cdot 50 = 10$);
- velocità di campionamento: $f_S = 25600 \text{ Sa/s}$.

Il numero di campioni acquisiti nella finestra temporale risulta essere:

$$N_S = f_S \cdot T_W = 25600 \cdot 0,2 = 5120 \text{ campioni/canale} \quad (4.1)$$

Infine, il numero di campioni per ciclo saranno:

$$N_{sc} = \frac{N_s}{N_c} = \frac{5120}{10} = 512 \text{ campioni/canale/ciclo} \quad (4.2)$$

Intuitivamente, ad una maggiore frequenza di campionamento corrisponde una migliore precisione del sistema di misura.

La trasformata di Fourier è uno strumento matematico che permette di passare dal dominio del tempo al dominio della frequenza, scomponendo un'onda qualsiasi, anche molto complessa e rumorosa, in una somma di onde sinusoidali a differenti ampiezze, frequenze e fasi., che sommate tra loro danno origine al segnale di partenza. Se una funzione è periodica nell'intervallo $(0, T)$, a quadrato integrabile³ e regolarizzata nei possibili punti di discontinuità⁴, può essere decomposta in serie di Fourier come somma infinita di seni e coseni [22]:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cos\left(\frac{2\pi}{T} hx\right) + b_h \sin\left(\frac{2\pi}{T} hx\right) \quad (4.3)$$

I coefficienti vengono così calcolati:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) dx \quad (4.4)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos\left(\frac{2\pi}{T} hx\right) dx \quad (4.5)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin\left(\frac{2\pi}{T} hx\right) dx \quad (4.6)$$

Per quanto riguarda un segnale $x(t)$ il cui andamento non è necessariamente periodico, si utilizza la trasformata di Fourier continua o discreta. La prima (Continuous Fourier Transform, CFT) si utilizza per segnali continui, mentre la seconda (Discrete Fourier Transform, DFT) opera su segnali campionati. Per agevolare la comprensione della DFT prima di applicarla al progetto in esame, è necessario definire il vettore esponenziale complesso.

³ Sia $f(x)$ una funzione definita nel dominio Ω . Se l'integrale di $|f(x)|^2$ è finito, allora f è detta a quadrato integrabile su Ω . $\int |f(x)|^2 dx < \infty$

⁴ Ad una funzione regolarizzata nei punti di discontinuità viene assegnato il valore del limite destro o sinistro della funzione originale al punto di discontinuità, modificando così la funzione originale in quel punto per renderla continua.

I vettori esponenziali complessi sono generati dalle N radici di 1 nel piano complesso, con $n = 0, 1, \dots, N-1$.

$$\bar{W}_N^n = e^{j\frac{2\pi}{N}n} \quad (4.7)$$

Ogni radice ha modulo uguale a 1 perché $e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha \rightarrow |e^{j\alpha}| = 1$. Nel piano di Gauss esse sono punti equidistanti esattamente $2\pi/N$. Se un segnale periodico viene campionato con N punti, periodo T e frequenza $f_1 = 1/T$, allora il termine esponenziale complesso è:

$$\bar{S}_{n,N} = \bar{W}_N^n \quad (4.8)$$

Se a questo punto la frequenza è multipla della fondamentale f_1 , ossia $f_h = h f_1$, nel periodo T ci sono h periodi alla frequenza f_h a cui corrisponde

$$\bar{S}_{n,N}^h = e^{j2\pi h \frac{n}{N}} \quad (4.9)$$

Si dimostra che, considerando due frequenze multiple di f_1 , il prodotto scalare è zero e pertanto due vettori esponenziali complessi che rappresentano frequenze differenti sono ortogonali tra di loro [22].

Considerando una forma d'onda x campionata nel tempo con N campioni per periodo, il cui campione finale è il k-esimo, il valore efficace (Root-Mean Square, RMS) è definito da:

$$X_{RMS}(k) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=k-N+1}^{i=k} (x(i))^2} \quad (4.10)$$

Se gli N campioni vengono raccolti in un vettore \mathbf{x} , la forma diventa:

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{\mathbf{x}^T \mathbf{x}}{N}} \quad (4.11)$$

Il segnale $x(t)$ con massimo contenuto armonico alla frequenza f_{\max} viene ricostruito completamente se e solo se i suoi campioni discreti $x(n)$ sono presi con passo di campionamento T_s , tale che $T_s < 1/2f_{\max}$. Per l'applicazione all'analisi armonica di una forma d'onda con frequenza di fondamentale f_1 , usando N campioni, l'ordine armonico massimo (frequenza di Nyquist) che si può ricostruire è:

$$\begin{cases} \frac{1}{T_s} > 2f_{\max} \\ T_s = T/N \\ f_{\max} = \frac{h_{\max}}{T} \end{cases} \rightarrow h_{\max} < \frac{N}{2} \quad (4.12)$$

Dunque, dal punto di vista teorico è richiesto un numero di punti almeno doppio del massimo ordine armonico da considerare. Idealmente nel caso in esame si potrebbe arrivare fino a $512/2 = 256^a$ armonica. In caso contrario si incorre nel fenomeno dell'aliasing, in cui è possibile ricostruire più di una forma d'onda usando gli stessi punti campionati. Una buona tecnica più cautelativa utilizzata nella pratica è quella che segue:

$$f_{max} = \frac{1}{10} f_s = \frac{1}{10 T_s} = 2560 \text{ Hz} \rightarrow h_{max} = \frac{f_{max}}{f_1} = \frac{2560}{50} = 51,2 \rightarrow 50^a \quad (4.13)$$

Trasformata discreta di Fourier (DFT)

Si definisce un segnale discreto costruito dal segnale continuo $x(t)$ campionato ad intervalli T_s come $x_{discr}(n) = x(nT_s)$ e si impiega il pedice k per rappresentare l'ordine armonico avente pulsazione ω_k , allora [23]:

$$\bar{X}(\omega_k) \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{n=0}^{N-1} x_{discr}(n) e^{-j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (4.14)$$

Nell'esempio in Figura 4.7 viene mostrata la procedura di costruzione grafica della DFT, di un segnale campionato su 8 punti e di cui si tiene conto, per il teorema del campionamento, delle prime 4 armoniche ($k=0,1,2,3$). Per ogni ordine armonico k , i vettori esponenziali hanno modulo variabile, ruotano alla velocità $\omega_k = 2\pi k f_1$ e sono sfasati tra di loro di $\frac{2k\pi}{N}$.

- Nella prima riga si trovano i grafici con la sinusoide ricostruita dell'armonica k e i punti blu sono i campioni del segnale originale.
- Nella seconda riga si trovano i diagrammi di Gauss con la costruzione del vettore risultante (in rosso) per ogni armonica k , ottenuto sommando graficamente i vettori complessi riferiti ad ogni campione.

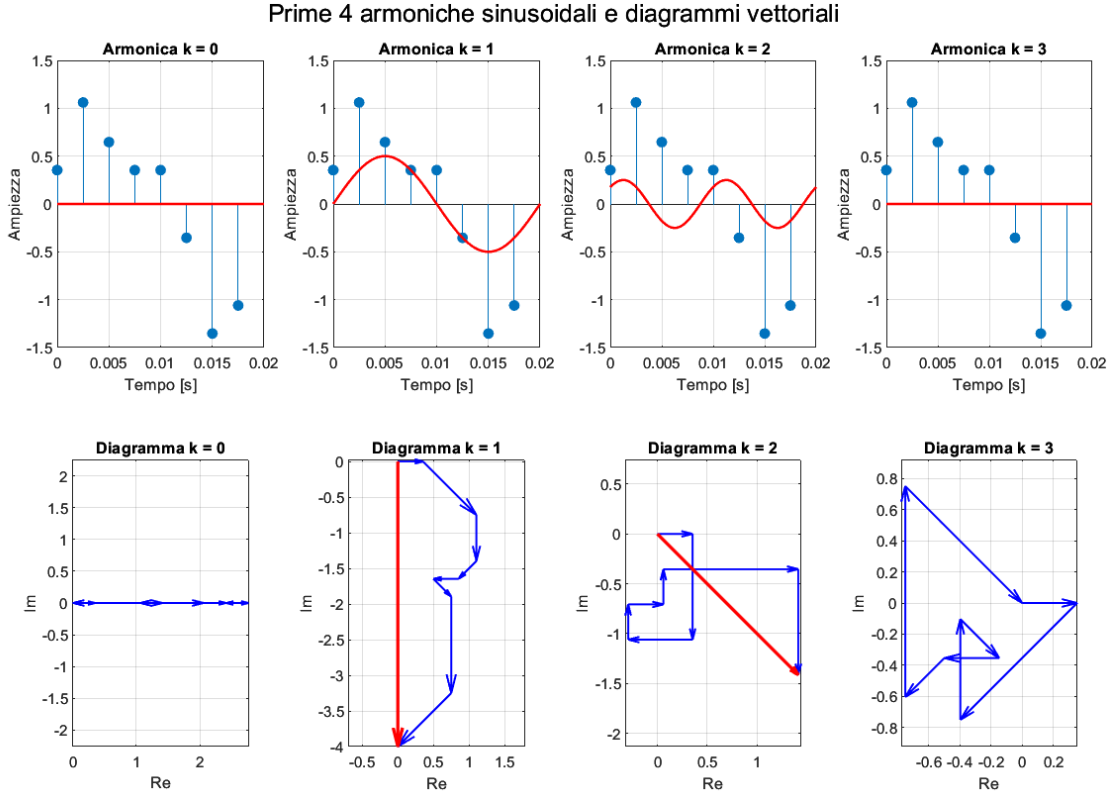


Figura 4.7: Costruzione grafica della DFT

Applicando la DFT al vettore \mathbf{x} contenente i campioni del segnale originale, si ottiene in uscita il vettore \mathbf{c}_x che include i 4 vettori complessi ottenuti graficamente e i loro coniugati. In conclusione, dal piano di Gauss contenente i vettori risultanti, si possono ricavare ampiezza e fase di ciascuna componente armonica.

Nella pratica viene utilizzato un algoritmo efficiente per implementare la DFT, che è la Fast Fourier Transform (FFT). Esso richiede una frequenza di campionamento molto alta e la lunghezza del campione multipla del periodo di fondamentale. Lo spettro in frequenza è determinato calcolando ampiezza e fase (in gradi) delle componenti del vettore complesso \mathbf{c}_x fino all'ordine armonico $N/2$ come segue:

$$|\mathbf{c}_x| = \frac{|\mathbf{c}_x|}{N/2} \quad (4.15)$$

$$\delta_{c_x} = \left(\text{angolo}(\mathbf{c}_x) + \frac{\pi}{2} \right) \frac{180}{\pi}$$

L'asse delle frequenze è ricostruito considerando il massimo ordine armonico H , generando il vettore delle frequenze $\mathbf{f} = [0, 1, \dots, H] \cdot f_1$.

È anche possibile implementare la FFT inversa (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT), che ricostruisce il segnale originale a partire dai vettori complessi ottenuti con la FFT [23].

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(\omega_k) e^{j2\pi k \frac{n}{N}} \quad (4.16)$$

Nel programma matlab sviluppato è stata implementata utilizzando il comando *fft* già disponibile.

A questo punto, limitandosi alle prime H armoniche, è possibile ricostruire la forma d'onda $x(t)$ nel dominio del tempo come somma di sinusoidi di frequenza multipla della fondamentale f_l .

$$x(t) = A_0 + \sum_{h=1}^H \sqrt{2} A_h \sin(h\omega_1 t + \theta_h) \quad (4.17)$$

- A_0 è la componente continua ($\omega_k=0$)
- A_h sono i valori efficaci delle sinusoidi alle frequenze armoniche h
- Il valore efficace $A = \sqrt{A_0^2 + A_1^2 + A_2^2 + \dots + A_H^2} = \sqrt{\sum_{h=0}^H A_h^2}$

La normativa IEC 61000-4-7⁵ stabilisce i criteri che devono essere utilizzati per effettuare le misurazioni di armoniche e interarmoniche nei sistemi elettrici. La risoluzione in frequenza prevista è di 5 Hz quando viene utilizzata una finestra temporale di analisi di 10 periodi di fondamentale nel caso di reti a 50 Hz oppure di 12 periodi di fondamentale se il sistema è a 60 Hz. In sintesi, in Figura 4.8 sono mostrati gli step previsti dalla norma.

$$T_W = 0,2 \text{ s} \rightarrow \Delta f = 5 \text{ Hz}$$

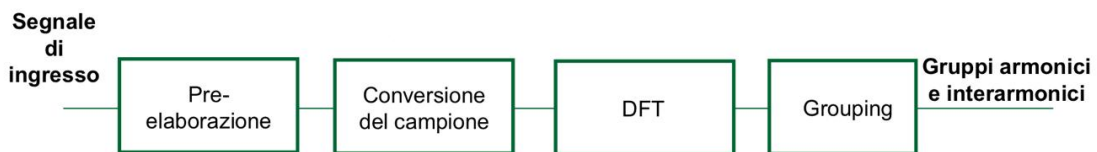


Figura 4.8: Normativa IEC 61000-4

⁵ Compatibilità elettromagnetica (EMC) Parte 4-7: Tecniche di prova e misura – Guida generale per le misure di armoniche e interarmoniche e relativa strumentazione, applicabile alle reti di alimentazione ed agli apparecchi ad esse connessi [24].

Questa permette di distinguere armoniche intere della fondamentale (linea centrale di ogni banda di frequenza) e componenti interarmoniche vicine. Per ottenere indici più robusti, le bande interne alla finestra temporale vengono aggregate in gruppi.

1. Gruppo armonico di ordine n

$$G_{gn} = \sqrt{\frac{X_{(10n-5)\Delta f}^2}{2} + \sum_{i=-4}^{i=4} X_{(10n+i)\Delta f}^2 + \frac{X_{(10n+5)\Delta f}^2}{2}} \quad (4.18)$$

X è il valore efficace della componente spettrale.

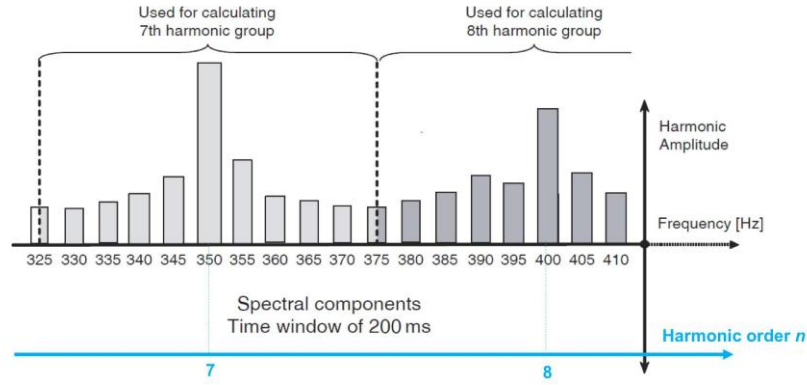


Figura 4.9: Esempio di raggruppamento armonico di ordine n (7° e 8° ordine)

2. Gruppo interarmonico di ordine n

$$C_{ign} = \sqrt{\sum_{i=1}^{i=9} X_{(10n+i)\Delta f}^2} \quad (4.19)$$

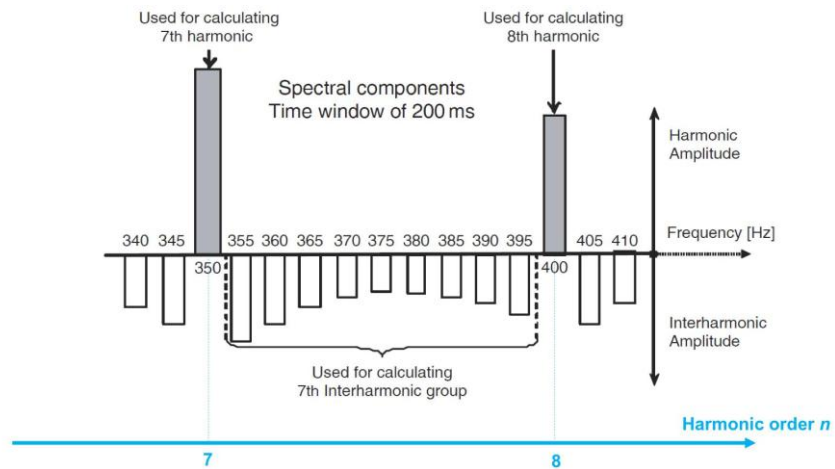


Figura 4.10: Esempio di raggruppamento interarmonico di ordine n (7° ordine)

Indicatori di distorsione armonica

Gli indici di distorsione armonica misurano la deformazione della forma d'onda periodica rispetto alla forma sinusoidale pura alla frequenza di fondamentale. Usando gli indici ottenuti dalla decomposizione descritta in (4.17) si ottiene:

$$THD\% = \frac{100}{A_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2} = 100 \sqrt{\frac{A^2}{A_1^2} - 1} \quad (4.20)$$

Il Total Harmonic Distortion è espresso in valore percentuale e ha un valore minimo pari a zero (quando la forma d'onda è perfettamente sinusoidale), ma il valore massimo non ha limiti.

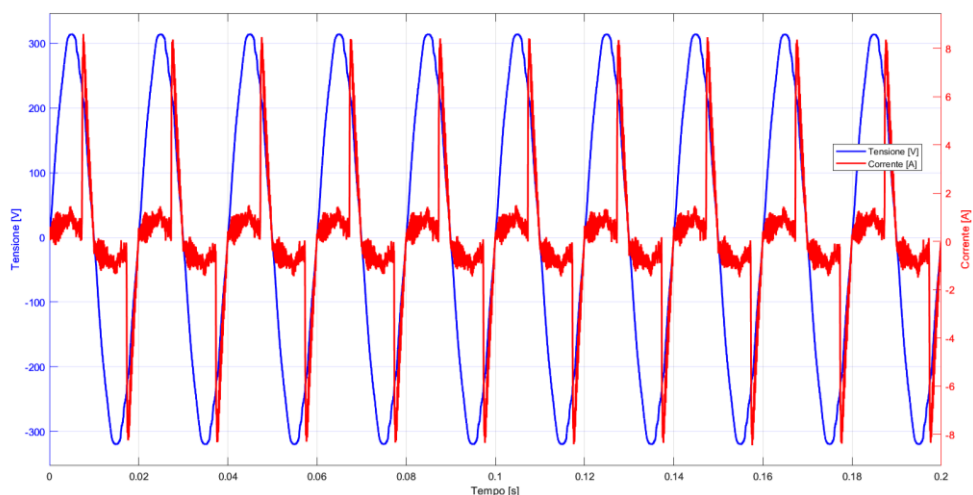
$$THDG = \sqrt{\sum_{n=2}^{Hmax} \left(\frac{G_{gn}}{G_{g1}} \right)^2} \quad (4.21)$$

Il Total Harmonic Distortion Group include anche le bande adiacenti a quella dell'armonica centrale multipla intera della fondamentale. I valori sono superiori a quelli del THD.

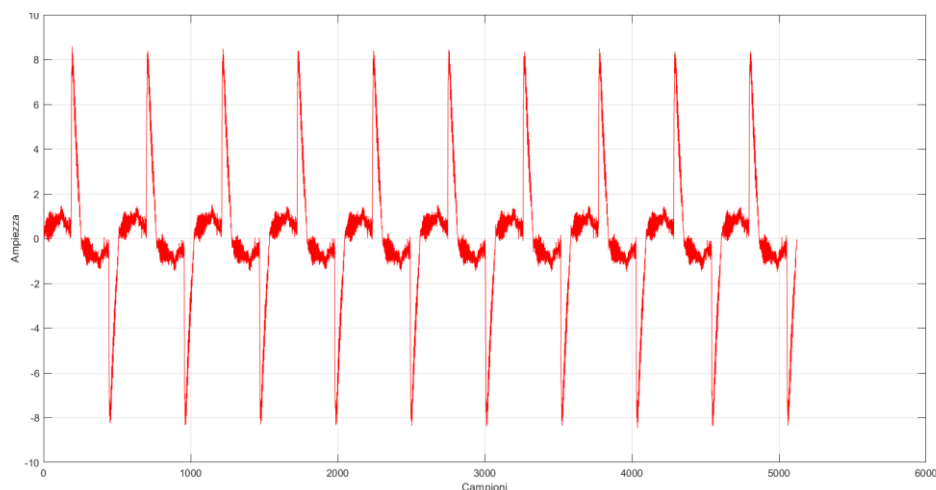
4.3.1. Risultati dell'analisi armonica per i canali Ig1, Ig2 e Ig3

Dopo aver collegato il setup di misura ai tre canali individuati presso gli interruttori Ig1, Ig2 e Ig3, sono state acquisite le misure di 10 periodi per ciascun canale al fine di effettuare l'analisi armonica mediante FFT con risoluzione di 5 Hz. L'elaborazione dei dati è stata realizzata con l'appoggio di un codice MATLAB dedicato, con funzioni implementate ad hoc. Di seguito vengono presentati e commentati i risultati significativi.

Ig1



(a) Profili di tensione (blu) e corrente (rosso) acquisiti



(b) Dettaglio del profilo di corrente

Figura 4.11: Forme d'onda di tensione e corrente misurate sull'interruttore *Ig1*

Come già anticipato nel paragrafo precedente, la corrente *Ig1* (Figura 4.11) presenta due contributi:

- componente sinusoidale di 1 A di picco (server del laboratorio 100-200 W), ed ipotizzando per semplicità il fattore di potenza unitario del server⁶:

$$P_{ser1} \cong V_{RMS} \cdot I_{RMS} = 222,8 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 157 \text{ W} \quad (4.22)$$

⁶ Il valore efficace della tensione è stato calcolato a seguito delle misure effettuate sulla linea in esame. Esso è riportato in Tabella 4.2.

- componente assorbita dall'emulatore di carico resistivo (porzione di sinusoide tagliata)

Si può notare anche del rumore ad alta frequenza legato al fatto che i server contengono componenti elettronici che commutano ad alta frequenza (decine di kHz) e generano correnti di commutazione che si sommano alla corrente di alimentazione.

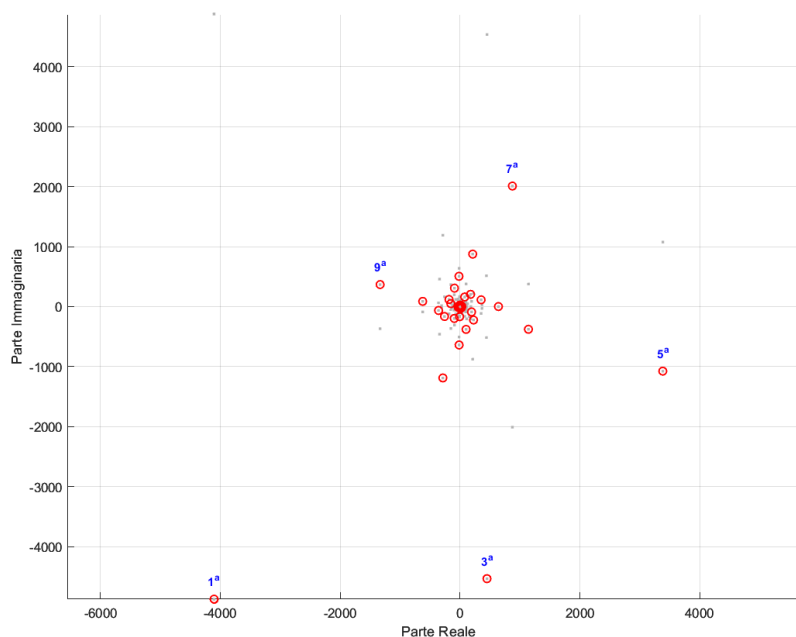
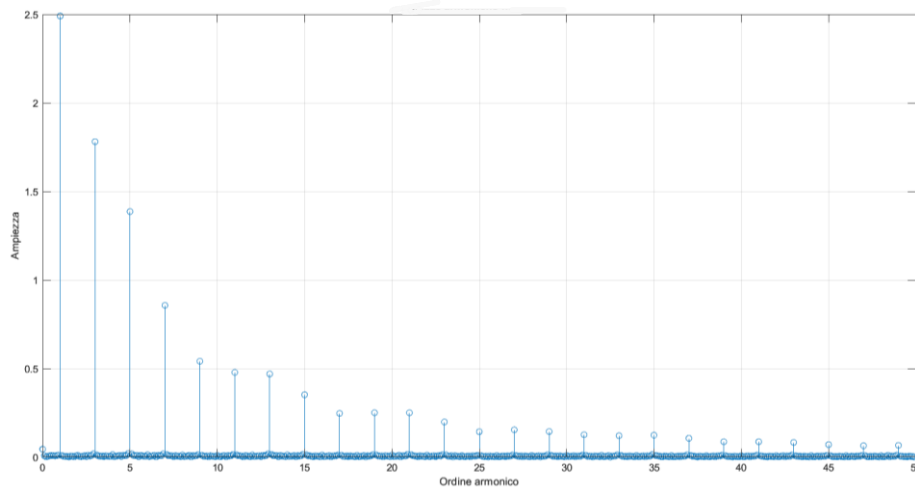
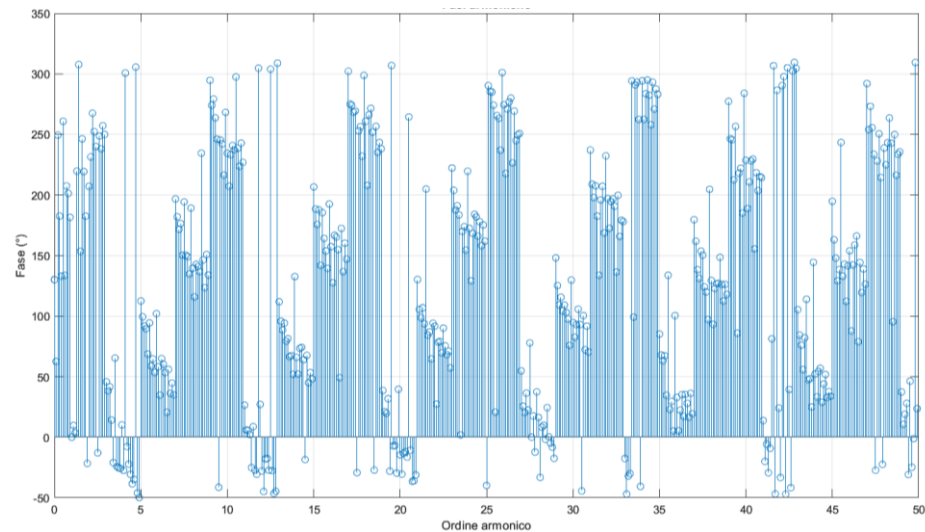


Figura 4.12: Spettro FFT delle armoniche dispari nel piano complesso (Ig1)

Il grafico in Figura 4.12 mostra lo spettro della FFT nel piano di Gauss, dove sull'asse orizzontale c'è la parte reale delle componenti spettrali e sull'asse verticale la parte immaginaria. I punti rossi indicano le armoniche dispari fino alla decima (1^a , 3^a , 5^a , 7^a , 9^a), le cui ampiezze aumentano man mano che ci si allontana dal centro. I moduli decrescono progressivamente, a partire dalla fondamentale (1^a) che, come previsto, ha il modulo maggiore. I punti vanno ad addensarsi attorno al centro. Si ricorda che è presente il complesso e coniugato (armonica $N-k$) di ogni armonica k , che garantisce la ricostruzione del segnale reale nel dominio del tempo.



(a) Ampiezza delle armoniche normalizzata



(b) Fase delle armoniche

Figura 4.13: Ampiezza e fase dello spettro armonico costruito con FFT (Ig1)

Nel grafico di Figura 4.13(a), viene mostrata l'ampiezza normalizzata di ciascuna armonica in funzione dell'ordine armonico (si veda equazione (4.15)). L'armonica fondamentale ($n = 1$) è quella dominante, la terza armonica addirittura si appresta a valori di circa il 71% della fondamentale e la quinta al 56%. Infine, le armoniche ad alta frequenza, come la 50^a, hanno ampiezze molto piccole ma non trascurabili (2,6% rispetto alla fondamentale), e pertanto, la forma d'onda è molto distorta. L'andamento è tipico dei carichi non lineari. Il grafico sottostante Figura 4.13(b), mostra le fasi in gradi di ciascuna armonica rispetto alla fondamentale:

$$\text{fase}_{Ig1} = (\text{fase}_{fft} - \text{fase}_{h=1}) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (4.23)$$

Gli angoli di fase sono compresi tra -180° e $+180^\circ$ e indicano la posizione temporale di ogni armonica nel segnale originale.

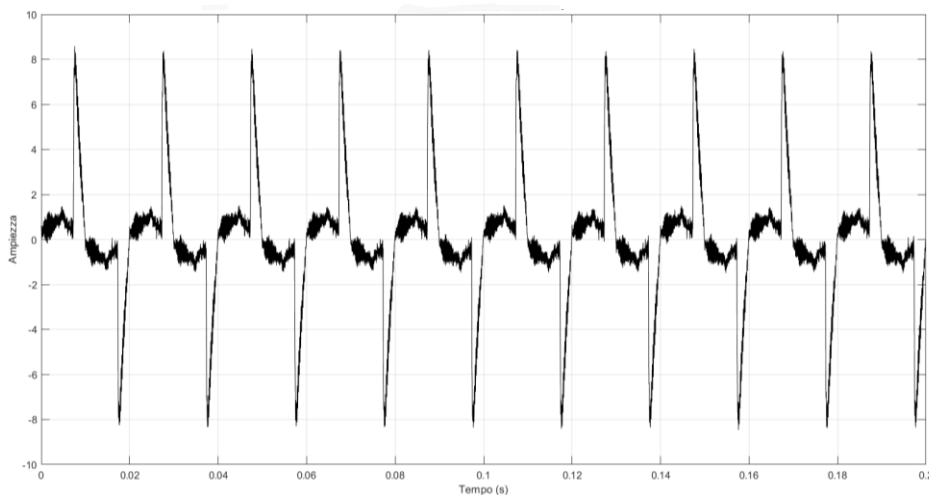
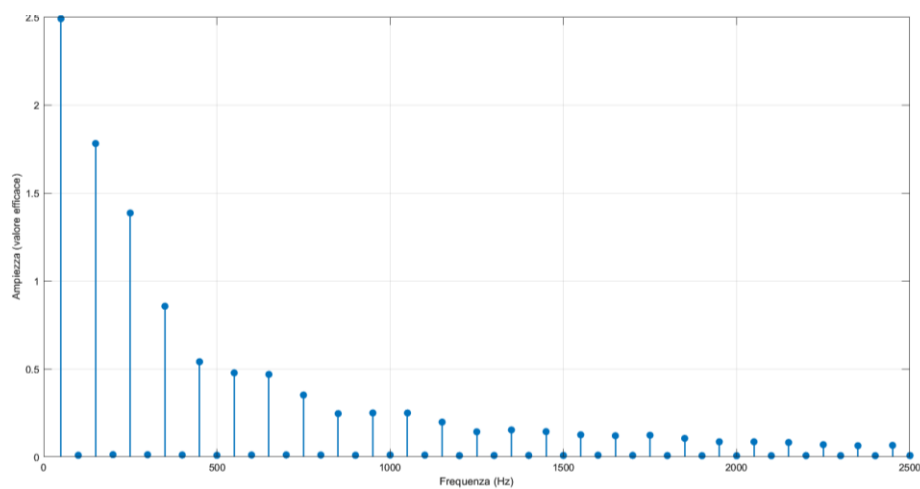


Figura 4.14: Applicazione della Inverse Fast Fourier Transform IFFT per la ricostruzione del segnale (I_{g1})

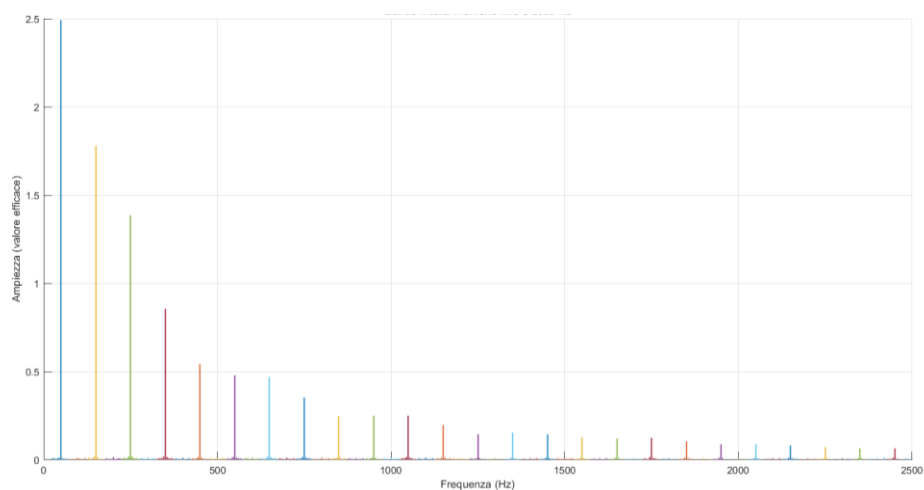
Nel grafico di (Figura 4.14), a titolo di completezza, viene correttamente ricostruito il segnale di partenza per mezzo della funzione IFFT.

Nel grafico a steli, illustrato in Figura 4.15(a), vengono mostrate solo le armoniche multiple intere della fondamentale e non le interarmoniche e si può notare che le armoniche pari hanno ampiezza approssimativamente nulla perchè il segnale è periodico e dispari.

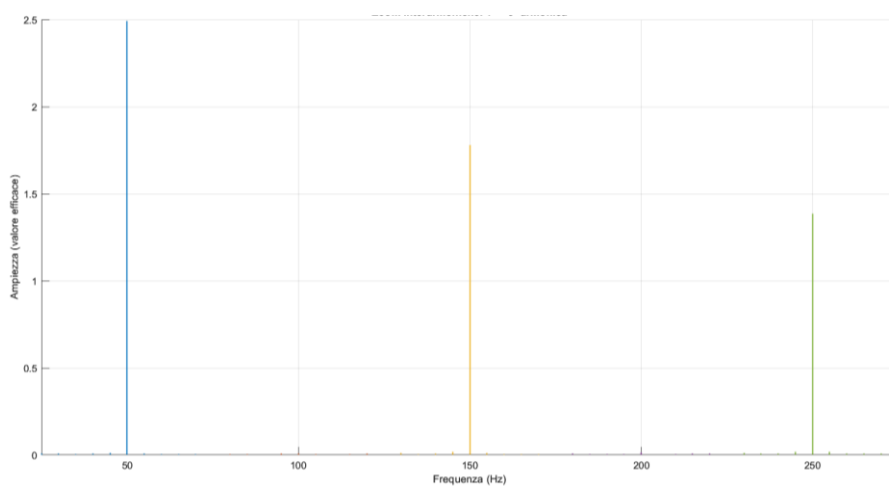
Il grafico di Figura 4.15(b) e il suo zoom fino alla quinta armonica mostrato in Figura 4.15(c) mostra che le interarmoniche sono di valore trascurabile rispetto alle armoniche principali e incideranno molto poco nel calcolo dei coefficienti degli indici di distorsione armonica.



(a) Ampiezza delle armoniche fino alla 50^a



(b) Bande interarmoniche fino alla 50^a



(c) Zoom fino alla 5^a armonica

Figura 4.15: Analisi ampiezze dello spettro armonico (Ig1)

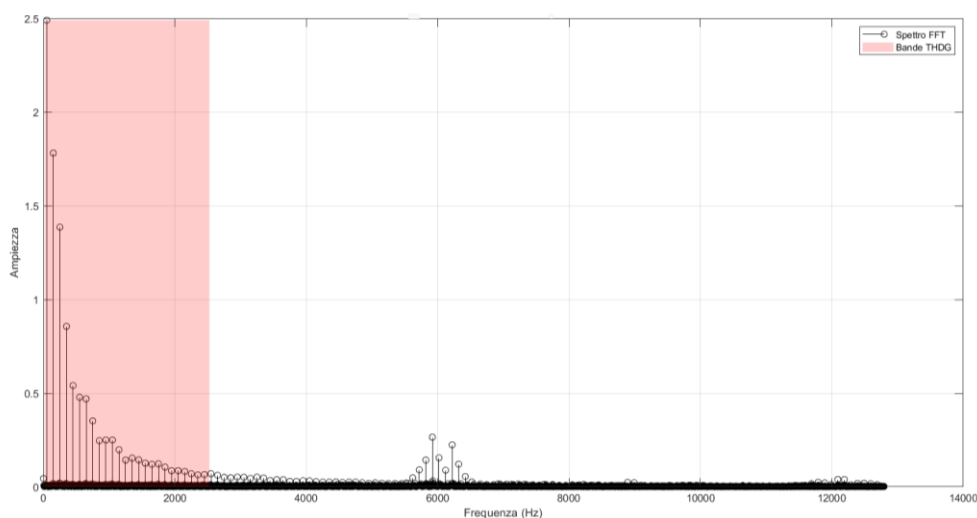
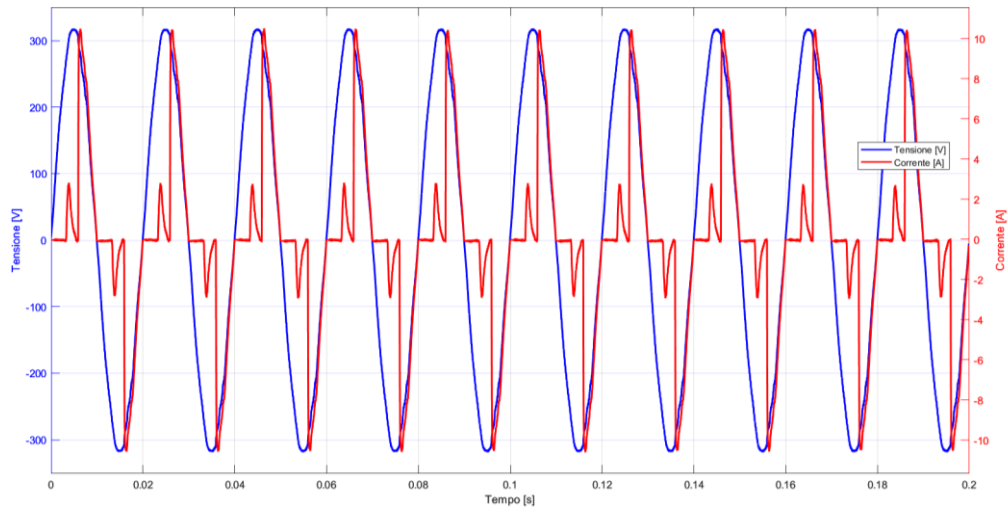


Figura 4.16: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig1)

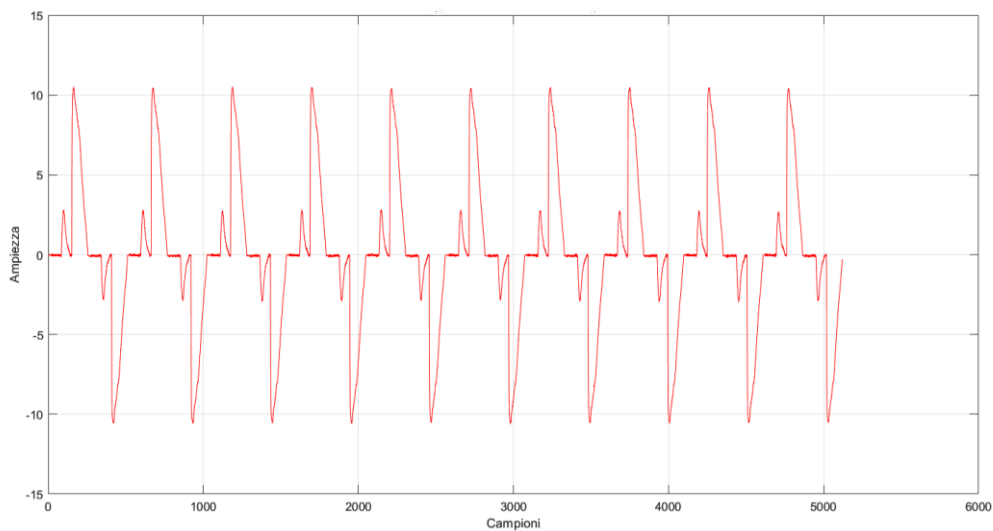
A causa dell'acquisizione di 10 periodi di forma d'onda e per la regola citata in (4.13) ci si ferma alla 50^a armonica per l'analisi degli indicatori di power quality. In Figura 4.16 sono però presenti delle armoniche di ampiezza rilevante nei pressi di 6000 Hz che non sono considerate nel calcolo dei coefficienti THD e THDG. Questo è il fenomeno delle soprarmoniche⁷, disturbi condotti nell'intervallo di frequenza da 2 a 9 kHz, il cui contributo non è trascurabile soprattutto nei sistemi fotovoltaici a valle degli inverter. Il server connesso alla linea probabilmente immette corrente di commutazione e disturbi dovuti a quest'ultima.

⁷ Le soprarmoniche sono armoniche di tensione o corrente con ordine armonico superiore al massimo ordine armonico tipicamente considerato dalle Norme e implementato per calcolare gli indicatori di distorsione armonica (es. THD)

Ig2



(a) Profili di tensione (blu) e corrente (rosso) acquisiti



(b) Dettaglio del profilo di corrente

Figura 4.17: Forme d'onda di tensione e corrente misurate sull'interruttore Ig2

Il segnale misurato sull'interruttore Ig2 (Figura 4.17) non presenta rumore ad alta frequenza, in quanto la linea non alimenta nessun server o carico contenente componenti di elettronica di potenza con elevate frequenze di commutazione. Da notare, come anticipato in precedenza, i due picchi presenti nel segnale di corrente, da associare alla logica di funzionamento e controllo dell'emulatore di carico resistivo. Per fornire la potenza richiesta al carico, esso distribuisce la potenza su più picchi, uno che si estingue subito in prossimità del picco della sinusoide di tensione e l'altro che segue l'andamento della forma d'onda sinusoidale, ma che si avvia dopo il picco e si annulla in corrispondenza dello zero della tensione.

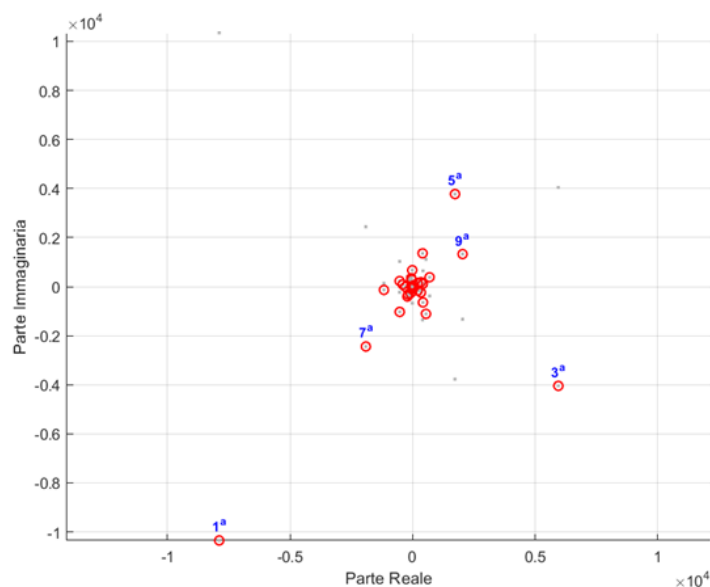


Figura 4.18: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig2)

Le armoniche dispari fino alla decima evidenziate nel grafico di Figura 4.18 hanno un modulo sicuramente non trascurabile, mentre le successive sono molto concentrate intorno allo zero.

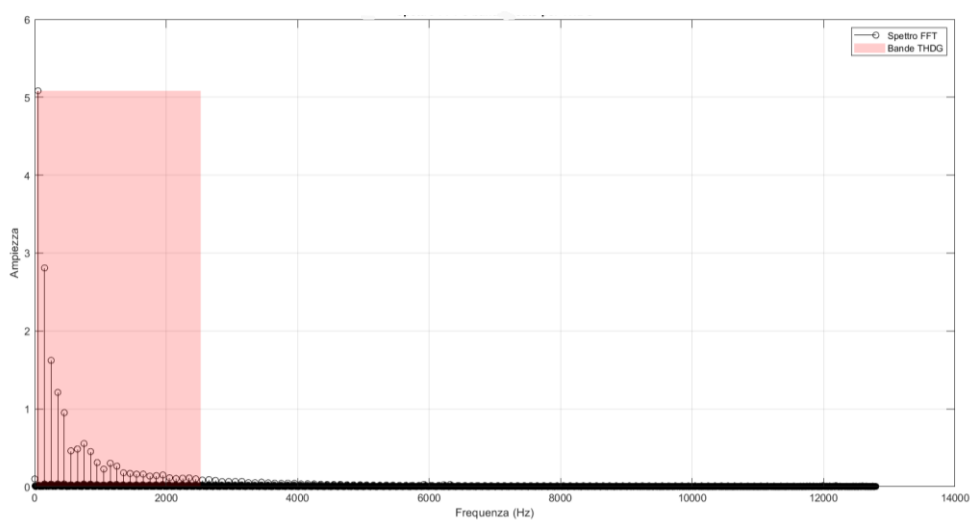
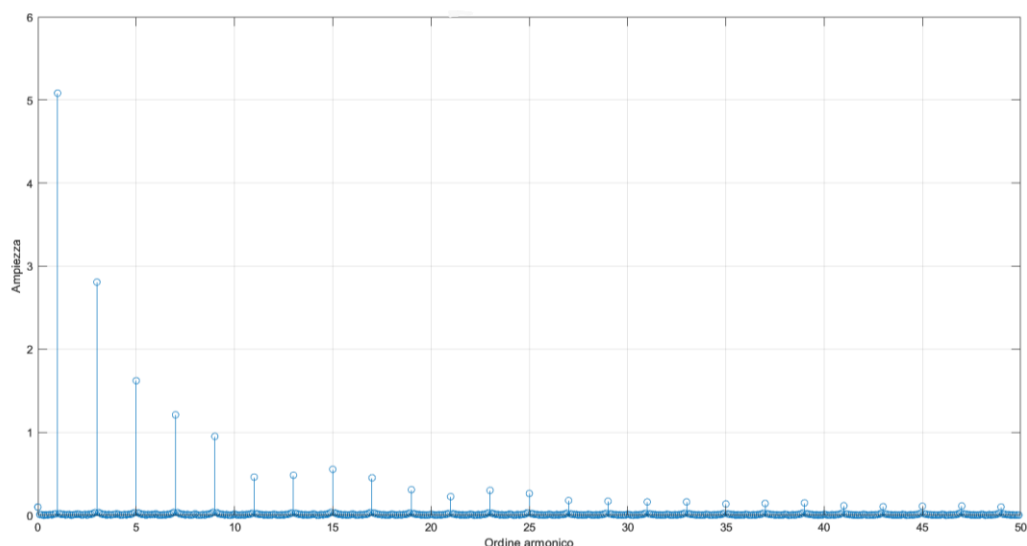


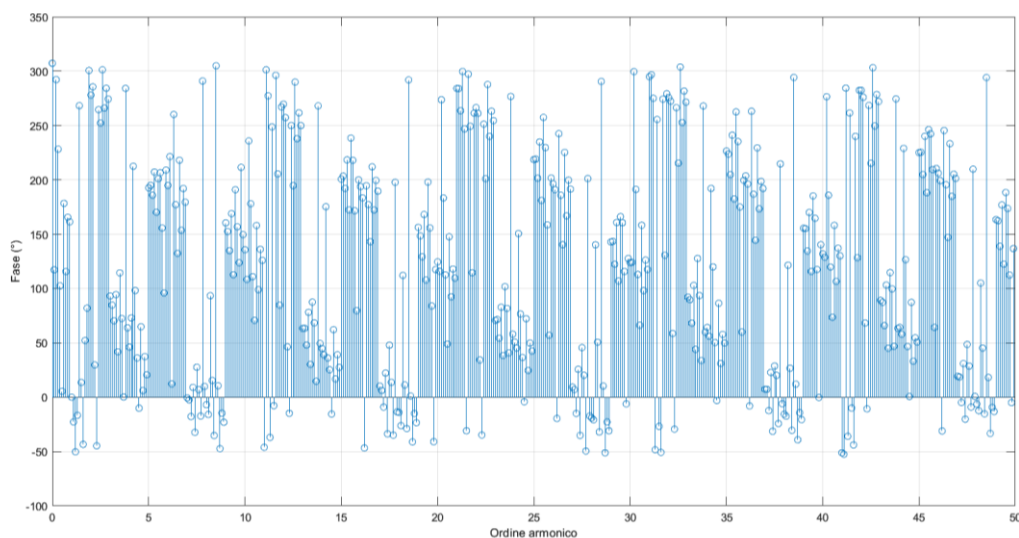
Figura 4.19: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig2)

In tale circostanza, le armoniche a frequenza superiore a 2500 Hz sono trascurabili e di conseguenza il THD e THDG sono sicuramente molto accurati. Non si segnala la presenza di alcuna soprarmonica.

L'ampiezza dell'intero spettro armonico normalizzato rivela che la linea assorbe una potenza maggiore manifestata dall'aumento di corrente assorbita dal carico. La terza armonica è circa il 55% rispetto alla prima, la quinta è il 32% e la settima il 24% (Figura 4.20(a)). A titolo di completezza, si segnala anche il grafico della fase di ogni armonica e interarmonica in Figura 4.20(b).



(a) Ampiezza delle armoniche normalizzata



(b) Fase delle armoniche

Figura 4.20: Ampiezza e fase dello spettro armonico costruito con FFT (Ig2)

Per dimostrare la corretta funzionalità dei programmi eseguiti per l'analisi armonica, si può osservare in Figura 4.21 che il segnale originale viene ricostruito correttamente mediante la Inverse Fast Fourier Transfer.

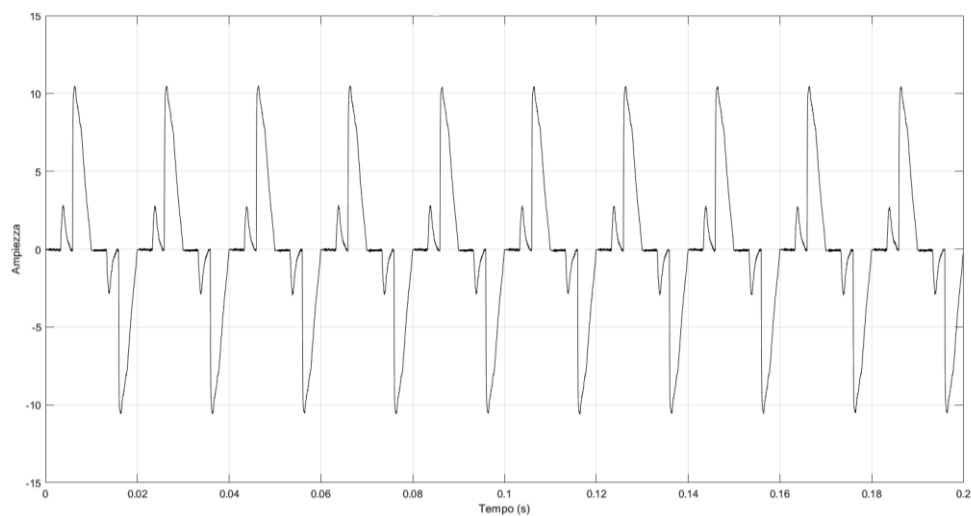
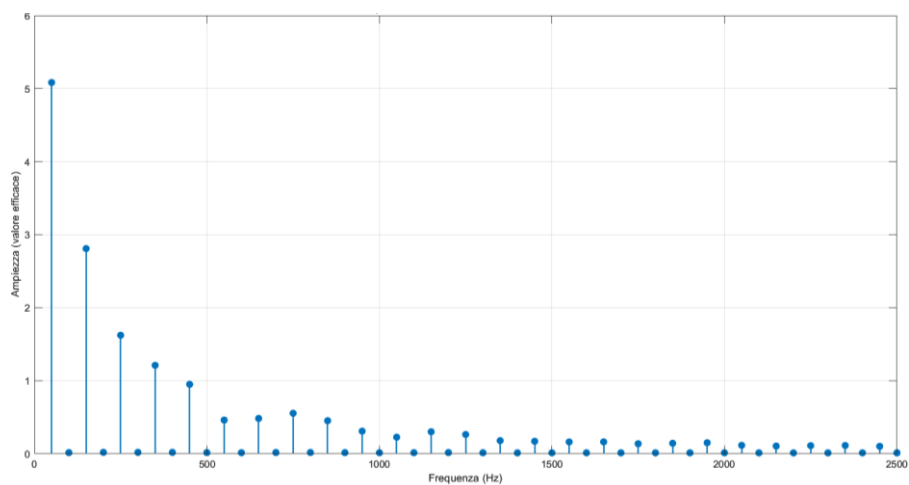
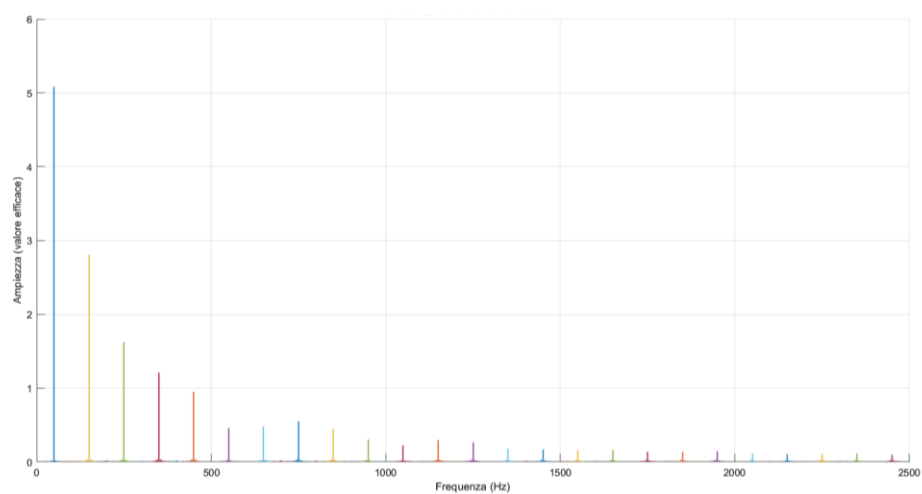


Figura 4.21: Applicazione della Inverse Fast Fourier Transform IFFT per la ricostruzione del segnale (Ig2)

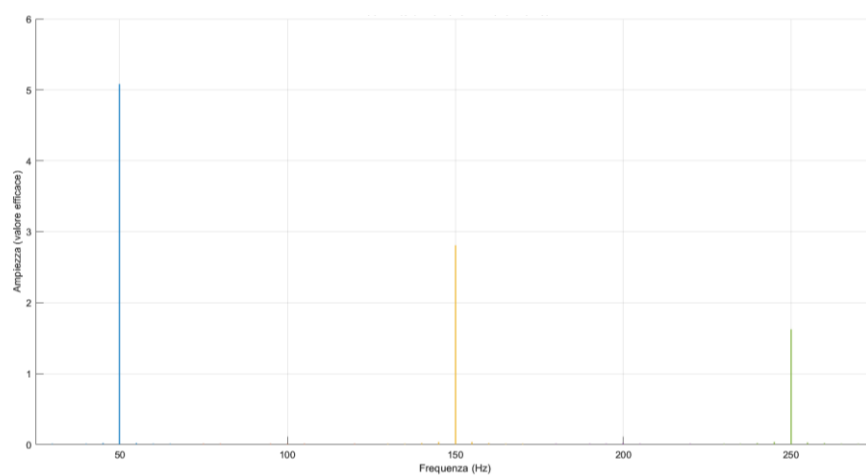
Per quanto riguarda le armoniche multiple intere della frequenza di fondamentale, quelle pari sono pressappoco nulle, come da previsione. Le interarmoniche hanno ampiezze trascurabili rispetto alle relative armoniche del loro gruppo (Figura 4.22).



(a) Ampiezza delle armoniche fino alla 50^a



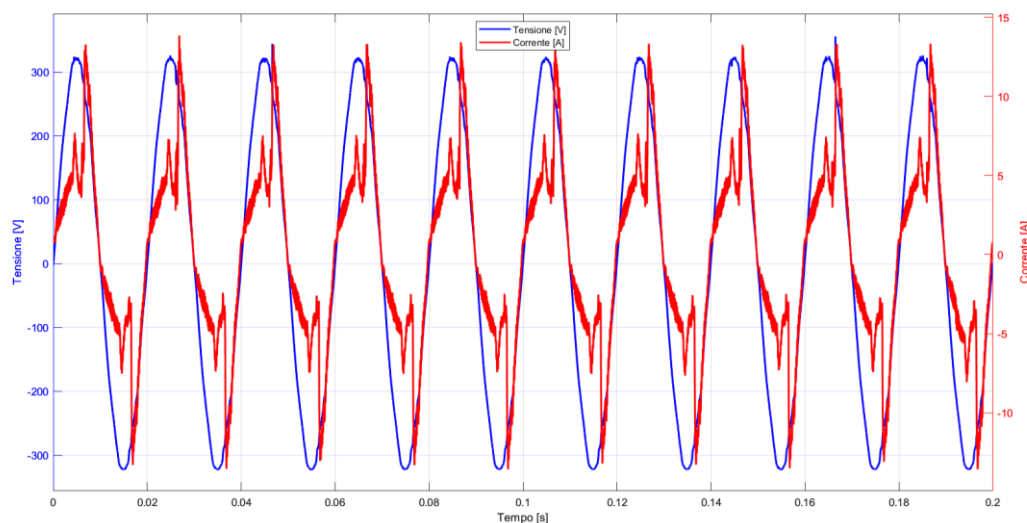
(b) Bande interarmoniche fino alla 50^a



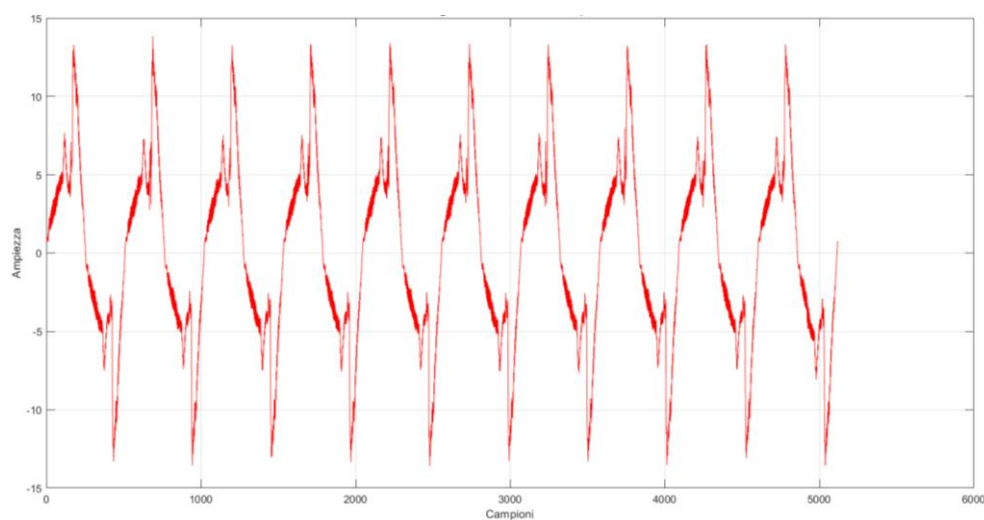
(c) Zoom fino alla 5^a armonica

Figura 4.22: Analisi ampiezze dello spettro armonico (Ig2)

Ig3



(a) Profili di tensione (blu) e corrente (rosso) acquisiti



(b) Dettaglio del profilo di corrente

Figura 4.23: Forme d'onda di tensione e corrente misurate sull'interruttore Ig3

Dalla Figura 4.23 si possono sottolineare tre aspetti importanti:

- È presente una sinusoide di ampiezza circa 5 A su cui è sovrapposto il segnale assorbito dall'emulatore di carico, da cui deriva a grandi linee l'assorbimento di potenza del server:

$$P_{ser3} \cong V_{RMS} \cdot I_{RMS} = 225,3 \cdot \frac{5}{\sqrt{2}} = 796 \text{ W} \quad (4.24)$$

Il calcolo dimostra che le informazioni avute a disposizione sulla potenza del server sono corrette.

- Doppio picco sovrapposto alla sinusoide che definisce l'assorbimento del carico simulato.
- Rumore nel segnale di corrente, meno evidente rispetto al canale 1, dovuto alle correnti di commutazione del server.

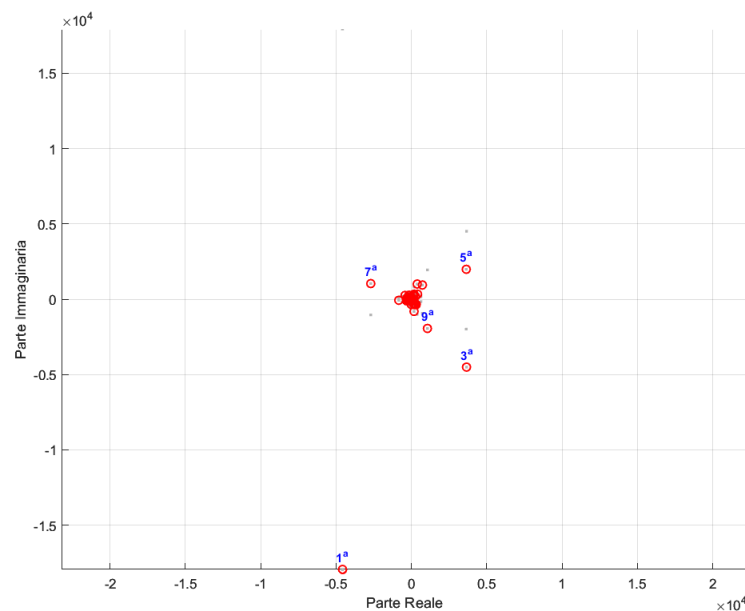
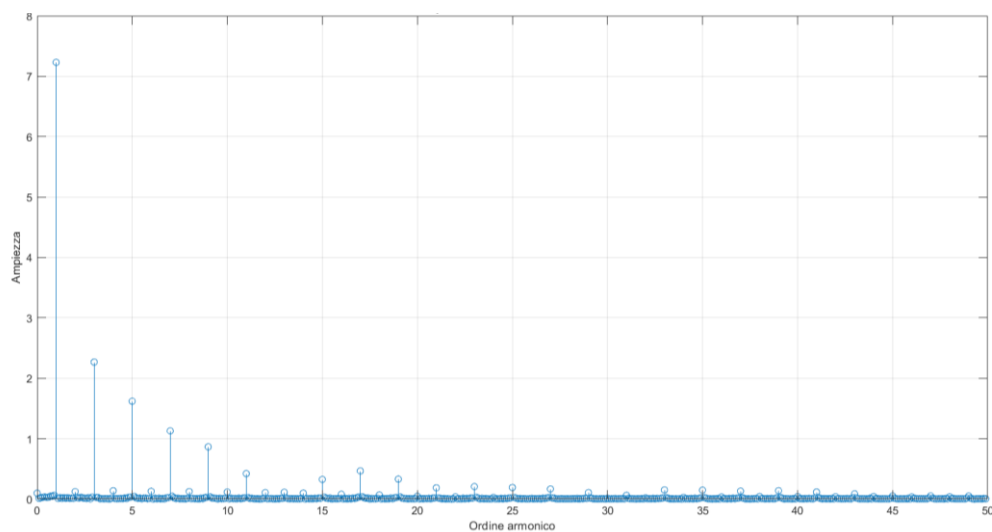
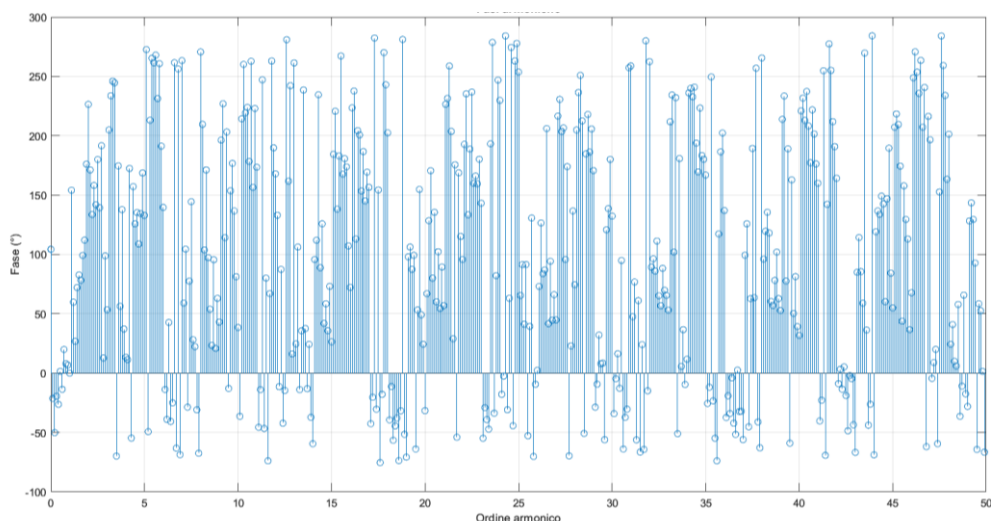


Figura 4.24: Spettro FFT delle armoniche dispari nel piano complesso (Ig3)

La prima armonica ha ampiezza molto significativa rispetto alle altre, vale a dire che il segnale a primo impatto sembra più pulito e meno distorto. Tutte le armoniche superiori a quella si infittiscono nelle vicinanze dell'origine del piano di Gauss di Figura 4.24.



(a) Ampiezza delle armoniche normalizzata



(b) Fase delle armoniche

Figura 4.25: Ampiezza e fase dello spettro armonico costruito con FFT (Ig3)

Il grafico dell'ampiezza delle armoniche presentato in Figura 4.25(a) evidenzia come l'ampiezza della prima armonica superi i 7 A e che le armoniche superiori abbiano valori in percentuale inferiori rispetto ai casi precedenti. La terza armonica è solamente il 31% e la quinta il 22% della fondamentale. A titolo informativo è riportato anche il grafico delle fasi normalizzato rispetto alla prima armonica (Figura 4.25(b)).

In Figura 4.26 si può visualizzare il segnale ricostruito con la funzione inversa ed è esattamente coincidente con quello di partenza.

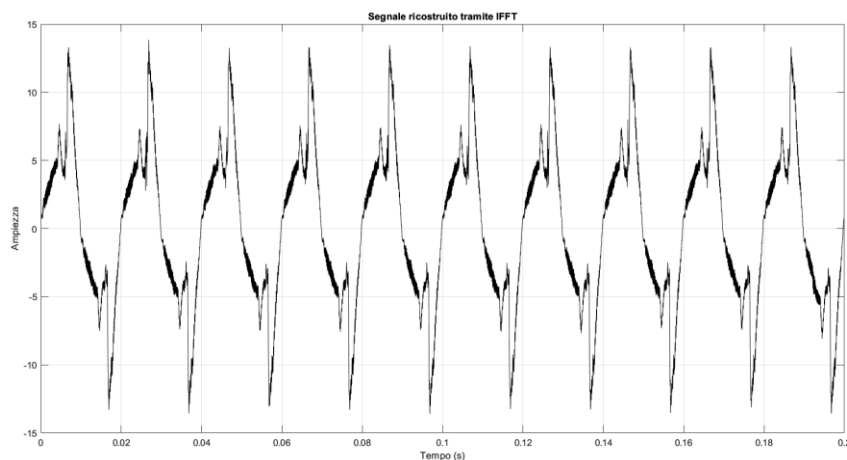


Figura 4.26: Applicazione della Inverse Fast Fourier Transform IFFT per la ricostruzione del segnale (Ig3)

Le soprarmoniche in prossimità di 6000 Hz visibili in Figura 4.27 hanno ampiezza minore rispetto al canale Ig1 probabilmente perché il server introduce disturbi di ampiezza inversamente proporzionale alla sua potenza nominale.

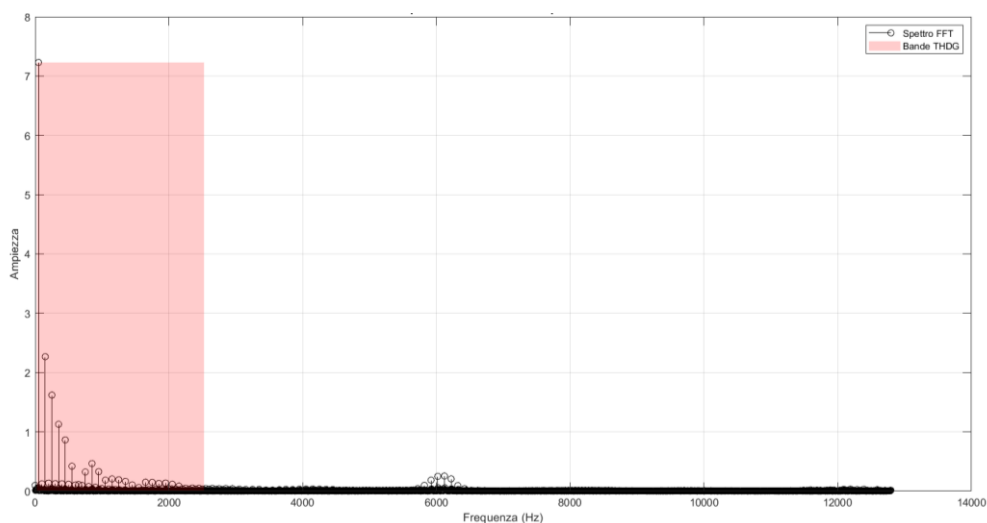
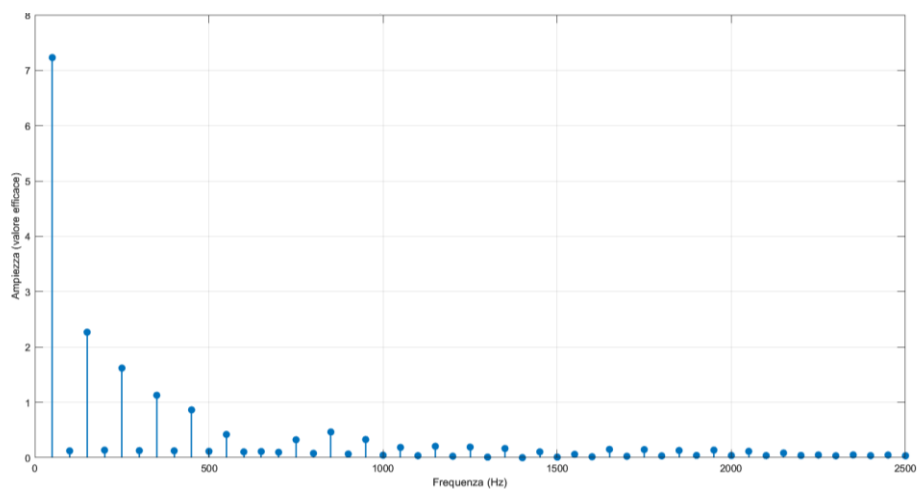
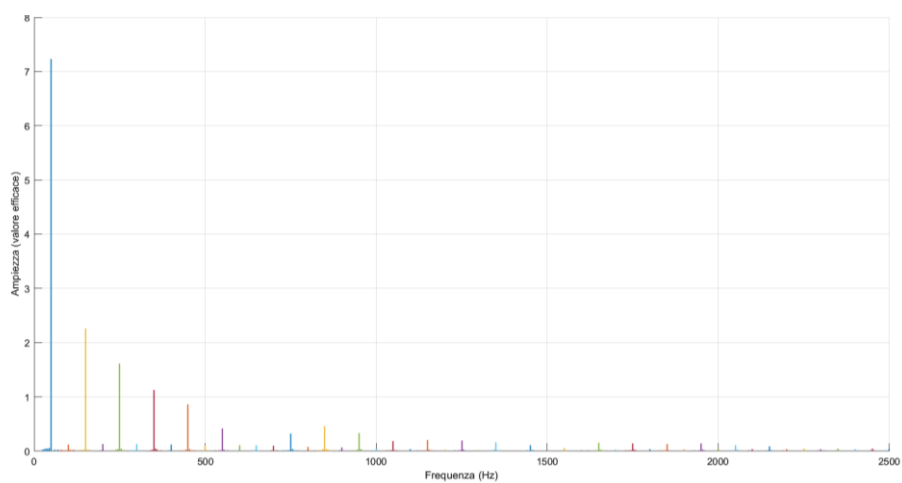


Figura 4.27: Spettro armonico fino alla frequenza di Nyquist e bande usate per il calcolo del THDG (Ig3)

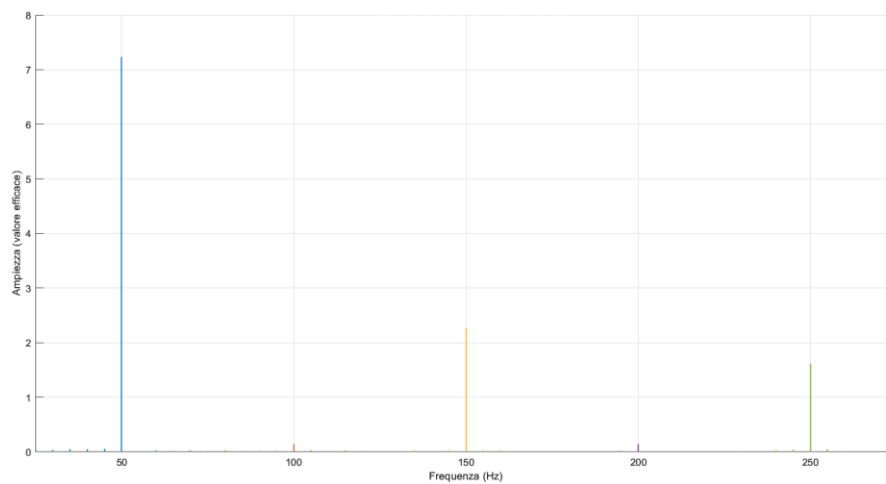
La particolarità che cade immediatamente all'occhio è che anche le armoniche pari hanno un valore non trascurabile, seppur molto ridotto. Questo aspetto sta a significare che viene rotta la simmetria della forma d'onda, seppur in maniera minima. Questo evento, reso visibile in Figura 4.28(a), potrebbe derivare da asimmetrie introdotte dal server di potenza superiore, oppure da offset introdotti dalla strumentazione utilizzata. Le interarmoniche sono invece trascurabili rispetto alle armoniche principali (Figura 4.28(b), Figura 4.28(c)).



(a) Ampiezza delle armoniche fino alla 50^a



(b) Bande interarmoniche fino alla 50^a



(c) Zoom fino alla 5^a armonica

Figura 4.28: Analisi ampiezze dello spettro armonico (Ig3)

4.3.2. Indicatori di qualità di tensione e corrente

In Tabella 4.1 sono riportati i valori efficaci di corrente, THD e THDG in valore percentuale. I valori numerici sono stati ottenuti applicando le relazioni espresse in (4.14), (4.20) e (4.21) e troncando i calcoli alla 50^a armonica per quanto riguarda gli indici di distorsione.

Tabella 4.1: Valori di THD e THDG per la corrente delle tre linee

Confronto tra i parametri di corrente dei tre canali			
Canale	I_{RMS} [A]	THD _I [%]	THDG _I [%]
Ig1	2,6052	106,79	109,13
Ig2	4,4946	74,61	75,96
Ig3	5,6352	45,46	46,48

La tensione di alimentazione di carichi o linee elettriche deve rispettare alcuni vincoli definiti dalle normative europee e internazionali. Secondo la CEI EN 50160 [25], che descrive e specifica le caratteristiche principali della tensione in condizioni ordinarie, il 95 % dei valori efficaci mediati in 10 minuti di ogni singola armonica deve rispettare i seguenti limiti.

- Distorsione armonica totale della tensione: $\leq 8\%$ della fondamentale
- Armoniche pari:
 - 2^a armonica $\leq 2\%$
 - 4^a armonica $\leq 1\%$
 - 6^a...24^a armonica $\leq 0,5\%$
- Armoniche dispari:
 - 3^a armonica $\leq 5\%$
 - 5^a armonica $\leq 6\%$
 - 7^a armonica $\leq 5\%$
 - 9^a armonica $\leq 1,5\%$
 - 11^a...25^a armonica $\leq 1,5 - 3,5\%$

La Tabella 4.2 seguente riporta i valori della tensione nel punto di misura e conferma l'adeguatezza degli impianti alle normative tecniche con i valori di THD prossimi al 2%.

Tabella 4.2: Valori di THD e THDG per la tensione delle tre linee

Confronto tra i parametri di tensione dei tre canali			
Canale	V_{RMS} [A]	THD _V [%]	THDG _V [%]
Ig1	222,83	2,132	2,178
Ig2	222,16	2,222	2,270
Ig3	225,32	2,294	2,398

4.4. Valutazione delle potenze elettriche in presenza di distorsione armonica

A differenza del sistema elettrico puramente sinusoidale, in cui le potenze elettriche sono limitate a quella attiva, reattiva e apparente secondo la relazione $S^2 = P^2 + Q^2$, in presenza di forme d'onde distorte esistono più approcci. La potenza attiva mantiene la stessa definizione anche per il regime non sinusoidale ed è il valore medio nel periodo della potenza istantanea calcolata come il prodotto tra $v(t)$ e $i(t)$:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad (4.25)$$

dove V_h e I_h sono i valori efficaci delle armoniche h e φ_h è lo sfasamento relativo.

La potenza apparente viene definita a partire dai valori efficaci totali ed è $S = V_{RMS} \cdot I_{RMS}$; diversamente, la potenza reattiva convenzionale non ha più senso, e in generale c'è una potenza non attiva N tale che $S^2 = P^2 + N^2$.

4.4.1. Teorie principali per il calcolo delle potenze

Ci sono diversi approcci per analizzare il contributo di potenza non attiva e in questo elaborato ne verranno analizzati due in particolare: la teoria formulata da Budeanu e quella di Fryze. Per chiarezza, è sottinteso che questi principi partano dai risultati ottenuti con l'analisi armonica del segnale mostrata in precedenza [26],[27].

- **Budeanu (1927)⁸**

Si parte dalla definizione della potenza attiva come la sommatoria del prodotto scalare tra le componenti isofrequenziali di tensione e corrente.

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} P_h = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\varphi_h) \quad (4.26)$$

Per analogia l'autore suppone che, applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, la potenza reattiva mantenga il significato di quella utilizzata nel regime puramente sinusoidale, cioè

$$Q_B = \sum_{h=1}^{\infty} Q_h = \sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin(\varphi_h) \quad (4.27)$$

In questo modo non viene verificata l'uguaglianza geometrica definita dal triangolo delle potenze, ma nasce un nuovo contributo per soddisfare l'equazione:

$$S^2 = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 \geq \left(\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos \varphi_h \right)^2 + \left(\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \sin \varphi_h \right)^2 \quad (4.28)$$

Viene così definita analiticamente la potenza deformante D , la cui unità di misura è il *vad* (*Volt-Ampère-deformante*):

$$D \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq h}}^{\infty} [V_h^2 I_m^2 + V_m^2 I_h^2 + 2V_h I_m V_m I_h \cos(\varphi_h - \varphi_m)]} \quad (4.29)$$

Tale che $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$, come mostrato in figura Figura 4.29.

⁸ Constantin Budeanu fu un ingegnere elettrico rumeno noto per aver introdotto il concetto di potenza deformante o distortente nei sistemi elettrici e per aver ideato l'unità di misura per la potenza elettrica reattiva, il *var* [28].

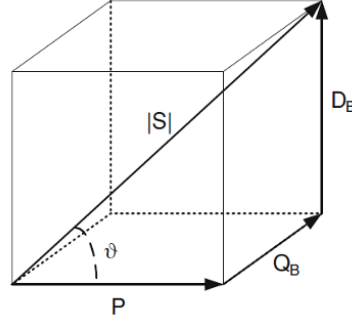


Figura 4.29: Parallelepipedo delle potenze di Budeanu

Come per il regime puramente sinusoidale, la potenza apparente non è conservativa e non coincide con la somma della potenza apparente di ogni singola armonica. Inoltre, il fattore di potenza mantiene la definizione standard come rapporto tra la potenza attiva e la potenza apparente, ma perde di significato geometrico e non fornisce informazioni sulla natura del carico.

- **Fryze (1932)⁹**

Questa teoria consiste nello scomporre la corrente totale nel dominio del tempo in due contributi. La prima componente è la corrente attiva $i_a(t)$, che ha la stessa forma della tensione di alimentazione ma è scalata di un parametro proporzionale alla potenza attiva; la seconda componente, corrente non attiva $i_{rF}(t)$, è definita come complemento della corrente attiva:

$$\begin{cases} i_a(t) = \frac{1}{T} \frac{\int_0^T v(t)i(t)dt}{\int_0^T v(t)^2 dt} v(t) = \frac{P}{V^2} v(t) = \frac{v(t)}{R} \\ i_{rF}(t) = i(t) - i_a(t) \end{cases} \quad (4.30)$$

Non avendo a disposizione la funzione matematica che descrive la forma d'onda di tensione e corrente, è necessario procedere passando per la scomposizione armonica dei segnali campionati e definendo il contributo di corrente attiva nel modo seguente:

$$i_a(t) = \sum_{h=1}^{\infty} i_{ah}(t) = \frac{P}{\|v\|^2} \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = Gv(t) \quad (4.31)$$

⁹ Stanisław Fryze fu un ingegnere elettrico e accademico polacco che formulò un'innovativa teoria sulle potenze elettriche in regime non sinusoidale, basata sulla scomposizione della corrente in due contributi [29].

Le due componenti sono ortogonali tra di loro e pertanto il valore efficace della corrente totale è calcolato come:

$$I^2 = I_a^2 + I_{rF}^2 \quad (4.32)$$

Moltiplicando per V^2 si ottiene la potenza apparente S :

$$S^2 = V^2 I^2 = V^2 (I_a^2 + I_{rF}^2) = P^2 + Q_F^2 \quad (4.33)$$

P e Q_F sono rispettivamente la potenza attiva e la potenza reattiva di Fryze.

- **Matrice delle potenze non attive**

Nel caso di J dati campionati, introducendo il vettore di tensione \mathbf{v} e il vettore di corrente \mathbf{i} , la potenza attiva viene definita come il prodotto scalare $P = \mathbf{v}^T \mathbf{i} / J$. La matrice delle potenze non attive Γ è una matrice antisimmetrica¹⁰ di dimensioni $J \times J$. Il triangolo superiore (o inferiore) presenta valori con segno, definiti nelle direzioni ortogonali e come tali non hanno effetto nella potenza media.

$$\Gamma = (\mathbf{v} \mathbf{i}^T - \mathbf{i} \mathbf{v}^T) / J \quad (4.34)$$

Prendendo gli elementi del triangolo superiore, esclusa la diagonale principale, si ottiene il vettore \mathbf{g} , la cui norma Euclidea è uguale alla potenza non attiva con segno positivo.

4.4.2. Calcolo e analisi delle potenze nei tre casi

Dopo aver introdotto la teoria delle potenze nei sistemi non sinusoidali, in questo paragrafo vengono mostrati i risultati ottenuti mediante elaborazione MATLAB, con l'aiuto di funzioni implementate per analizzare i segnali di tensione e corrente acquisiti e analizzati con FFT.

¹⁰ La matrice antisimmetrica è una matrice quadrata la cui trasposta è coincidente con la sua opposta. Gli elementi della diagonale principale sono nulli e per ogni i e j vale che $a_{i,j} = -a_{j,i}$.

Potenze assorbite dalla linea Ig1

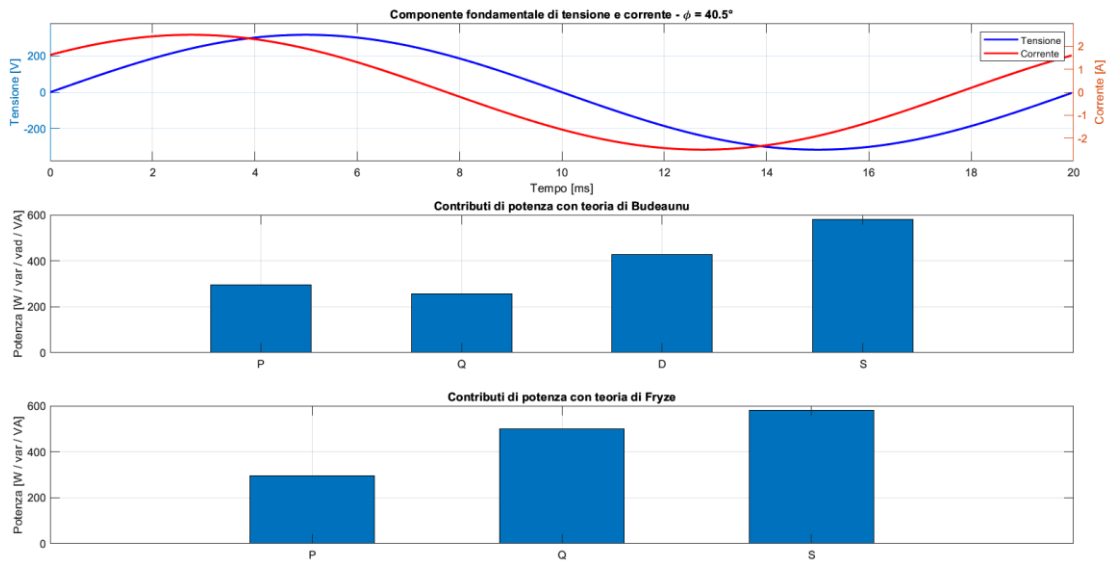


Figura 4.30: Analisi potenze Ig1

```

--- Teoria di Budeanu ---
P = 296.357 W
Qb = 255.907 var
D = 428.596 vad
S = 580.526 VA

--- Teoria di Fryze ---
P = 296.322 W
Qf = 499.203 var
S = 580.526 VA
    
```

Le due teorie forniscono correttamente la medesima potenza attiva ed apparente. La quota di potenza distortante è molto cospicua, come da previsione. Infatti, il valore del THD era superiore al 100%. Un ulteriore aspetto da non trascurare è lo sfasamento di circa 40° tra la prima armonica di corrente e quella di tensione (Figura 4.30), dovuto ad una ridotta quota di potenza attiva richiesta dall'emulatore di carico, il che spiega il valore molto elevato della quota Qb e D nella teoria di Budeanu e Qf nella teoria di Fryze.

Assumendo che la potenza assorbita dal server sia pari a 157 W (4.22), il contributo di potenza attiva assorbita dall'emulatore di carico sarà $296 - 157 \cong 140$ W. Provando a calcolare il prodotto istantaneo tra tensione e corrente dovuta al solo contributo del carico¹¹ - senza considerare il server - si ottiene una potenza attiva di circa 175 W. A questo punto andrebbe ancora tolto un piccolo contributo di potenza assorbita dal server all'interno del rettangolo azzurro di Figura 4.31, che non è stato ancora escluso (per hp.

¹¹ Si è andato ad implementare nel programma MATLAB un comando che consente di inserire tutti valori pari a zero nel vettore della corrente nelle posizioni in cui l'emulatore di carico è pilotato in off (rettangoli rossi in Figura 4.31).

$\cong \frac{1}{6} P_{ser1} = \frac{1}{6} 157 = 26 \text{ W}$). Dunque, a fronte di qualche approssimazione effettuata, il carico resistivo assorbe una potenza compresa nel range tra 145 e 150 W, a conferma della stima precedente.

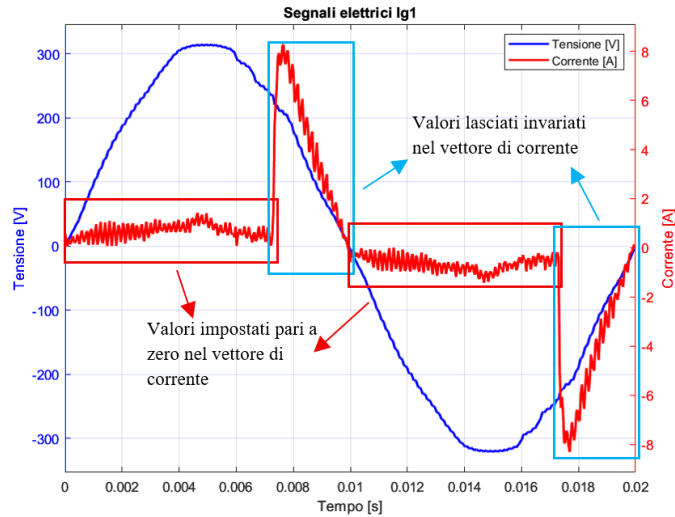


Figura 4.31: Dettaglio del metodo implementato con Matlab per la verifica del calcolo della potenza attiva assorbita dal solo emulatore di carico resistivo

Potenze assorbite dalla linea Ig2

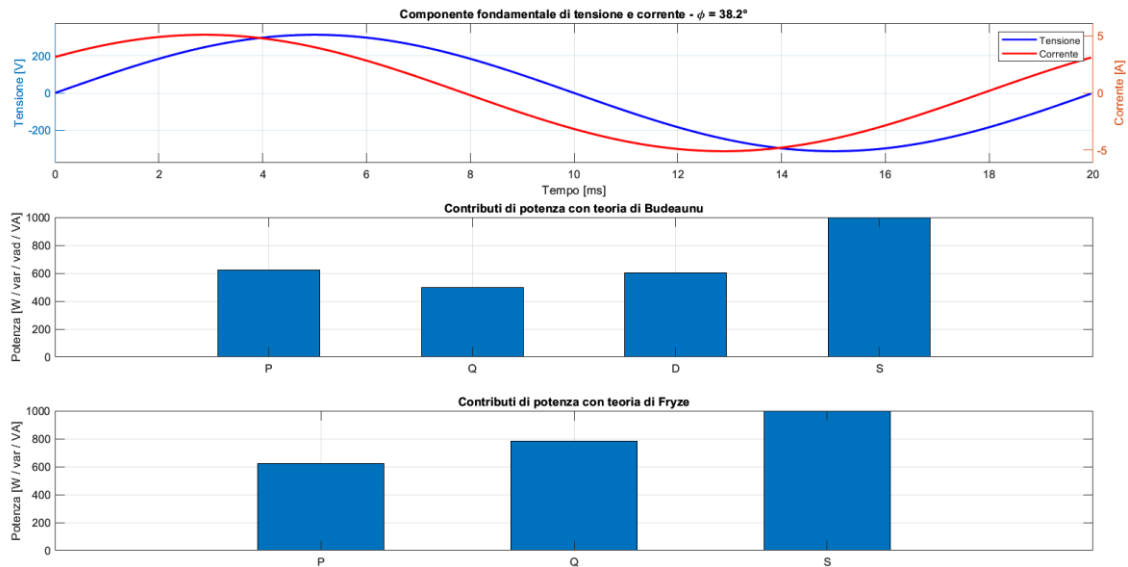


Figura 4.32: Analisi potenze Ig2

--- Teoria di Budeanu ---

P = 621.751 W
Q_b = 496.060 var
D = 603.695 vad
S = 998.547 VA

--- Teoria di Fryze ---

P = 621.670 W
Q_f = 781.424 var
S = 998.547 VA

Nonostante lo sfasamento tra le prime armoniche sia all'incirca il medesimo del caso precedente (38°), la quota di potenza distorta rispetto alle potenze attiva e apparente è rispettivamente il 97% e il 60% (nel caso precedente era il 144% e il 74%). Questo aspetto è spiegato dal fatto che la linea alimenta solamente l'emulatore di carico resistivo, che assorbe almeno il doppio della potenza attiva rispetto alla linea 1 (621 W a fronte di 296 W)

Potenze assorbite dalla linea Ig3

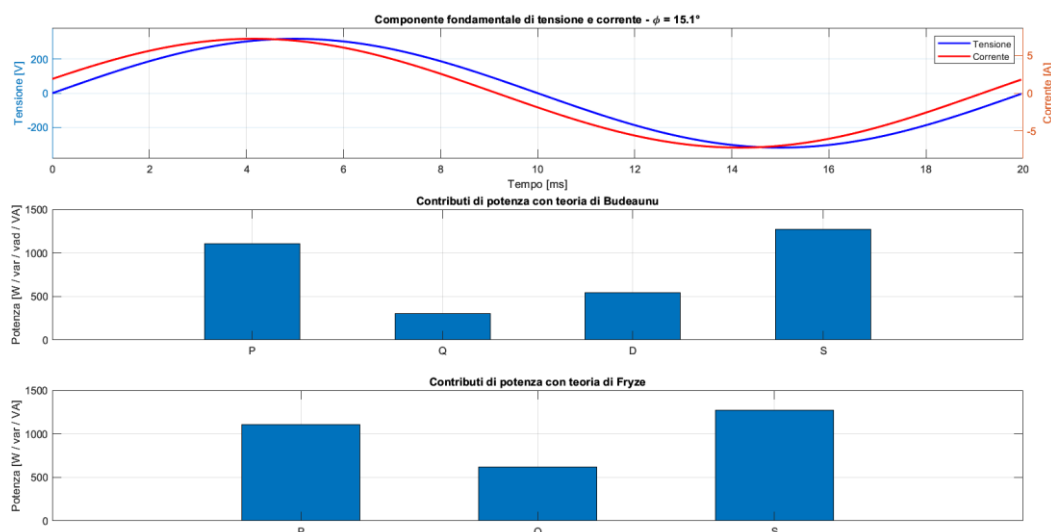


Figura 4.33: Analisi potenze Ig3

--- Teoria di Budeanu ---

P = 1107.432 W
Q_b = 301.938 var
D = 542.794 vad
S = 1269.723 VA

--- Teoria di Fryze ---

P = 1107.692 W
Q_f = 620.656 var
S = 1269.723 VA

Adottando la stessa logica descritta per la linea 1, in questo caso la potenza attiva assorbita dall'emulatore resistivo è circa $1107 - 796 = 311$ W. È però importante notare che la quota principale è fornita dal server, che assorbe circa 796 W di potenza puramente sinusoidale (da Equazione (4.24), essendo tensione e corrente sostanzialmente in fase. La componente responsabile della distorsione armonica è soltanto quella assorbita dall'emulatore, che è una porzione ridotta della potenza attiva totale (circa 28%). In conseguenza di ciò, lo sfasamento tra le prime armoniche si riduce sensibilmente, fino a circa 15° , così come il THD.

In conclusione, un mix di fattori consente di ridurre la potenza distorcente rispetto alla potenza attiva totale ed apparente: infatti, se si aumenta la potenza attiva richiesta dall'emulatore di carico e se si incrementa la potenza nominale del server (carico puramente sinusoidale) diminuirà la distorsione della forma d'onda.

Capitolo 5

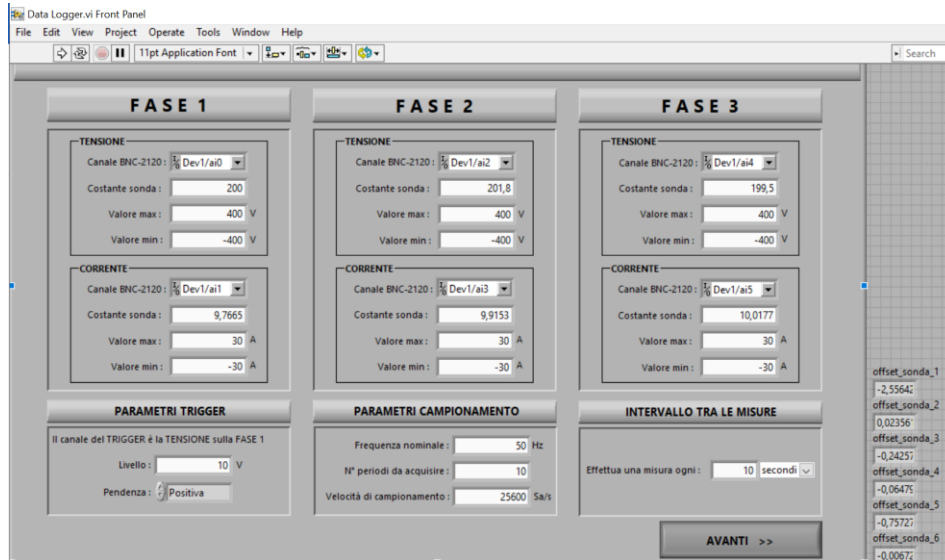
5.Acquisizione e analisi dei dati sperimentali tramite oscilloscopio in modalità datalogger

In questo capitolo viene introdotto l'utilizzo della modalità *datalogger* dell'oscilloscopio digitale, impiegata per l'acquisizione continua delle grandezze elettriche di interesse. Viene mantenuto lo stesso setup di misura, e il datalogger consente di registrare nel tempo i valori campionati delle tensioni e delle correnti per i tre canali interessati, fornendo una base dati estesa sulla quale è possibile effettuare un'analisi numerica e statistica. Dopo una descrizione del funzionamento del datalogger, vengono presentati grafici ottenuti con l'obiettivo di estrarre informazioni sui parametri già introdotti nel capitolo precedente: spettro armonico, distorsione armonica totale, potenze e fattore di potenza. Successivamente, verrà posta l'attenzione sull'analisi statistica dei dati acquisiti, al fine di valutare eventuali correlazioni tra i principali parametri, con l'obiettivo di interpretare il comportamento del carico in modo più approfondito. In conclusione, sono stati effettuati alcuni confronti con i risultati forniti dagli strumenti Asita.

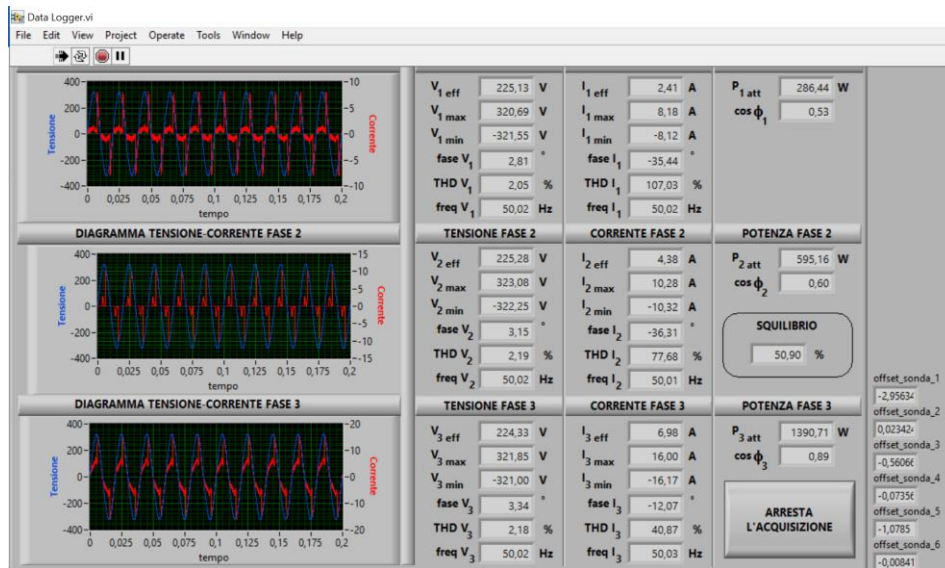
5.1. Introduzione al datalogger

Il datalogger implementato con LabVIEW serve per l'acquisizione ed elaborazione in tempo reale dei segnali elettrici. In Figura 5.1(a) è mostrata l'interfaccia grafica che consente di impostare i parametri della misura (canali di tensione e corrente, costanti di sonda, valori minimi e massimi, frequenza nominale, frequenza di campionamento e intervallo tra le misure), oltre ai parametri di trigger per la sincronizzazione. Il sistema è stato sviluppato per applicazioni trifase, con la possibilità di monitorare le tre tensioni e correnti di ogni fase contemporaneamente. Nel nostro caso, tuttavia, le misure sono state effettuate in modalità monofase sui tre canali distinti, ciascuno relativo ad un interruttore diverso. Per questo motivo, il calcolo dello squilibrio tra le fasi non ha significato fisico e non viene considerato nelle analisi. Nella schermata di Figura 5.1(b) sono mostrati i

risultati in tempo reale per ogni canale. In aggiunta, il programma effettua l'analisi armonica e fornisce l'ampiezza delle armoniche di corrente e tensione fino alla 25^a. Tutti i valori vengono salvati in un apposito file di testo (*acquisizione_dati_24_07.txt*).



(a) Schermata di impostazione dei parametri dei 3 canali di acquisizione



(b) Schermata di acquisizione dei parametri per i 3 canali

Figura 5.1: Schermate principali dell'oscilloscopio in modalità datalogger

5.2. Analisi grafica e correlazioni tra i parametri elettrici

Durante la campagna di misura mediante l'utilizzo del datalogger, sono stati registrati i principali parametri con intervalli di 10 s per la durata complessiva di alcune ore, con lo

scopo di avere a disposizione un monitoraggio più preciso ed affidabile delle acquisizioni. In questa fase si investiga il comportamento temporale della potenza attiva P , del fattore di potenza $\cos\varphi$ e dell'indice di distorsione armonica THD . Inoltre, si indaga sulle possibili correlazioni tra le variabili, al fine di spiegare il comportamento della porzione del sistema elettrico esaminato. Con lo sviluppo di un programma MATLAB apposito dal nome *data_logger.m*, si procede all'ottenimento dei risultati seguenti.

Per filtrare il rumore presente nelle misure elettriche, smussare i picchi casuali ed evidenziare l'andamento di fondo, si è adottato un filtro di media mobile calcolato su un intervallo di 10 minuti. Poiché il sistema acquisisce 6 misurazioni al minuto (una ogni 10 s), significa che nell'intervallo di 10 minuti si hanno 60 campioni a disposizione. e quindi la media mobile sarà di ordine $N=60$. Formalmente, per un vettore di dati $\mathbf{x}[\mathbf{n}]$, la media mobile di ordine N è definita come:

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} x[n+k] \quad (5.1)$$

dove $\mathbf{y}[\mathbf{n}]$ è il segnale filtrato al campione n

Ai bordi del vettore \mathbf{x} , dove non sono disponibili tutti gli N valori adiacenti, MATLAB adatta automaticamente la finestra prendendo solo i valori disponibili.

5.2.1. Campagna di misure effettuate il 24/07

In questa campagna di misure sono state condotte continuativamente acquisizioni per la durata complessiva di circa 3 ore. Il grafico in Figura 5.2 rappresenta l'andamento temporale del THD di corrente per i tre canali di misura (I_{g1} , I_{g2} , I_{g3}) in funzione del tempo. Le linee sottili più chiare corrispondono ai valori acquisiti direttamente dallo strumento con frequenza di campionamento di 10 s. Questi segnali mostrano fluttuazioni elevate e diversi picchi istantanei, specialmente il canale 1. Le linee più spesse e scure corrispondono ai valori filtrati e mostrano la tendenza generale del THD per ciascun canale.

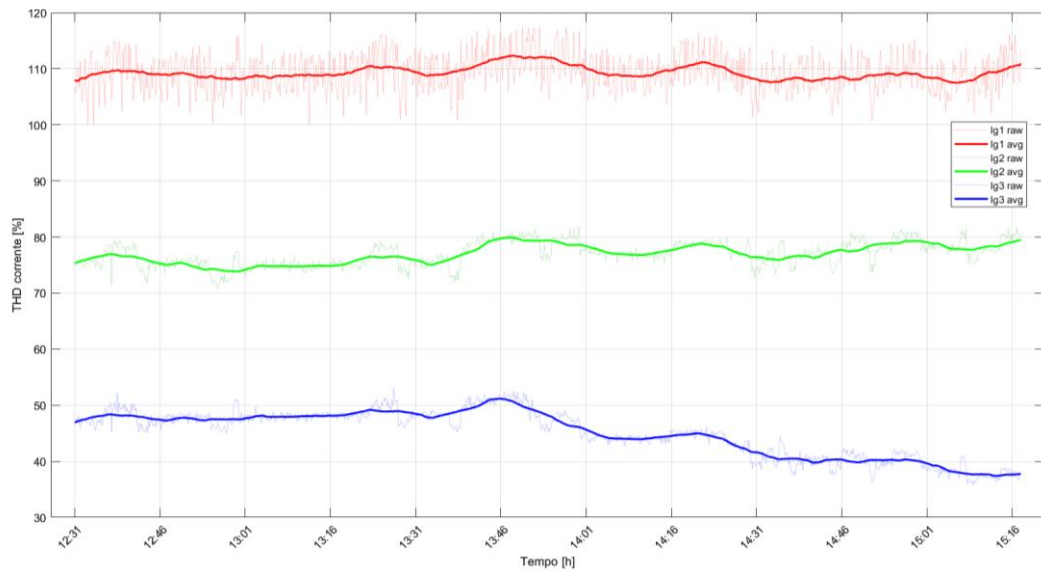


Figura 5.2: Andamento temporale del THD della corrente dei 3 canali (trend su 10 minuti)

- Ig1 (rosso) mostra i valori medi di THD elevati (circa 105-110%), ma con una tendenza molto stabile su tutto il periodo.
- Ig2 (verde) ha valori inferiori (circa 75-80%), ma anch'esso costante nell'intervallo.
- Ig3 (blu) si attesta su valori medi ancora più bassi (40-50%), con un andamento calante verso il finale che sarà oggetto di ulteriore approfondimento.

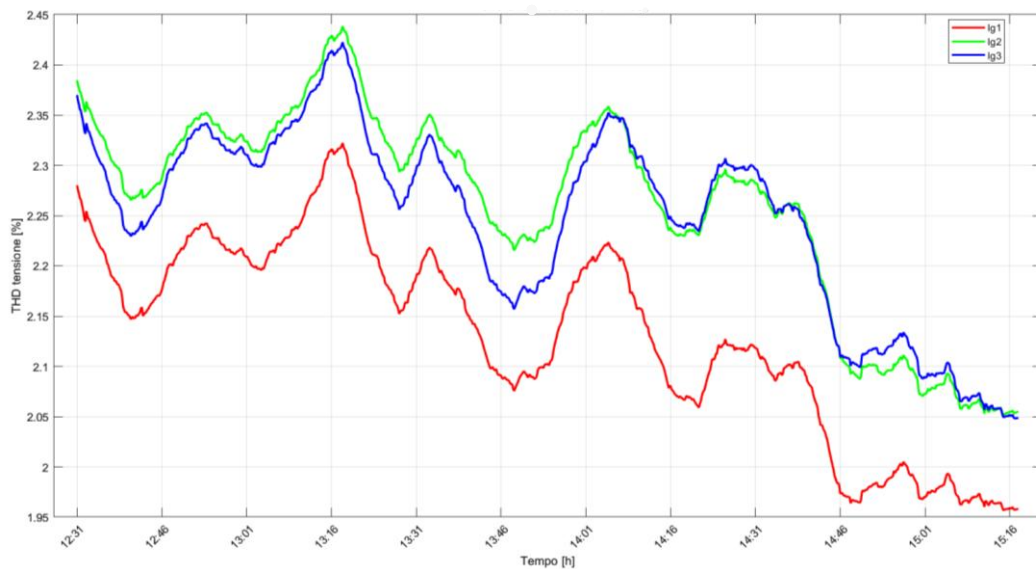


Figura 5.3: Andamento temporale del THD della tensione dei 3 canali

In Figura 5.3 viene mostrato l'andamento medio del THD di tensione nei tre canali. I valori oscillano in un intervallo molto ridotto (tra 1,95% e 2,45%), il che indica che il

sistema di alimentazione è molto stabile ed eccellente. Gli andamenti dei tre canali sono pressochè identici, con differenze minime in ampiezza. Questo comportamento è spiegabile considerando che le misure sono state effettuate a valle degli inverter, i quali sono collegati alla stessa sbarra AC comune e quindi con lo stesso profilo della tensione di alimentazione. Le differenze di ampiezza possono essere attribuite a differenze nelle impedenze delle linee di collegamento a monte degli interruttori (inverter – quadro) e dovute alle variazioni di corrente che percorrono la linea e causano piccole variazioni nelle cadute di tensione.



Figura 5.4: Andamento temporale della potenza attiva per i 3 canali

Da notare come le potenze attive si mantengano pressochè costanti durante il periodo di tempo analizzato, ad eccezione della linea 3, che a partire da circa metà intervallo mostra un incremento di circa 700 W (Figura 5.4). I valori risultano in linea con quanto misurato istantaneamente e discusso nel Capitolo 4.4.2 (circa 300 W per I_{g1} , 600 W per I_{g2} e 1100 W per I_{g3}). Le oscillazioni sulla potenza sono contenute e per questo motivo non è stata sovrapposta la curva di media mobile. In seguito verrà analizzato l'effetto di tale aumento di potenza sui parametri di distorsione armonica.

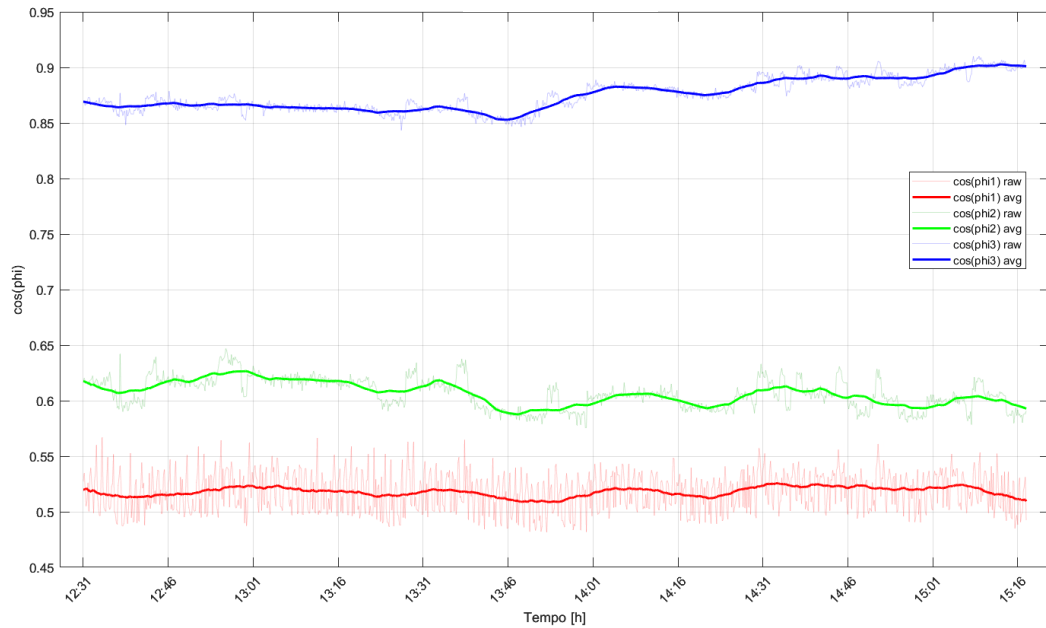


Figura 5.5: Andamento temporale del fattore di potenza per i 3 canali (trend su 10 minuti)

L'ultimo parametro analizzato è il fattore di potenza $\cos\varphi$ (Figura 5.5), definito come il rapporto tra la potenza attiva e quella apparente. Nei sistemi non puramente sinusoidali tale parametro perde il tradizionale significato geometrico e fisico, in quanto risente anche del contributo di potenza distorta. Nel profilo relativo al canale 3 si intravede un lieve incremento del valore, già prossimo a 0,9, verosimilmente dovuto all'aumento di potenza attiva richiesta dalla linea e alla conseguente riduzione, in proporzione, del contributo di potenza distorta.

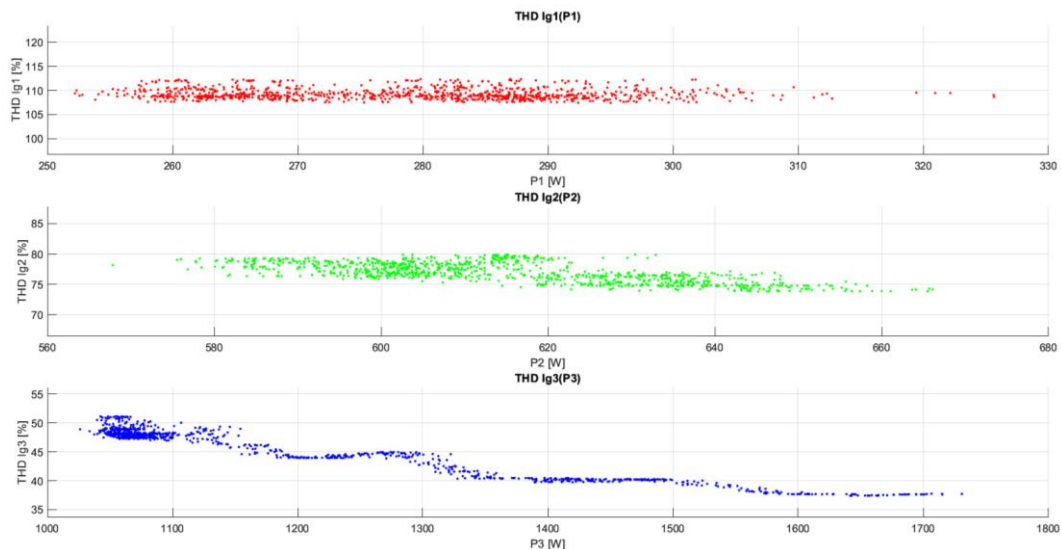


Figura 5.6: Grafico a dispersione del THD della corrente in funzione della potenza attiva

Il THD rimane all'incirca costante quando la potenza attiva rimane all'interno di un range di stabilità relativamente ristretto. Ad esempio, nella linea 1 il THD si attesta intorno al 110% per valori di potenza attiva compresi tra 250 e 300 W (Figura 5.6). In Figura 5.7, invece, è riportato uno zoom relativo al canale 3, dove si osserva una riduzione del THD di circa 10 - 15 punti percentuali al crescere della potenza di circa 500-600 W.

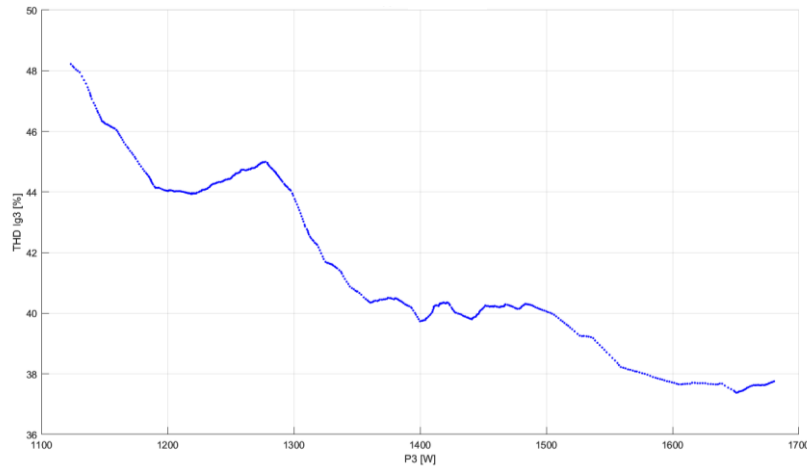


Figura 5.7: Grafico a dispersione del THD della corrente in funzione della potenza attiva per la linea 3

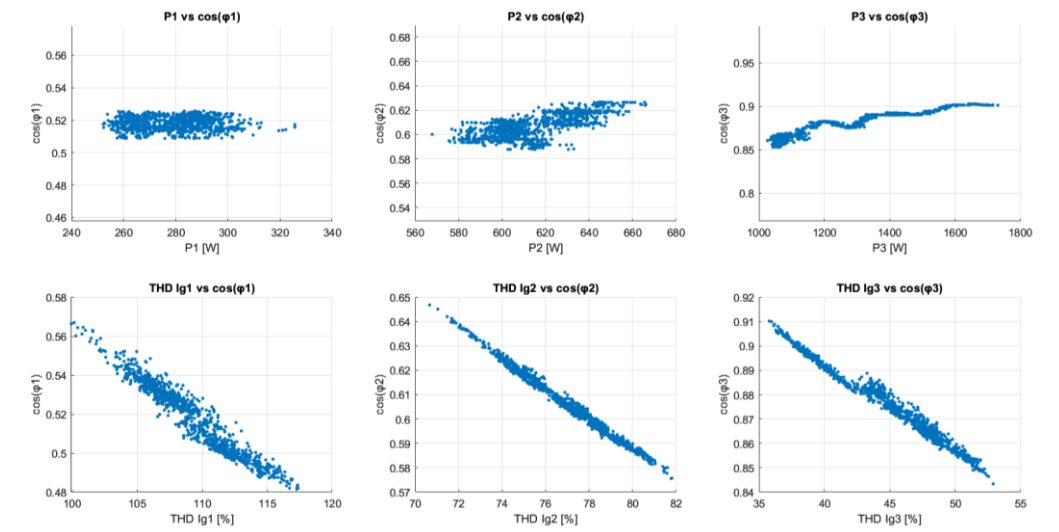


Figura 5.8: Grafici a dispersione di $\cos\phi$ in funzione del THD e $\cos\phi$ in funzione della potenza attiva per i 3 canali

In Figura 5.8 si possono osservare le prime relazioni tra il THD e il fattore di potenza. Da tutti i canali risulta evidente che una diminuzione del fattore di potenza comporti un aumento della distorsione armonica. In generale si nota inoltre che la potenza attiva e il fattore di potenza non sono indipendenti, ma mostrano anch'essi una correlazione di tipo lineare, evidenziata in Figura 5.9. In quest'ultima, che riunisce in un unico grafico i dati

acquisiti su tutti e tre i canali, si può concludere che all'aumentare della potenza attiva il fattore di potenza tende a crescere, sebbene tale relazione risulti meno marcata per potenze elevate (superiori ai 1000 W). Si osserva inoltre che, al diminuire del fattore di potenza, il THD della corrente cresce, confermando la correlazione inversa tra questi due parametri. Per completezza, in Figura 5.10 sono riportati anche i grafici tridimensionali che rappresentano congiuntamente le tre variabili (potenza attiva, fattore di potenza e THD della corrente) offrendo una visione collettiva del loro comportamento.

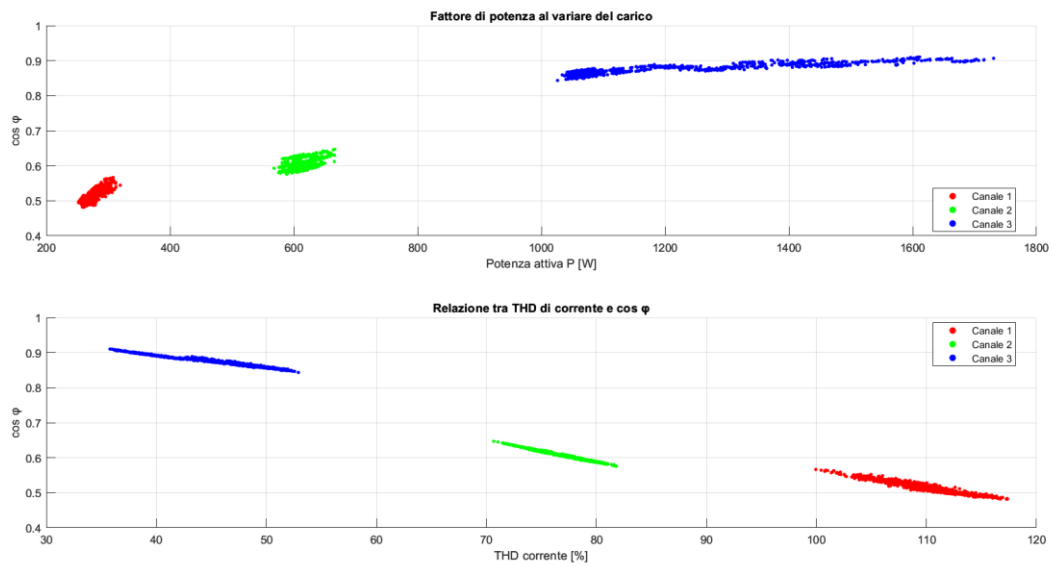


Figura 5.9: Relazione complessiva di $\cos \varphi$ (P) e $\cos \varphi$ (THD)

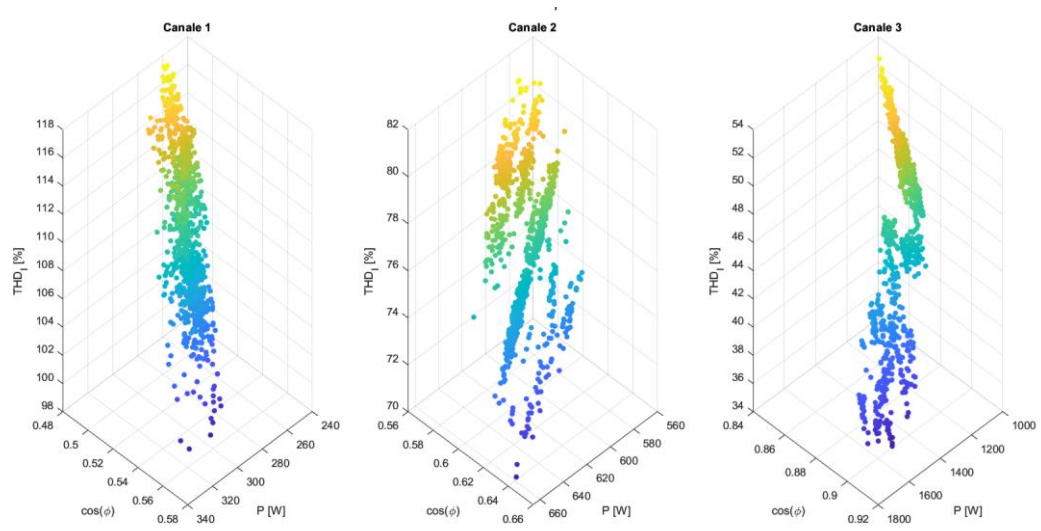


Figura 5.10: Grafico tridimensionale di THD, $\cos \varphi$ e P

5.2.2. Campagna di misure effettuate il 09/07

Per dimostrare che i valori di potenza richiesti dall'emulatore di carico non risultano costanti durante l'intero periodo di funzionamento, e per conferire maggiore credibilità e robustezza ai risultati ottenuti, si riportano di seguito i valori relativi ad una seconda campagna di misura, effettuata in data 09/07/2025. Le acquisizioni sono state effettuate nella stessa modalità, ma condotte in un orario differente rispetto al precedente, al fine di evidenziare variazioni nel comportamento. In particolare, l'intervallo temporale considerato si estende dalle 17:00 alle 24:00 circa, mentre nella prima campagna, descritta nella Sezione 5.2.2, l'osservazione era limitata alla fascia 12:30-17:30.

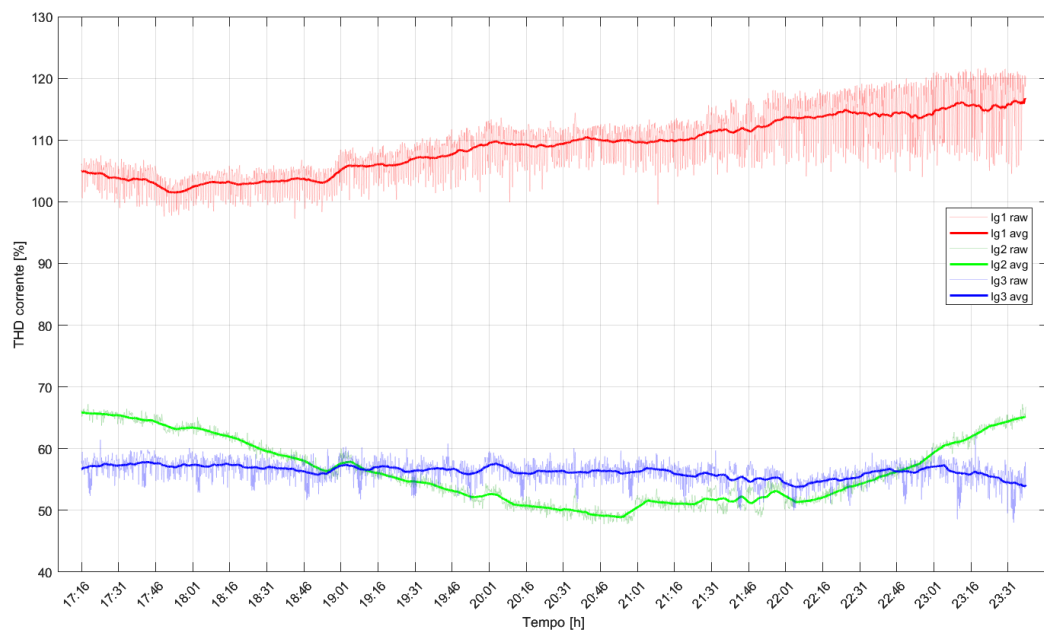


Figura 5.11: Andamento temporale del THD della corrente (09-07-2025)

A primo impatto, in Figura 5.11, è possibile osservare un abbassamento del valore di distorsione armonica nel canale 2, che raggiunge un minimo del 50%, per poi risalire nuovamente nelle fasi successive; nel canale 1, al contrario, si registra un aumento con picchi fino al 120 %, riconducibile a una riduzione della potenza attiva richiesta dal carico. Il canale 3 mostra invece un andamento più stabile, mantenendosi poco al di sotto del 60% (mentre nella campagna precedente raggiungeva il 40%).

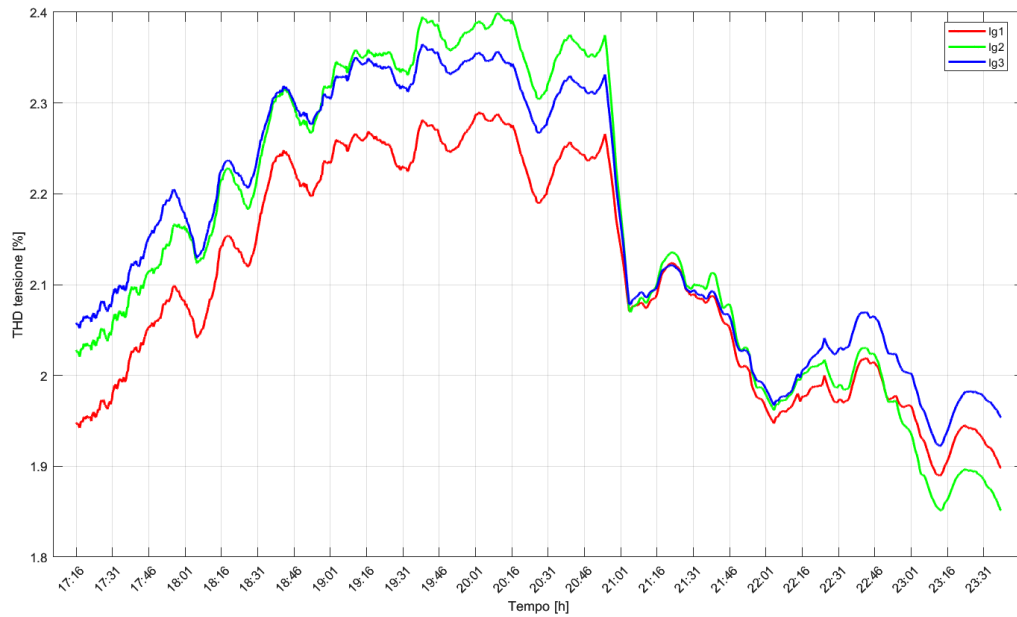


Figura 5.12: Andamento temporale del THD della tensione (09-07-2025)

Come prevedibile, il THD della tensione presenta lo stesso andamento su tutti i canali, con valori molto contenuti, sempre inferiori al 2,5%. L'ampiezza risulta maggiore nella linea in cui la corrente assorbita è superiore, a causa delle maggiori cadute di tensione (Figura 5.12).

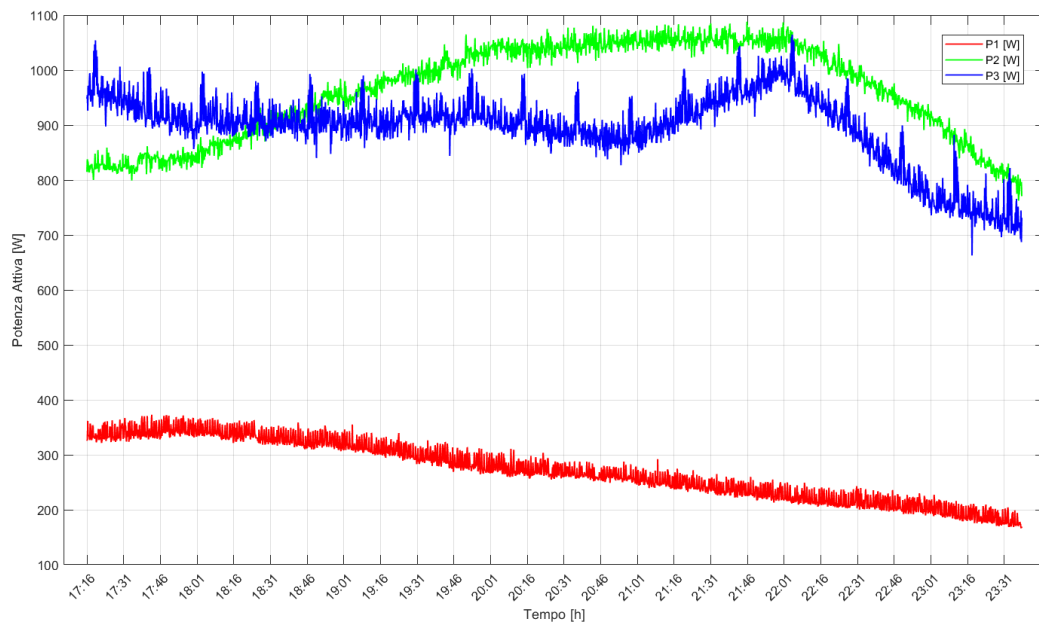


Figura 5.13: Andamento temporale della potenza attiva (09-07-2025)

Dalla Figura 5.13 si vede chiaramente come i valori di potenza richiesti dalla linea 2 abbiano raggiunto quelli della linea 3, circostanza coerente con l'andamento dei rispettivi THD di corrente.

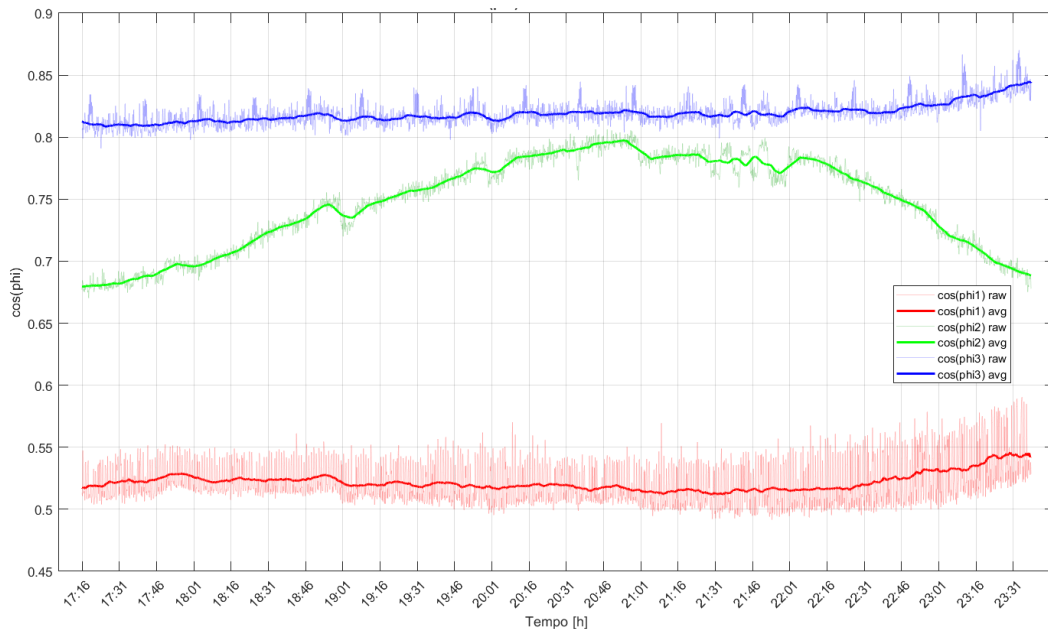


Figura 5.14: Andamento temporale del fattore di potenza (09-07-2025)

Il fattore di potenza (Figura 5.14) segue in modo piuttosto fedele i profili di potenza attiva, ma è importante evidenziare che nella linea 2 assume valori molto inferiori rispetto alla linea 3, nonostante le potenze raggiungano livelli simili. Ciò è spiegabile considerando che nella linea 2 non è presente la quota di potenza attiva (con fattore di potenza circa unitario) assorbita dal server, ma solo quella dovuta al carico emulato, che introduce una maggiore componente di potenza distorta e riduce conseguentemente il fattore di potenza complessivo.

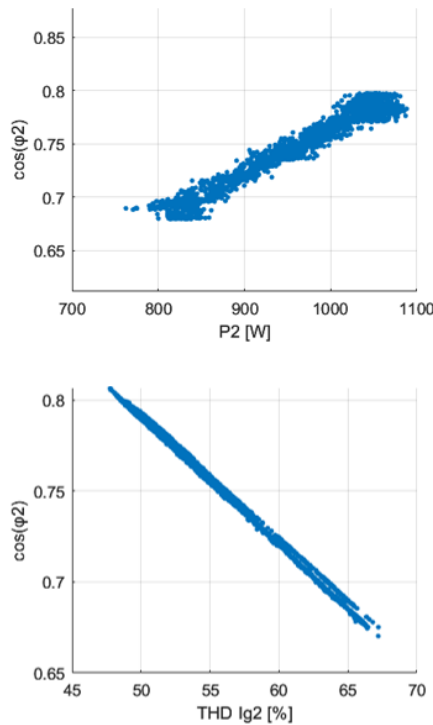


Figura 5.15: Grafici $\cos\phi$ (P) e $\cos\phi$ (THD) per la linea 2

La linea 2, connessa esclusivamente all'emulatore di carico, consente di evidenziare in modo chiaro le relazioni di dipendenza tra i principali parametri elettrici analizzati.

- Relazione quasi lineare tra la potenza attiva e il fattore di potenza, a conferma del fatto che, all'aumentare della potenza assorbita dal carico, la componente distorta diventa meno rilevante e il $\cos\phi$ tende ad aumentare.
- Correlazione inversa tra il THD e la potenza attiva: al crescere della potenza richiesta dal carico, le armoniche di corrente hanno un'influenza minore sulla fondamentale.

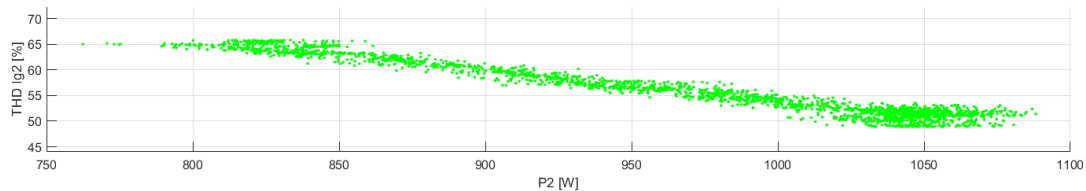


Figura 5.16: Grafico a dispersione THD (P) per la linea 2

5.3. Confronto tra il sistema di monitoraggio commerciale ASITA e le misure sperimentali

In questa sezione si presentano alcuni confronti tra i dati forniti dal sistema di monitoraggio Asita, che opera in continuo e memorizza le grandezze elettriche nel database, e i risultati ottenuti dalle misure eseguite mediante il datalogger spiegato precedentemente. Lo scopo è quello di tentare di verificare, per quanto possibile, l'affidabilità dello strumento Asita nelle misurazioni. Per prima cosa è stato necessario identificare la corrispondenza tra le linee elettriche analizzate e i rispettivi canali di misura degli strumenti Asita installati, facendo riferimento allo schema elettrico dell'impianto (riportato in Figura 2.22). Successivamente, sono stati estratti dal database del laboratorio PVZEN i dati relativi ai canali corrispondenti, limitati alla stessa data e fascia oraria delle

misure sperimentali. Per l'estrazione ed elaborazione dei dati è stato realizzato un programma MATLAB (*confronto_misure_asita.m*), che consente di automatizzare la ricerca dei valori e di allinearli temporalmente con quelli acquisiti dal datalogger. Il programma è stato progettato in modo molto flessibile: è sufficiente specificare in un apposito punto del codice il nome del parametro da confrontare (ad esempio "THD_I1 [%]") e la tabella su cui effettuare il ciclo di lettura (una tra "T4", "T5", "T6"), corrispondenti rispettivamente ai dispositivi Asita installati nelle tre linee monitorate. È tuttavia fondamentale che il nome del parametro da confrontare sia scritto in maniera corretta sia per i dati provenienti dal datalogger sia per quelli del sistema Asita, poiché il programma si basa sull'esatta corrispondenza con le intestazioni delle variabili presenti nelle tabelle MATLAB. Di seguito, viene riportata la tabella di corrispondenza:

Tabella 5.1: Corrispondenza tra linea elettrica, strumento Asita e tabella Matlab

Linea elettrica	Strumento	Canale	Tabella Matlab	Descrizione
Linea 1	ASITA 4	Ch1	T4	Misure relative all'interruttore Ig1
Linea 2	ASITA 5	Ch1	T5	Misure relative all'interruttore Ig2
Linea 3	ASITA 6	Ch1	T6	Misure relative all'interruttore Ig3

5.3.1. Metodologia di confronto e strumenti di analisi statistica

In questa sezione vengono descritti i criteri e gli strumenti statistici utilizzati per confrontare i dati. L'obiettivo è valutare la coerenza e l'affidabilità delle misure, per quanto possibile, mediante un approccio quantitativo, basato su indicatori statistici e di correlazione tra le due serie di dati. Il programma si sviluppa secondo la seguente struttura logica:

- 1) **Plot comparativo** tra le acquisizioni del datalogger e del sistema Asita: dopo aver costruito la tabella contenente i valori medi al minuto ricavati dalle acquisizioni del datalogger, i valori della variabile selezionata vengono confrontati con i corrispondenti dati provenienti dalle misure dello strumento Asita, che registra un valore al minuto nel database.
- 2) **Analisi statistica (calcolo indicatori):**
 - Media delle differenze

$$\bar{e} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - y_i) \quad (5.2)$$

x_i : valore misurato con datalogger

y_i : valore misurato con strumento Asita

N : numero di campioni in esame

Questo parametro indica la tendenza sistematica dell'errore, definito come la differenza tra le due misure. Un valore positivo implica che i dati registrati dall'Asita risultano inferiori a quelli acquisiti con il datalogger, se è negativo indica la condizione opposta.

- Deviazione standard¹² σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (e_i - \bar{e})^2} \quad (5.3)$$

Misura la dispersione delle differenze tra le misure rispetto all'errore medio calcolato allo step precedente. Un valore basso indica che la misura si può considerare stabile e ripetibile.

- Coefficiente di correlazione lineare r

$$r = \frac{\sum_i (x_i - \bar{x}) (y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_i (x_i - \bar{x})^2 \sum_i (y_i - \bar{y})^2}} \quad (5.4)$$

Usato per quantificare la forza della relazione lineare tra le due variabili in esame. Può assumere valori compresi tra -1 e +1. Se $r = +1$ significa che la correlazione è perfettamente lineare e positiva, $r = -1$ quando la correlazione è perfettamente inversa, $r = 0$ se non esiste correlazione tra le due variabili. Valori $r > 0,95$ sono considerati eccellenti in studi di validazione strumentale [31].

¹² La deviazione standard misura la distribuzione di un insieme di dati. Un valore elevato indica un'ampia gamma di valori di dati, al contrario un valore basso indica che i valori sono raggruppati attorno alla media. La sua unità di misura è la stessa delle grandezze in esame [30].

- Errore percentuale medio (Mean Percentage Error, MPE)

$$MPE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{x_i - y_i}{x_i} \right| \cdot 100 \quad (5.5)$$

Indica il valore medio dell'errore relativo percentuale, ovvero di quanto i valori forniti da Asita si discostano da quelli misurati con il datalogger, scelti come riferimento [32].

- Errore assoluto medio (Mean Absolute Error, MAE)

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i - y_i| \quad (5.6)$$

Fornisce la media degli errori assoluti tra le misure effettuate, in unità di misura della grandezza in esame. Più è basso e più il datalogger riproduce fedelmente le misure Asita.

- Errore quadratico medio (Root Mean Square Error, RMSE)

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - y_i)^2} \quad (5.7)$$

È un indicatore che penalizza maggiormente gli errori grandi, quindi evidenzia la presenza di deviazioni anomale.

- Coefficiente di correlazione di concordanza (Concordance Correlation Coefficient, CCC)

$$CCC = \frac{2r\sigma_x\sigma_y}{(\bar{y} - \bar{x})^2 + \sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (5.8)$$

Coefficiente proposto da *Lin* [33], che tiene conto sia della precisione (quanto i valori seguono la stessa tendenza) sia dell'accuratezza (quanto le misure coincidono con la bisettrice).

- 3) **Grafico di confronto 1:1 tra Asita e datalogger:** grafico a dispersione che mostra il confronto diretto tra le misure rilevate dallo strumento Asita (asse delle ascisse) e quelle acquisite dal datalogger (asse delle ordinate), per lo stesso parametro e allo stesso minuto corrispondente. La linea tratteggiata (rossa) indica la retta di regressione lineare ideale, cioè la condizione in cui le misure fornite dai due sistemi sono identiche.

- 4) **Grafico di distribuzione degli errori:** è un istogramma che rappresenta la distribuzione statistica delle differenze tra i valori misurati dal datalogger e quelli acquisiti dallo strumento Asita, per il parametro analizzato. Sull'asse delle ascisse è riportata la differenza istantanea tra le due misure, mentre l'asse delle ordinate indica il numero di occorrenze di ciascun intervallo di errore.

5) **Analisi della distribuzione degli errori: PDF e CDF**

La parte di grafico rappresentata dall'istogramma normalizzato mostra la funzione di densità di probabilità (*Probability Density Function, PDF*). Il valore sull'asse delle ordinate indica quanto frequentemente si verifica un certo errore tra le misure. Il picco centrale evidenzia il valore di errore più probabile, mentre la linea tratteggiata verticale rappresenta l'assenza di errore e consente di visualizzare le eventuali asimmetrie della distribuzione, al fine di individuare l'errore sistematico positivo o negativo [34].

La funzione di distribuzione cumulata (*Cumulative Distribution Function, CDF*) è la curva rossa e descrive la probabilità che l'errore assuma un valore minore o uguale di un certo valore e .

$$F(e) = \mathbb{P}(E \leq e)$$

La caratteristica cresce da 0 a 1 e permette di capire quanto rapidamente viene raggiunta la totalità dei casi. Un aumento rapido attorno all'errore nullo indica che lo strumento è molto preciso; al contrario, una CDF più piatta si associa ad una dispersione maggiore ed una peggior accuratezza dello strumento [35].

- 6) **Bland-Altman plot:** grafico statistico utilizzato per valutare la concordanza tra due metodi di misura o due strumenti che misurano la stessa grandezza fisica. Sull'asse x è riportata la media delle due misure e sull'asse delle ordinate la loro differenza. Questo approccio consente di valutare se l'errore tra i due strumenti dipende dal valore misurato. Come riportato in [36], assumendo una distribuzione normale¹³ dell'errore, si definiscono i limiti di accordo pari a $\pm 1,96$ volte la deviazione standard rispetto alla media. Tali limiti racchiudono circa il 95 % delle differenze attese tra le due misure.

¹³ La distribuzione normale (o gaussiana), nota anche come curva a campana è una legge di probabilità simmetrica rispetto al valore medio, caratterizzata dal fatto che la maggior parte dei valori si addensa intorno al valore atteso e che la probabilità decresce rapidamente allontanandosi da esso. In particolare, circa il 68 % dei valori cade entro ± 1 deviazione standard, il 95 % entro ± 2 deviazioni standard e circa il 100 % entro ± 3 deviazioni standard [37].

- 7) **Grafico di cross-correlation:** strumento di analisi temporale per valutare l'esistenza di ritardo tra i due segnali misurati. Sull'asse delle ascisse è rappresentato il ritardo, mentre sull'asse delle ordinate viene mostrato il coefficiente di correlazione. Un picco in corrispondenza del ritardo uguale a zero significa che le due misure sono sincronizzate e correlate tra loro.
- 8) **Altri grafici:** il grafico dell'errore relativo nel tempo, il boxplot e la heatmap dell'errore sono strumenti efficaci che consentono di confrontare visivamente il comportamento dei due strumenti e di ricavare con molta semplicità alcune informazioni dai due set di dati.

5.3.2. Confronto dei valori di tensione

Il grafico in Figura 5.17 mostra come i valori efficaci di tensione misurati dai due strumenti risultino in buon accordo tra loro. Per prima cosa, è possibile osservare che l'andamento temporale delle misure coincide quasi perfettamente, indicando una corretta sincronizzazione e coerenza nella risposta dei due sistemi di acquisizione. Tuttavia, si osserva la presenza di un lieve scostamento tra le due curve (offset), perciò le tensioni misurate da Asista risultano leggermente superiori rispetto alle corrispondenti rilevate dal datalogger. Ciò è associabile ad una possibile discrepanza di taratura tra gli strumenti.

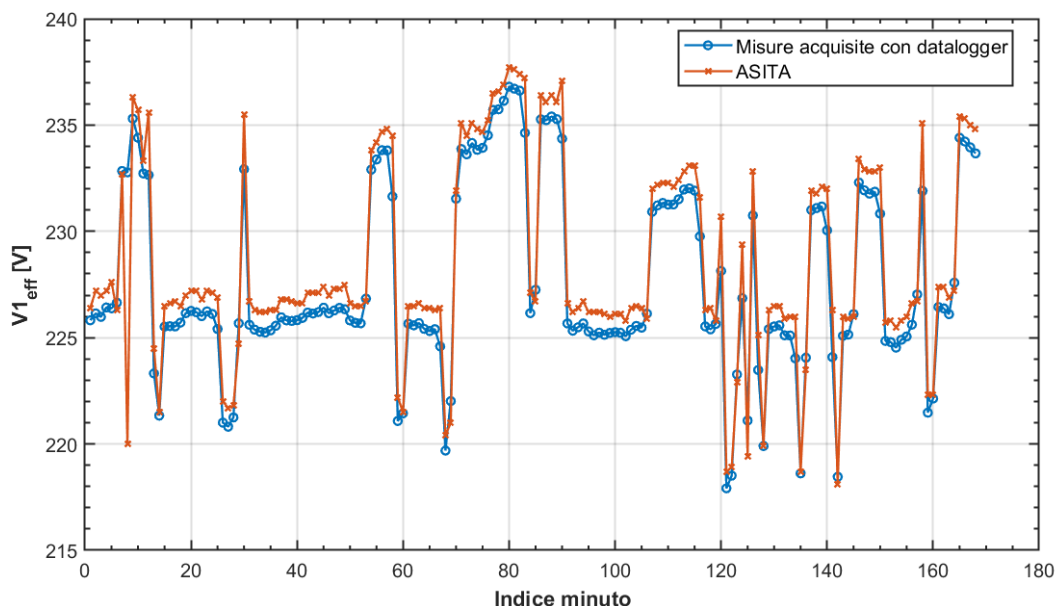


Figura 5.17: Confronto tra le misure di tensione acquisite dal sistema di monitoraggio Asista e quelle registrate dal datalogger per Ig1

Il grafico di Figura 5.18(a) evidenzia una forte correlazione lineare tra i valori misurati dai due sistemi. I punti si distribuiscono vicino alla bisettrice ideale, indicando una buona concordanza tra gli strumenti. La Figura 5.18(b) mostra che la maggior parte

degli errori tra le misure è compresa nell'intervallo $\pm 1,96\sigma$, segno di un errore limitato e concentrato attorno allo zero. L'errore più frequente è attorno a circa -1 V, a dimostrazione dell'offset spiegato in precedenza. La curva rossa della CDF cresce rapidamente attorno all'errore nullo, a dimostrazione di un confronto tra due strumenti accurati. Il grafico di Figura 5.18(c) dimostra che l'errore è contenuto entro i $\pm 1,96\sigma$, ma soprattutto un solo campione si colloca ampiamente all'esterno dall'intervallo di confidenza assunto. A dimostrazione della sincronizzazione temporale tra le misure, in Figura 5.18(d) si può notare il picco di ampiezza pari all'indice di correlazione lineare r quasi unitario, centrato in corrispondenza del ritardo nullo.

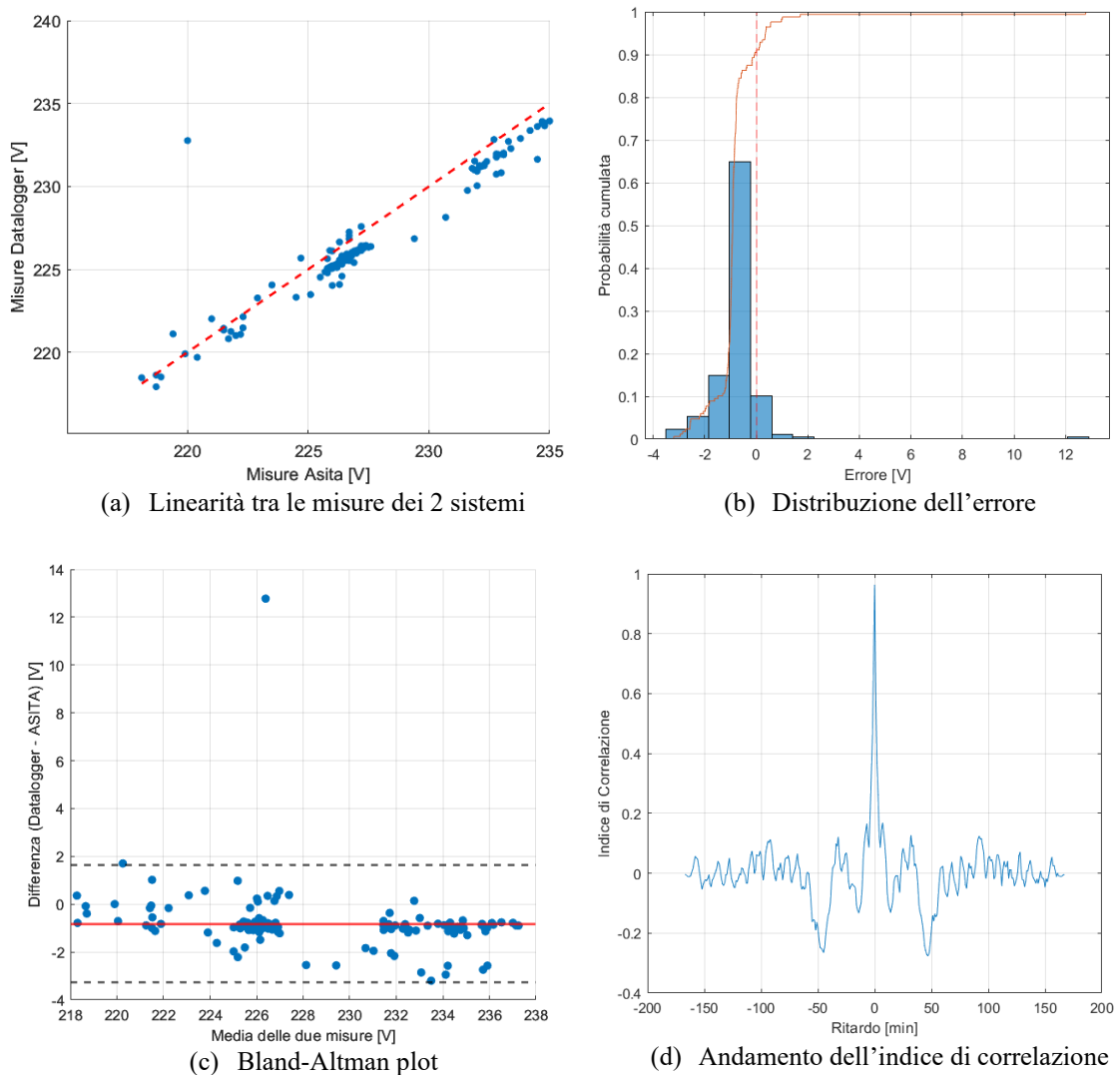


Figura 5.18: Risultati principali delle analisi statistiche per la tensione del canale 1

In Tabella 5.2 vengono dimostrati i risultati numerici degli indicatori statistici coerenti con ciò che è stato spiegato in questa fase.

Tabella 5.2: Indicatori statistici per il confronto tra le misure di tensione fornite dai due sistemi per il canale 1

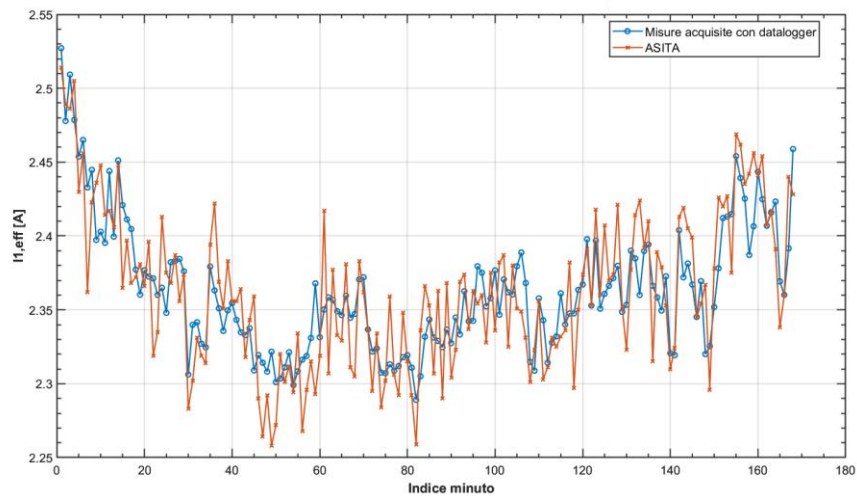
Indice statistico	Valore	Descrizione
\bar{e} (V)	-0,8264	Errore medio
σ (V)	1,2493	Deviazione standard
r	0,9636	Coefficiente di correlazione lineare
MPE (%)	0,47 %	Errore percentuale medio
MAE (V)	1,065	Errore assoluto medio
RMSE (V)	1,495	Errore quadratico medio
CCC	0,9459	Coefficiente di correlazione di concordanza

5.3.3. Confronto dei valori di corrente

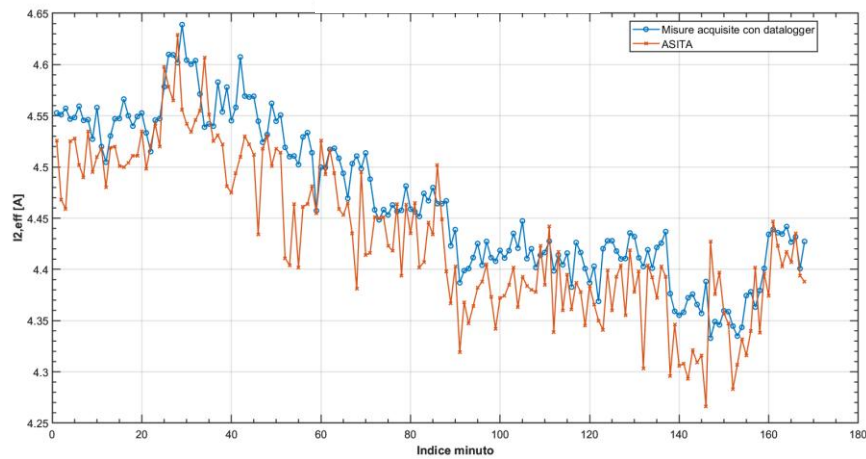
La corrente misurata dallo strumento Asita risulta generalmente meno accurata rispetto a quella rilevata dal datalogger, in particolare per le linee Ig1 e Ig2, nelle quali le correnti presentano valori efficaci minori e le forme d'onda con maggiore distorsione armonica. In tali condizioni si osservano discrepanze più evidenti tra i due set di dati, seppur l'andamento complessivo rimanga coerente e gli errori percentuali medi risultino contenuti. Al contrario, per la linea Ig3 si osserva una sostanziale coincidenza tra le misure dei due strumenti, con scostamenti trascurabili. Si può ipotizzare che la precisione dello strumento Asita diminuisca al crescere della distorsione armonica, poichè la presenza di componenti armoniche può compromettere l'accuratezza del calcolo del valore efficace. Gli errori assoluti medi risultano comunque limitati, corrispondenti a un errore percentuale medio inferiore all'1% (vedi Tabella 5.3). È interessante notare come, per la linea Ig1 mostrata in Figura 5.19(a), i due insiemi di misure risultino abbastanza sovrapposti, ma con diverse irregolarità reciproche. Questo fenomeno è coerente con il valore relativamente basso del coefficiente di correlazione lineare, pari a circa 0,83. Nel caso della linea Ig2 di Figura 5.19(b), invece, si osserva la presenza di un offset costante tra le due serie di misure, pur mantenendo un andamento simile. Questo comportamento è confermato da un coefficiente di correlazione lineare $r \approx 0,9$; mentre il CCC, che tiene conto anche della deviazione rispetto alla retta identità, risulta più basso, intorno a 0,8.

Tabella 5.3: Indicatori statistici per il confronto tra le misure di corrente fornite dai due sistemi per tutte le linee

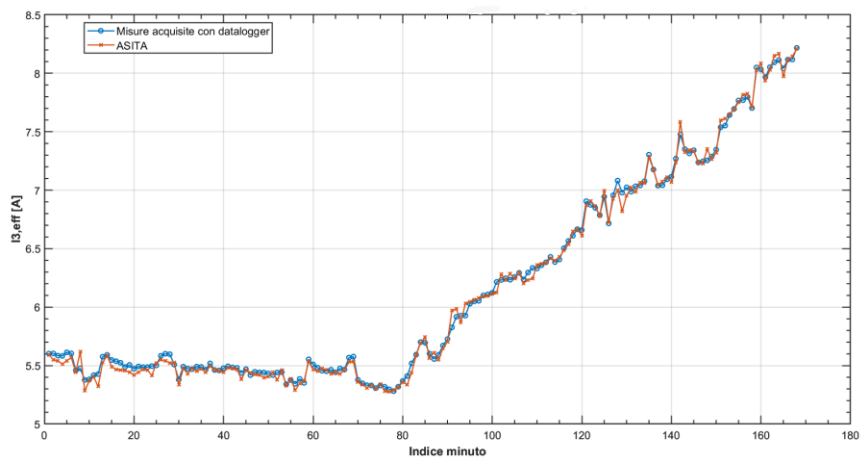
Indice statistico	Ig1	Ig2	Ig3
Errore medio \bar{e} (A)	0,0010	0,0347	0,0121
Deviazione standard σ (A)	0,0289	0,0345	0,0433
Coefficiente di correlazione lineare r	0,8311	0,8935	0,9989
Errore percentuale medio MPE (%)	1,00%	0,90%	0,57%
Errore assoluto medio MAE (A)	0,024	0,040	0,034
Errore quadratico medio RMSE (A)	0,029	0,049	0,045
Coefficiente di correlazione di concordanza CCC	0,8171	0,8060	0,9987



(a) Confronto tra misure di corrente datalogger e Asita per I_{g1}



(b) Confronto tra misure di corrente datalogger e Asita per I_{g2}



(c) Confronto tra misure di corrente datalogger e Asita per I_{g3}

Figura 5.19: Confronto tra le misure di corrente acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger

Il grafico di Figura 5.20(a) mostra come i punti si dispongano quasi perfettamente lungo la bisettrice per la linea Ig3, indicando una corrispondenza perfettamente diretta tra i due strumenti. La heatmap di Figura 5.20(b) evidenzia che i valori di errore sono molto ridotti, compresi tra $\pm 0,1$ A.

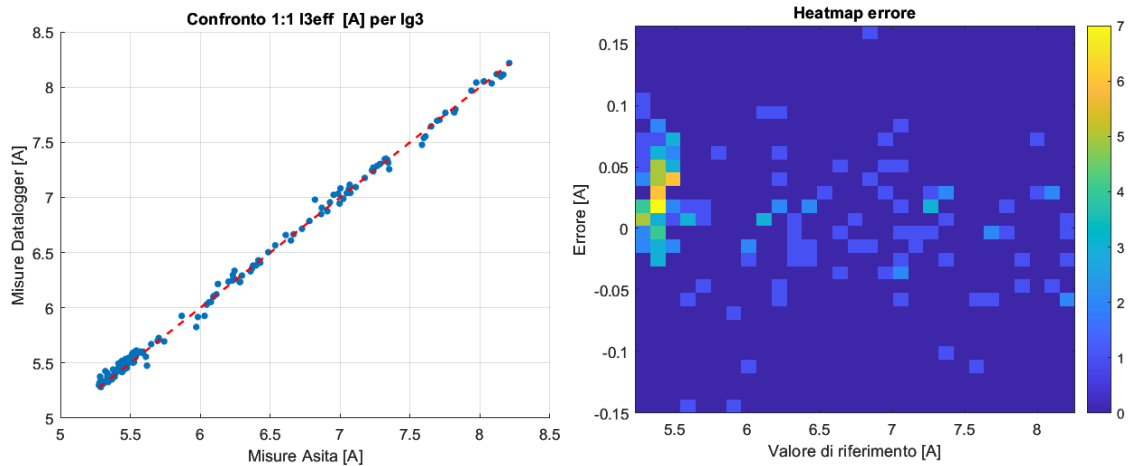


Figura 5.20: Confronto della linearità tra le due misure (a); heatmap dell'errore (b)

Infine, dalla boxplot di Figura 5.21 si evince che le due distribuzioni di corrente hanno la stessa mediana e ampiezza degli intervalli di variazione, a conferma della coerenza e sovrapponibilità tra i due sistemi di misura.

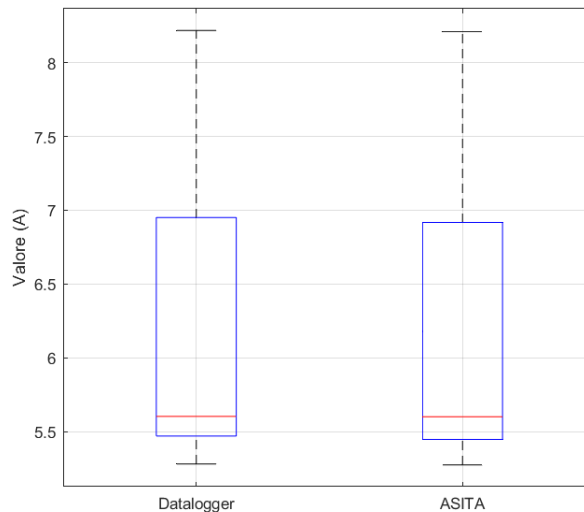


Figura 5.21: Confronto tra le distribuzioni dei valori di corrente misurati dai due sistemi

5.3.4. Confronto del THD di corrente

Per quanto riguarda il coefficiente di distorsione armonica totale, esso dipende dall'ampiezza delle varie armoniche calcolate sul segnale misurato. Tuttavia, non è nota nel dettaglio la metodologia con cui Asita esegue il calcolo del THD. Una possibile causa della discrepanza tra le misure dei due sistemi potrebbe derivare dal diverso campionamento del segnale: Asita, infatti, non effettua una misura continua ma campiona con una frequenza probabilmente molto inferiore rispetto a quella del datalogger, influenzando così la ricostruzione del segnale, se esso è molto distorto. Asita dunque sottostima il valore del THD e, come si evince dal grafico di Figura 5.22, l'offset tra le due serie di misure tende a diminuire quando il valore efficace della corrente assorbita dalla linea 3 aumenta. Il datalogger fornisce valori di THD comparabili e sovrapponibili a quelli ottenuti mediante il programma MATLAB nel caso delle misure effettuate con oscilloscopio, che campionava 10 periodi completi di forma d'onda.

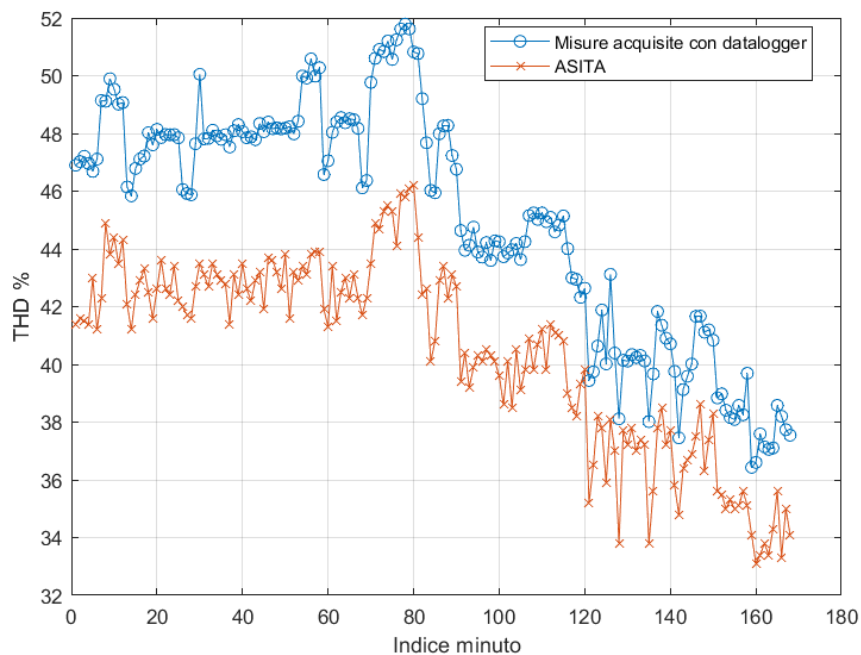


Figura 5.22: Confronto tra le misure del THD acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger per il canale 3

5.3.5. Confronto della potenza attiva

La potenza attiva è equivalente al prodotto istantaneo tra tensione, corrente e fattore di potenza, I valori acquisiti dai due strumenti sono estremamente coincidenti e precisi.

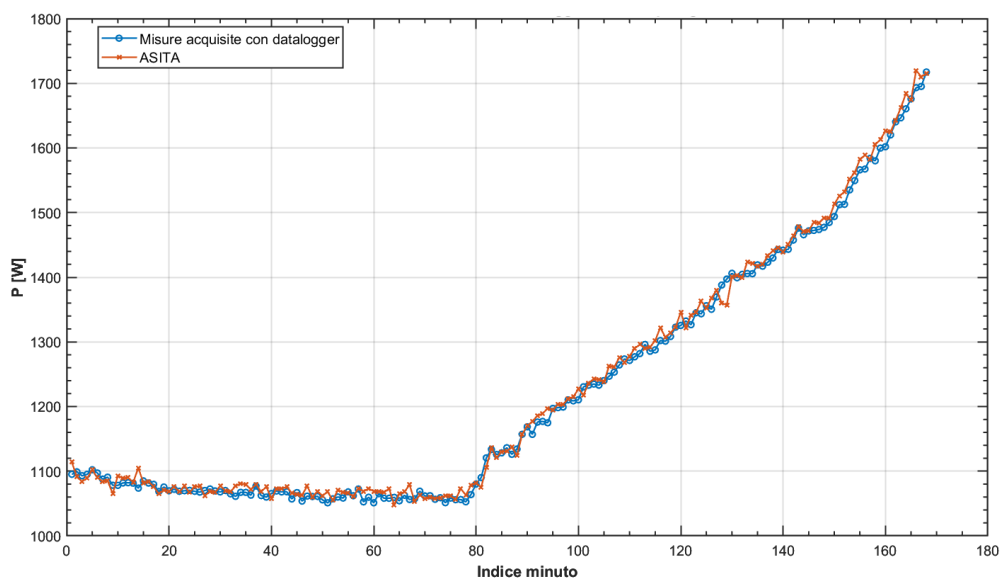


Figura 5.23: Confronto tra le misure di potenza attiva acquisite dal sistema di monitoraggio Asita e quelle registrate dal datalogger per il canale 3

Capitolo 6

6. Misure sulla batteria e creazione del modello dinamico

In questo capitolo vengono presentate le prove sperimentali eseguite per la caratterizzazione dinamica della batteria di accumulo installata nel laboratorio PVZEN. A tale scopo è stato progettato un nuovo setup di misura, appositamente realizzato per consentire scariche comandate con un interruttore meccanico su differenti condensatori reali e l'acquisizione sincronizzata di tensione e corrente mediante l'oscilloscopio digitale. Le misure sperimentali hanno permesso di ricavare i parametri del modello dinamico equivalente con l'utilizzo di software di simulazione come Simulink e LTspice.

6.1. Setup sperimentale e metodologia di misura

Come primo passo è fondamentale descrivere lo schema elettrico utilizzato per il circuito di misura. Nella modellazione del circuito sono stati considerati gli effetti delle sonde di corrente e tensione e l'impedenza del carico capacitivo, in modo da ottenere un comportamento il più possibile reale anche durante le fasi di simulazione con il software. In Figura 6.1 viene illustrato lo schema di misura con i vari collegamenti tra i componenti che costituiscono il sistema.

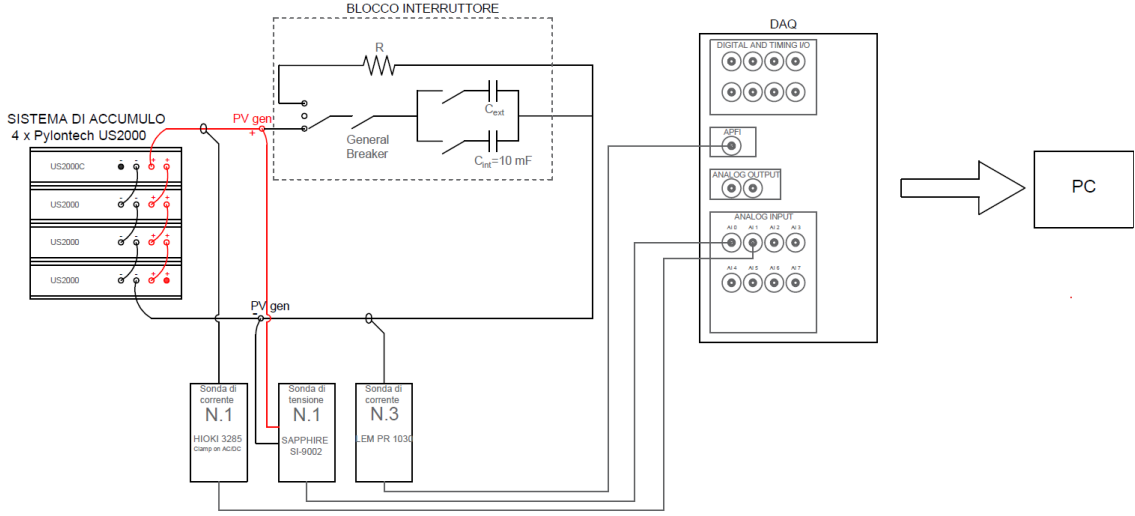


Figura 6.1: Setup sperimentale per l'acquisizione dei dati relativi alla carica del condensatore mediante il sistema di accumulo

Modellazione equivalente del sistema di accumulo

Il sistema di accumulo considerato è costituito da 4 moduli Pylontech US2000 connessi in parallelo, per un'energia totale di 9,6 kWh e una tensione nominale di 48 V. Ciascun modulo da 2,4 kWh è formato da 15 celle al litio-ferro-fosfato (LiFePO₄) connesse in serie, aventi tensione nominale di 3,2 V e capacità di 50 Ah.

$$C = \frac{E_{mod}}{N_{cell} \cdot V_{cell}} = \frac{2400}{15 \cdot 3,2} = 50 \text{ Ah} \quad (6.1)$$

Applicando la formulazione generalizzata proposta in [38], in accordo con [39], è possibile rappresentare la batteria mediante un circuito equivalente di Thevenin. In tale modello, mostrato in Figura 6.2, è presente un generatore di tensione controllato V_{OC} (Open Circuit Voltage, OCV), il cui valore dipende dallo stato di carica (State Of Charge, SOC¹⁴), dalla temperatura e dal C-rate¹⁵. L'OCV rappresenta la tensione a circuito aperto della batteria in condizioni di equilibrio e descrive quantitativamente lo stato di carica della cella. Le resistenze $R_{0,ch}$ e $R_{0,dis}$ rappresentano la resistenza interna totale rispettivamente in carica e scarica, e risultano dipendenti sia dal SOC che dalla

¹⁴ Il SOC è la misura dell'energia rimanente nella batteria, espressa in percentuale, rispetto alla capacità totale della batteria

¹⁵ Il C-rate indica la velocità di carica o scarica di una batteria rispetto alla sua capacità nominale. Per una batteria da 50 Ah, una corrente da 50 A corrisponde ad un C-rate di 1C.

temperatura. Esse tengono conto delle perdite ohmiche dovute ai contatti, agli elettrodi, all'elettrolita e al separatore. Inoltre vengono considerati eventuali collegamenti interni. La resistenza R_{sd} modella il fenomeno di auto-scarica (self-discharging), che viene generalmente trascurato nelle simulazioni a breve termine, in quanto i tempi del fenomeno sono molto maggiori rispetto alla durata delle prove sperimentali. I blocchi RC, costituiti dalle coppie $R_{k,ch}/C_{k,ch}$ e $R_{k,dis}/C_{k,dis}$ (con $k = 1, \dots, n$), modellano la risposta dinamica della batteria. In particolare, la resistenza e la capacità descrivono la risposta transitoria dovuta ai fenomeni di diffusione degli ioni, di trasferimento di carica e agli effetti di doppio strato elettrico all'interfaccia tra l'elettrolita e i materiali attivi. I diodi servono unicamente a definire i percorsi differenti per la corrente di carica e di scarica.

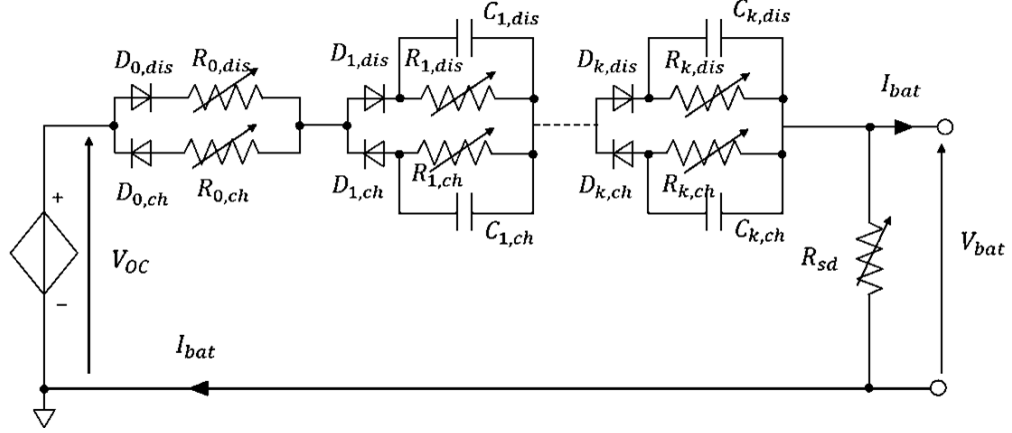


Figura 6.2: Modello elettrico teorico di una batteria di accumulo

In generale, il circuito equivalente viene semplificato come un modello del secondo ordine, cioè contenente due gruppi RC, ciascuno caratterizzato dalla propria costante di tempo:

$$\tau_k = R_k \cdot C_k \text{ con } k = 1, 2 \quad (6.2)$$

Tali costanti descrivono due diversi processi: uno più rapido e l'altro più lento.

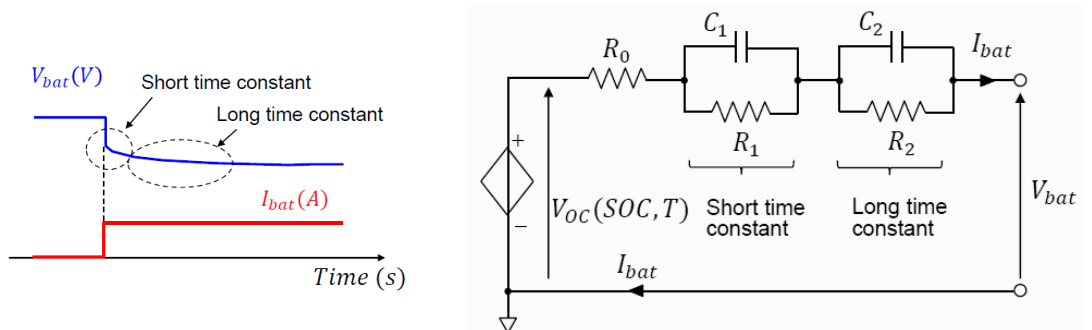


Figura 6.3: Modello Thevenin del secondo ordine con 2 gruppi RC

Nel modello equivalente di Figura 6.3, V_{OC} è rappresentato come un generatore di tensione controllato, il cui valore tiene conto della dipendenza dalla temperatura, dallo stato di carica SOC e, in misura minore dalla storia di utilizzo della cella (isteresi). Questa formulazione consente di riprodurre un comportamento della batteria il più possibile realistico.

Nel circuito equivalente la temperatura è assunta come una grandezza scalare valutata in un preciso istante di tempo, ma che può variare nel corso della simulazione; nella realtà, la temperatura interna di una cella presenta una distribuzione spaziale non uniforme. Nel caso di batterie al litio-ferro-fosfato (LFP), il range di temperatura operativa è relativamente ristretto, perciò si può assumere un valore medio uniforme per l'intera cella senza introdurre errori significativi. Il costruttore specifica che la temperatura interna della batteria può variare tra -10°C e $+60^{\circ}\text{C}$ in scarica e tra 0°C e $+50^{\circ}\text{C}$ in carica. Pertanto, nelle analisi condotte in questo lavoro, è stata considerata una temperatura media di funzionamento compresa tra 20°C e 30°C , rappresentata dalle condizioni operative tipiche del sistema.

Un altro aspetto fondamentale riguarda la dipendenza dell'OCV dallo stato di carica. In [40], gli autori hanno eseguito la caratterizzazione sperimentale caricando e scaricando la cella con passi di $\Delta SOC = 5\%$ e corrente costante ($0,5\text{ C}$). Dopo ogni passo, la cella veniva lasciata a riposo per circa tre ore per consentire il rilassamento termodinamico e veniva quindi misurata la tensione a circuito aperto in equilibrio. Le misure hanno permesso di ottenere le curve OCV(SOC) sia in carica che in scarica, come mostrato in Figura 6.4. Da tali curve si osserva che, a parità di SOC, la tensione a circuito aperto è maggiore di circa 40-60 mV in carica rispetto alla scarica, a causa del fenomeno dell'isteresi elettrochimica. Le due curve rappresentano i limiti superiori e inferiori del comportamento della cella.

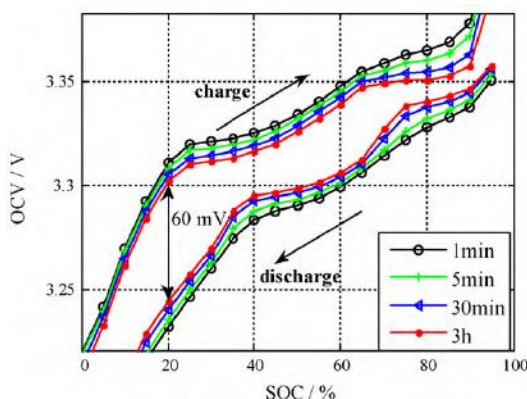


Figura 6.4: Curve OCV in funzione del SOC

In Figura 6.5 è riportata la caratteristica media della tensione V_{OC} in funzione del SOC, derivata dai dati di targa del produttore e semplificata per le analisi di scarica, escludendo effetti di isteresi. Tale curva viene impiegata per definire la relazione $OCV(SOC)$ nel modello dinamico della batteria.

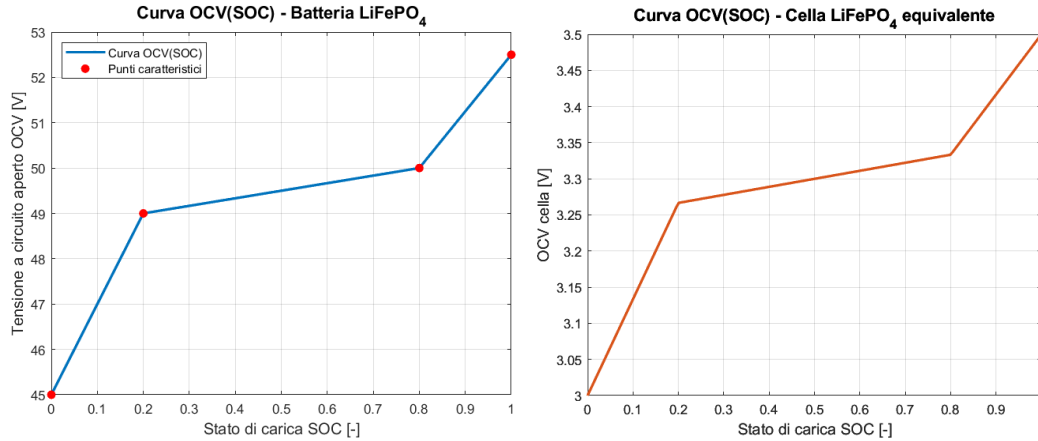


Figura 6.5: Caratteristiche di tensione della batteria in funzione del SOC stimate per i sistemi di accumulo LiFePO₄ installati nel laboratorio

Nella seconda fase dello sviluppo del modello teorico generalizzato, si procede con la stima iniziale della resistenza interna equivalente della batteria. Come descritto in [38], questa fase prevede la generalizzazione di un modello di ordine zero, costituito unicamente dalla resistenza interna totale, senza l'inclusione dei rami RC utilizzati per rappresentare i fenomeni dinamici. Il modello di ordine zero risulta essere in grado di descrivere in modo efficace il comportamento di celle LFP di diversa capacità. La relazione ottenuta consente di esprimere la resistenza interna R_{int} come funzione della sola capacità nominale della cella, riducendo così i parametri da determinare e i tempi computazionali necessari alla calibrazione del modello. In Figura 6.6 sono riportati schematicamente i vari step che conducono allo sviluppo del modello generalizzato, evidenziando la transizione dal modello specifico per singola cella al modello unificato valido per l'intera famiglia di celle LFP.

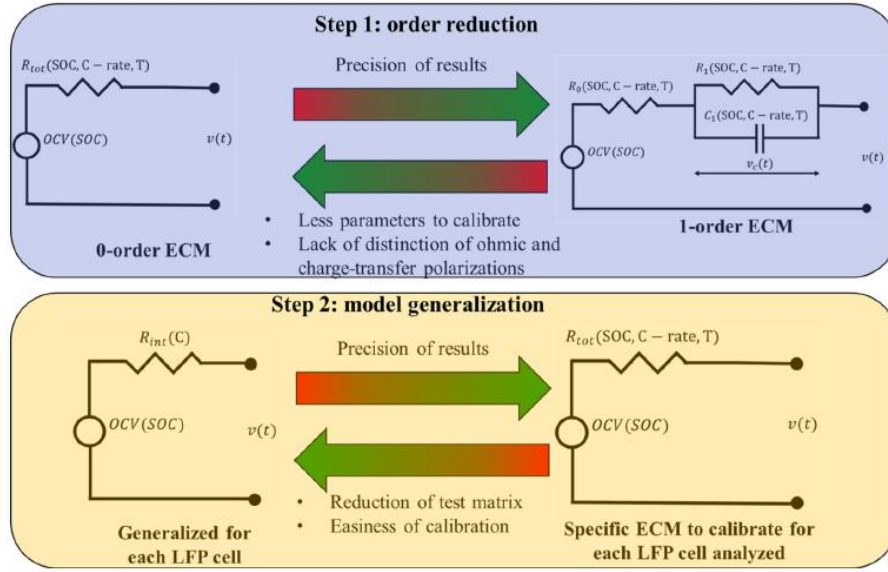


Figura 6.6: Step per lo sviluppo del modello elettrico equivalente

Per lo sviluppo del modello generalizzato, l'autore utilizza informazioni sperimentali e dati aggiuntivi raccolti da più fonti, oltre alle misure effettuate su un set di celle LiFePO₄. In particolare, in [41] viene riportato l'andamento della resistenza interna di una batteria LFP da 40 Ah in differenti condizioni di temperatura e per diversi stati di carica, come mostrato in Figura 6.7. Inoltre, anche in [42] viene riportata una tabella riassutiva (Figura 6.8) dei valori di resistenza interna per 4 tipologie di celle LFP.

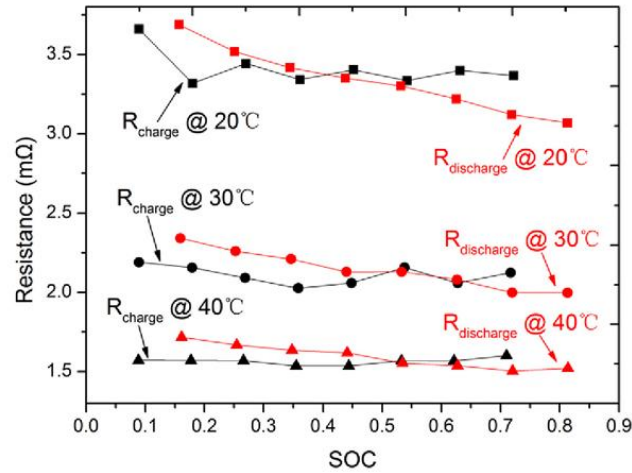


Figura 6.7: Resistenza interna della batteria durante le fasi di carica e scarica a diverse temperature ambiente

	INTERNAL RESISTANCE CHARGE (mΩ)			INTERNAL RESISTANCE DISCHARGE (mΩ)		
SOC (%) (C-rate)	<25 % (C/2 – 1C – 2C)	25 – 75% (C/2 – 1C – 2C)	>75% (C/2 – 1C – 2C)	<25 % (C/2 – 1C – 2C)	25 – 75% (C/2 – 1C – 2C)	>75% (C/2 – 1C – 2C)
Cell #1 (16 Ah)	27 – 18 – 15	12 – 11 – 10	20 – 15 – 14	25 – 13 – 11	12 – 11 – 10	19 – 15 – 13
Cell #2 (42 Ah)	5.1 – 3.7 – 3.1	3.8 – 3.3 – 2.7	4.2 – 3.9 – 3.3	4.5 – 3.6 – 3.2	3.4 – 3.2 – 2.7	5.1 – 4.4 – 4.0
Cell #3 (60 Ah)	3.4 – 3.0 – 2.7	2.4 – 2.5 – 2.1	2.8 – 3.1 – 2.9	4.6 – 4.0 – 3.7	2.5 – 2.3 – 2.1	3.2 – 2.9 – 3.0
Cell #4 (100 Ah)	2.1 – 2.2 – 1.9	1.7 – 1.5 – 1.4	2.2 – 2.2 – 1.9	3.7 – 2.3 – 2.6	1.7 – 1.6 – 1.5	2.4 – 1.8 – 1.5

Figura 6.8: Riepilogo dei valori di resistenza interna misurati per batterie testate in diverse condizioni operative

Combinando i dati provenienti dal grafico della cella da 40 Ah (Figura 6.7), con quelli riportati nella tabella di Figura 6.8, e con ulteriori misure sperimentali effettuate su un secondo set di celle LFP, l'autore dispone di un dataset ampio e rappresentativo per la validazione del modello. Tale base sperimentale consente di individuare una relazione fisica diretta tra la capacità nominale, riportata nel datasheet, e la resistenza interna equivalente della cella. Quest'ultima può essere espressa come:

$$R_{int} = \rho_{el} \frac{L}{A} \quad (6.3)$$

dove ρ_{el} è la resistività elettrica della cella (Ωm), A è la superficie di passaggio della corrente (m^2) ed L è il percorso della corrente tra i due elettrodi (m), fortemente dipendente dalla forma, geometria e dalle caratteristiche costruttive della cella. In aggiunta, la capacità nominale della cella C , espressa in Ah, si ricava dalla relazione espressa nella formula seguente:

$$C = V_{OL} E_d = A \cdot L \cdot E_d \quad (6.4)$$

dove E_d rappresenta la densità di energia accumulabile per unità di volume (Ah/m^3). Combinando insieme le due equazioni, si ottiene la relazione finale espressa in (6.5):

$$R_{int} = \frac{1}{C} \rho_{el} L^2 E_d = \frac{k_{LFP}}{C} \quad (6.5)$$

Il termine k_{LFP} rappresenta il coefficiente caratteristico chimico (*chemistry characteristic coefficient*), un parametro comune per tutte le celle della categoria LFP, indipendentemente dalla loro capacità nominale. In Figura 6.9 sono rappresentate le principali curve di resistenza in funzione della capacità per diversi valori di temperatura, con la curva di fitting opportuna.

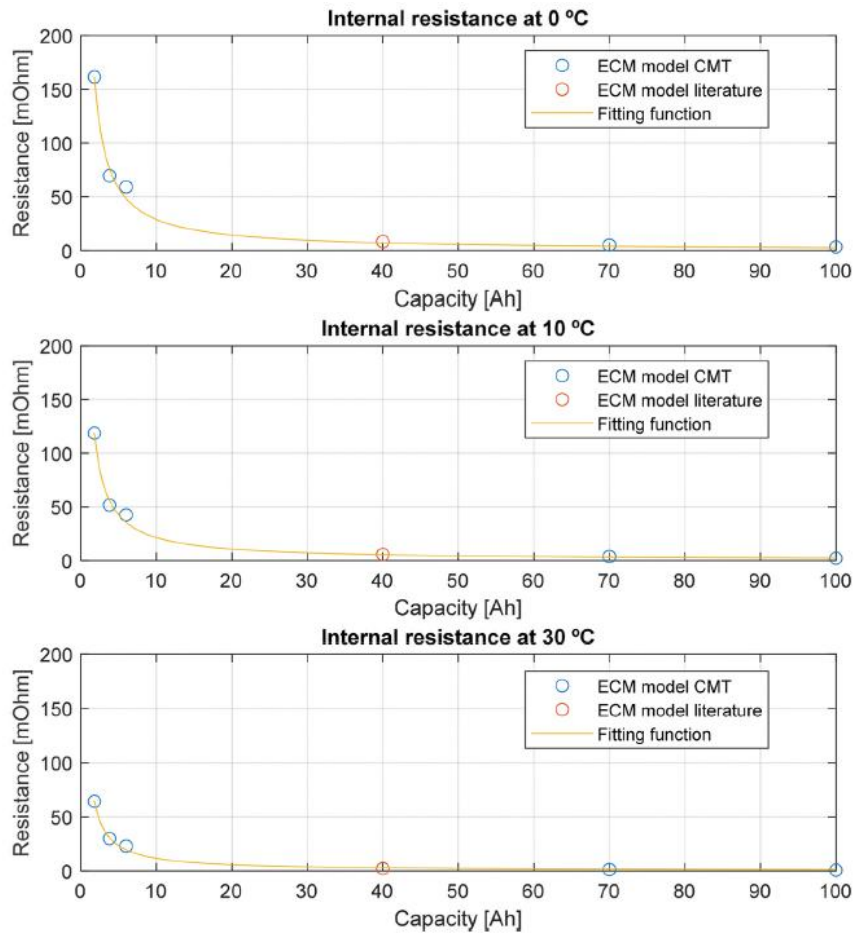


Figura 6.9: Andamento della resistenza interna in funzione della capacità nominale della batteria a 0, 10 e 30 °C

Il coefficiente mostra inoltre un andamento descritto dalla legge di Arrhenius rispetto alla temperatura, come riportato nel grafico di Figura 6.10, evidenziando una diminuzione esponenziale della resistenza interna con l'aumentare della temperatura di funzionamento.

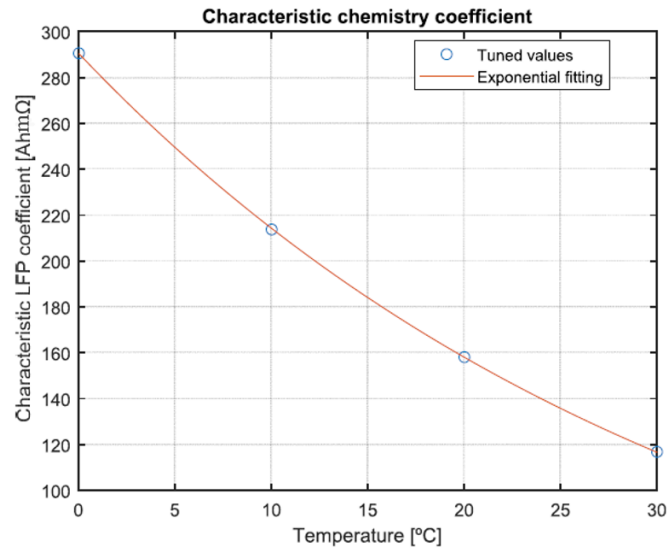


Figura 6.10: Coefficiente caratteristico chimico in funzione della temperatura

Blocco interruttore

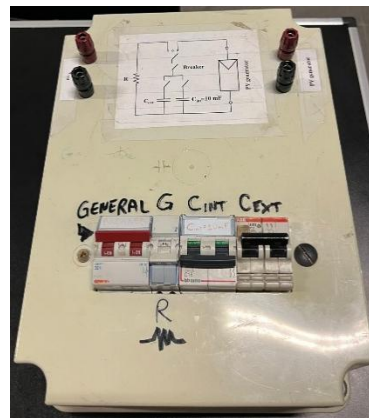


Figura 6.11: Blocco di interfaccia con selettori e interruttori

Il dispositivo in Figura 6.11 è il blocco di interfaccia con la batteria, dotato di diversi interruttori e selettori che consentono di configurare il circuito di misura in funzione della prova da eseguire. Esso consente di impostare il percorso della corrente e di selezionare quale capacità (interna o esterna) utilizzare come carico di scarica della batteria. Sulla parte frontale sono presenti i componenti principali di comando, oltre ai morsetti di connessione.

- Interruttore “GENERAL”: è l’interruttore generale di alimentazione del circuito e serve per aprire o chiudere il collegamento tra la batteria e il condensatore. Esso deve essere l’ultimo interruttore da chiudere quando si avvia la prova e il primo da aprire quando la si termina, in modo da evitare transitori indesiderati.

- Selettore G/R che consente di configurare il circuito in due modalità operative. La posizione “G” chiude il circuito di carica del condensatore, consentendo alla corrente erogata dalla batteria di fluire suo interno, caricandolo secondo la dinamica imposta dalla batteria. La modalità “R”, invece, chiude il circuito verso una resistenza interna al blocco, permettendo di scaricare il condensatore al termine di ogni prova e assicurando che non rimangano cariche residue.
- Interruttori Cint e Cext: il primo collega al circuito il condensatore interno da 10 mF integrato nel blocco; il secondo, abilita la connessione verso una capacità esterna collegata ai morsetti frontali. Nel caso in esame oltre alla capacità interna di 10 mF, sono state impiegate capacità esterne da 1 mF e 390 μ F, per studiare la risposta dinamica della batteria con differenti condizioni di carico.

Infine, ai morsetti di destra, identificati con la targhetta *PV generator*, sono stati collegati il polo positivo e il polo negativo della batteria LiFePO₄.

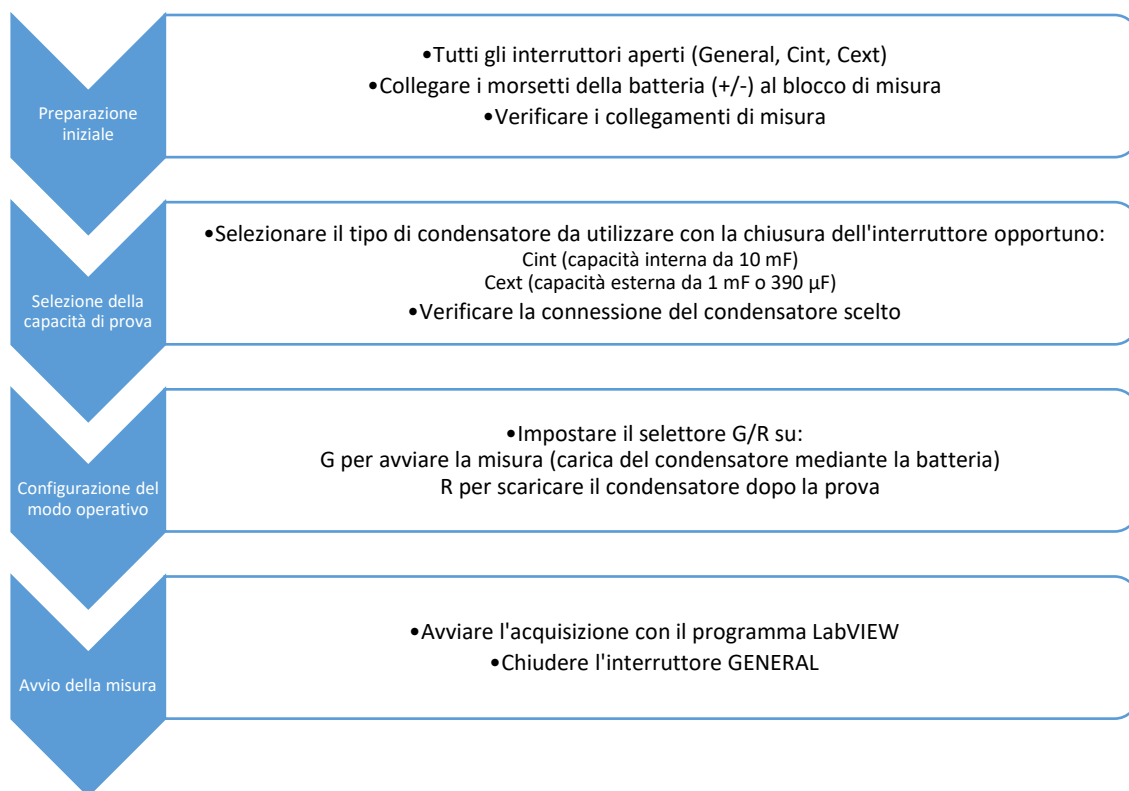


Figura 6.12: Procedura operativa da effettuare sul blocco interruttore per eseguire correttamente le acquisizioni

Strumentazione di misura e acquisizione

L'oscilloscopio digitale è stato impostato in modalità *acquisizione one-shot da 2 canali*, con i parametri e le costanti di taratura delle sonde configurati come mostrato in Figura

6.13. Al canale Dev1/ai0 è connessa la sonda di tensione Sapphire SI-9002, che misura la tensione ai capi del condensatore; mentre il canale Dev1/ai1 è collegato alla sonda di corrente HIOKI 3285, che misura la corrente nel circuito. Gli unici parametri variabili durante le prove riguardano la finestra temporale di acquisizione e, di conseguenza, il tempo di pre-trigger, che vengono regolati in funzione della durata del transitorio associato al condensatore inserito nel circuito.

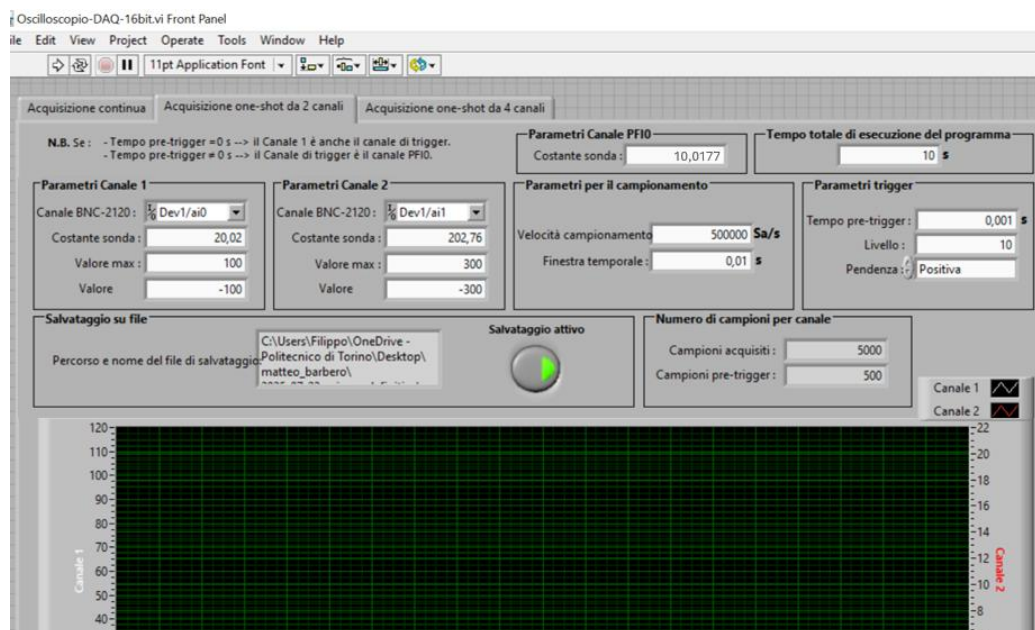


Figura 6.13: Schermata di impostazione dei parametri per l'oscilloscopio

Nella fase di modellazione e analisi, è stata valutata l'influenza degli strumenti di misura sul comportamento equivalente del circuito. La sonda di tensione Sapphire SI-9002, come descritto nella Sezione 3.1.3, introduce nel punto di misura un'impedenza equivalente di tipo R/C , i cui valori sono forniti nel datasheet del costruttore ($R = 8 \text{ M}\Omega$, $C = 2,75 \text{ pF}$). Questo elemento è stato incluso nel circuito equivalente per rappresentare accuratamente l'effetto della sonda nella misura dei parametri elettrici. Per quanto riguarda la sonda di corrente HIOKI 3285, la documentazione tecnica non fornisce parametri elettrici espliciti utili alla modellazione diretta. È quindi stato necessario ipotizzare un modello equivalente basato sul principio di funzionamento della sonda clamp-on, che può essere considerata come un trasformatore di corrente (nelle versioni AC) o a un sensore ad effetto Hall (nelle versioni DC). Il suo modello equivalente viene descritto come una resistenza in serie ad un'induttanza. La capacità verso massa della sonda risulta invece trascurabile e non influisce in modo significativo sulla risposta del segnale. Dal punto di vista teorico, la sonda opera mediante accoppiamento magnetico e non elettrico con il conduttore del circuito di misura. In pratica, la resistenza si riferisce ai parametri ohmici introdotti dai cavi di collegamento che sono stati stimati e inclusi nella modellazione; mentre,

l'induttanza introduce un parametro di dispersione, legato all'accoppiamento magnetico non ideale tra il circuito reale e il sistema di misura, a cui vengono aggiunti gli effetti induttivi introdotti dal cavo del circuito principale percorso dalla corrente.

Condensatori reali come carico [43]

L'ultimo elemento di questa catena è il condensatore, utilizzato come carico. I condensatori elettrolitici esterni scelti per la modellazione dinamica della batteria sono: *Itecond ARX 390 μF 400 VDC* e *Panasonic 1000 μF 400 VDC*. Il circuito equivalente del condensatore reale viene mostrato in Figura 6.14.

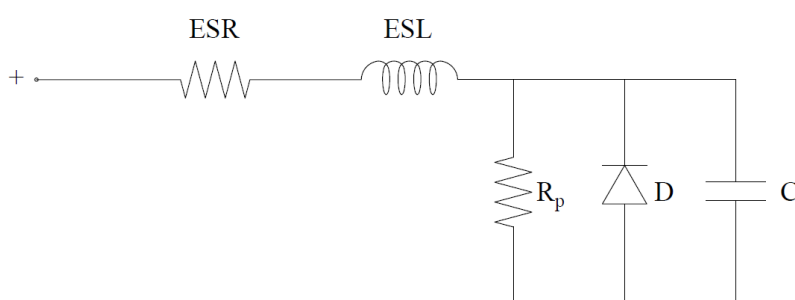


Figura 6.14: Circuito equivalente di un condensatore reale

Il valore di capacità nominale C di un condensatore viene tipicamente misurato a 100 Hz e 20 °C. Tuttavia, durante il funzionamento dinamico, tale valore può variare in funzione sia della frequenza del sistema che della temperatura, come mostrato in Figura 6.15. Nel caso delle prove eseguite, i transistori elettrici hanno una durata molto ridotta (nell'ordine dei millisecondi o inferiore), e di conseguenza la temperatura del componente viene considerata costante e compresa nel range di 20 – 30 °C.

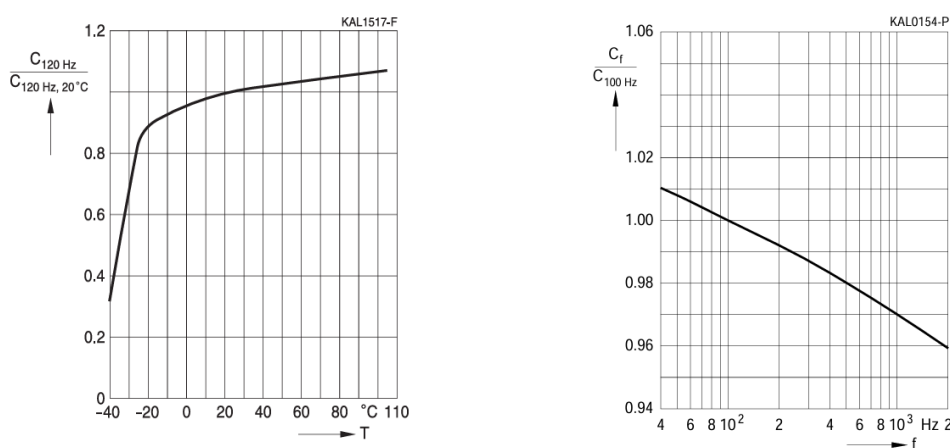


Figura 6.15: Andamento tipico della capacità al variare di temperatura (a) e frequenza (b)

La resistenza equivalente in serie (Equivalent Series Resistance, ESR) rappresenta la somma delle perdite dielettriche e della resistenza ohmica dell'elettrolita, dei fogli

conduttori e dei terminali. Essa definisce il massimo valore efficace di corrente ammissibile per il condensatore e varia con la temperatura e con la frequenza, come illustrato in Figura 6.16(a). L'induttanza equivalente in serie (Equivalent Series Inductance, ESL) dipende dalla configurazione interna del condensatore e dalla tipologia di terminali. Nel caso analizzato, il condensatore è di tipo screw-terminal, con valori tipici di ESL compresi tra 20 e 50 nH. La reattanza induttiva ωESL cresce linearmente con la frequenza e influenza il comportamento del componente alle alte frequenze. In Figura 6.16(b) è rappresentato l'andamento dell'impedenza equivalente al variare della frequenza. La reattanza capacitiva predomina alle basse frequenze; con l'aumentare della frequenza, la resistenza diventa la componente dominante, fino al raggiungimento della frequenza di risonanza, in cui le reattanze capacitiva e induttiva si annullano reciprocamente, determinando il minimo del modulo dell'impedenza. Al di sopra di questo valore, inizia a prevalere la reattanza induttiva. Il valore di resistenza ESR tende ad aumentare sensibilmente con la diminuzione della temperatura. Infine, R_p è la resistenza in parallelo e determina la corrente di dispersione del condensatore. Questo contributo si può trascurare se non vengono collegati più condensatori in parallelo. Il diodo D non rappresenta un elemento fisico reale, ma serve per descrivere il comportamento del condensatore polarizzato.

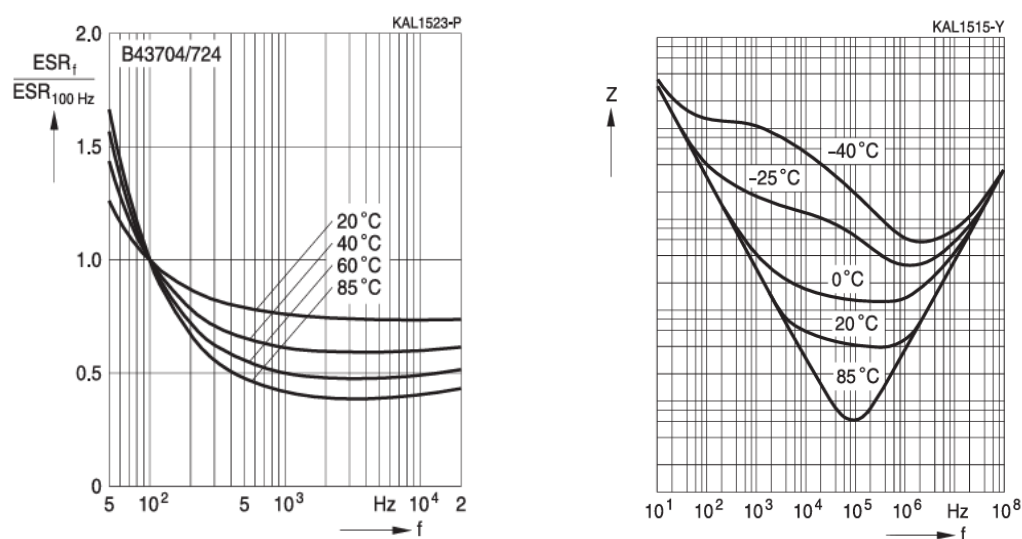


Figura 6.16: Andamenti tipici della ESR in funzione della frequenza (a) e dell'impedenza equivalente in funzione della frequenza (b)

Le immagini che seguono documentano la fase di preparazione del setup di misura.

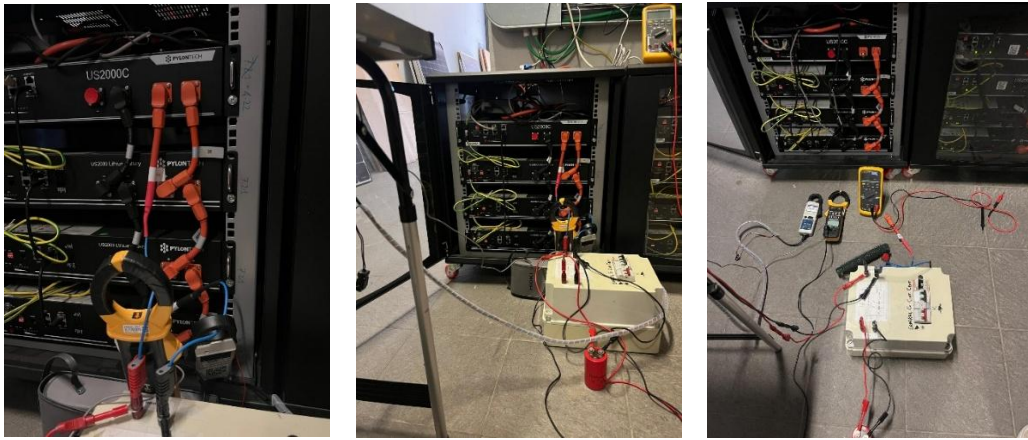
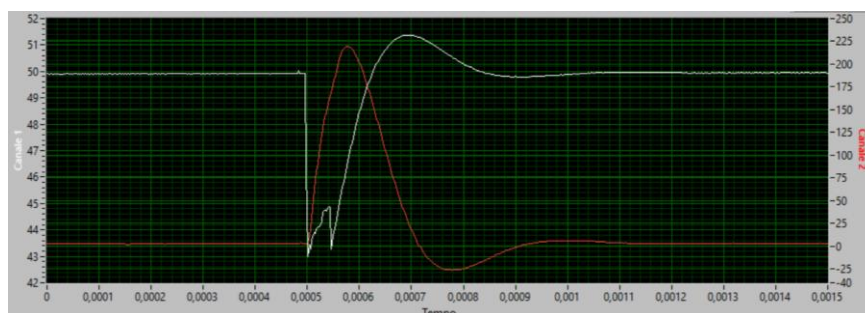


Figura 6.17: Documentazione della fase sperimentale di misure sulla batteria

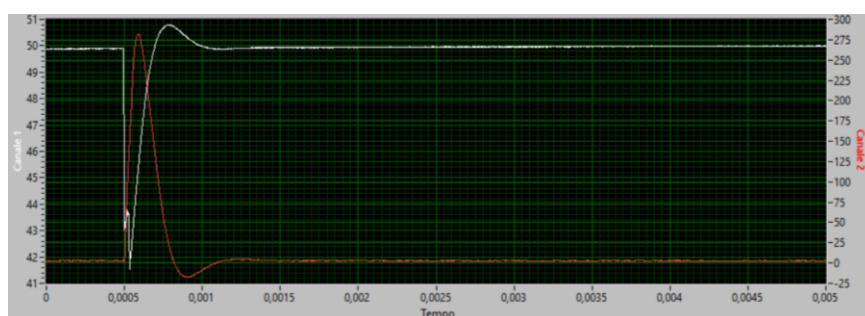
6.2. Analisi dei risultati sperimentali e validazione del modello

Dopo aver analizzato dal punto di vista teorico i vari contributi da considerare nella modellazione del circuito equivalente di misura, al fine di giungere alla definizione del modello dinamico della batteria, vengono presentati i primi risultati ottenuti dalle prove sperimentali di carica dei condensatori. In particolare, sono state analizzate due configurazioni distinte, rispettivamente con un condensatore esterno da $390\ \mu\text{F}$ e con uno da $1000\ \mu\text{F}$. Il primo obiettivo è quello di riprodurre il comportamento dinamico mediante un modello simulato realizzato in LTspice.

6.2.1. Analisi dei transitori di misura sottosmorzati



(a) $C = 390 \mu\text{F}$



(b) $C = 1000 \mu\text{F}$

Figura 6.18: Transitori di carica dei condensatori esterni mediante la batteria

In Figura 6.18 è riportato l'andamento temporale della tensione e della corrente durante la prova di carica dei condensatori da $390 \mu\text{F}$ e da $1000 \mu\text{F}$. Le due grandezze elettriche evidenziano un comportamento tipico di un circuito RLC del secondo ordine, in cui la presenza contemporanea di elementi resistivi, induttivi e capacitivi genera una risposta transitorio oscillatorio smorzato. La corrente presenta un andamento oscillatorio iniziale, con un picco positivo che raggiunge circa 215 A (nel caso di $C = 390 \mu\text{F}$) e 285 A (nel caso di $C = 1000 \mu\text{F}$) immediatamente successivo alla chiusura dell'interruttore, seguito da una serie di oscillazioni che tendono ad annullarsi nel giro di 1 ms. La tensione, invece, mostra un aumento progressivo coerente con la dinamica di carica di un condensatore. Nella fase iniziale del transitorio è possibile osservare un breve fenomeno di rimbalzo dovuto alla chiusura meccanica dell'interruttore. Tale effetto, ben visibile nel profilo di tensione, si manifesta come un disturbo oscillatorio ad alta frequenza ed è legato all'inerzia elastica dei contatti metallici. Si tratta tuttavia di un fenomeno di durata molto ridotta, inferiore a 0,1 ms, che non influenza la risposta principale del sistema. Un ulteriore aspetto interessante riguarda il valore iniziale della tensione, che non parte da 0 V nonostante il condensatore sia stato precedentemente scaricato, ma da un livello superiore ai 40 V. Questo comportamento si spiega principalmente dal fatto che nella pratica possono essere presenti delle cariche residue dovute alle capacità parassite interne della batteria, che interagiscono con la capacità del carico generando questo tipo di

accoppiamento. Inoltre, la batteria presenta una resistenza interna non sufficiente a far scendere la tensione del nodo di misura a valori prossimi allo zero.

A questo punto del lavoro, sono stati integrati i diversi contributi teorici e sperimentali analizzati in precedenza, al fine di realizzare un modello equivalente generale del sistema di misura. Inizialmente, il modello è stato implementato e simulato in LTspice, con l'obiettivo di ottenere una risposta qualitativamente coerente con i risultati sperimentali registrati durante le prove. Successivamente, il modello verrà trasposto in Simulink, con cui verranno effettuate analisi più approfondite di confronto con il segnale misurato. Seguendo la formulazione teorica descritta nella sezione 6.1 e sulla base di alcune ipotesi sviluppate nel corso del progetto, è stato definito lo schema equivalente riportato in Figura 6.19.

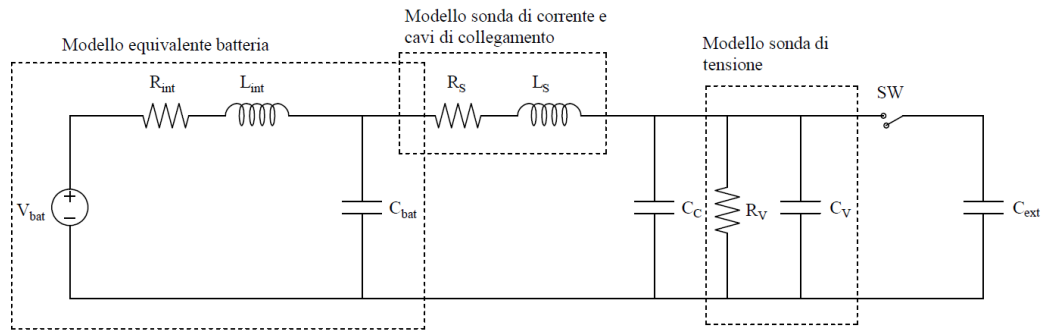


Figura 6.19: Circuito elettrico equivalente dell'intero sistema di misura

La batteria è stata modellata come una sorgente ideale a tensione costante, di valore pari a quello misurato a vuoto (49,9 V). La resistenza interna R_{int} della batteria è stata inclusa nel modello come elemento ohmico puro, trascurando in questa fase i blocchi RC dinamici. Questa semplificazione è giustificata dal fatto che la durata dei transitori analizzati (inferiore al millisecondo) è notevolmente più breve rispetto alle costanti di tempo dei blocchi RC e quindi, il loro effetto può essere ritenuto trascurabile ai fini della modellazione dinamica di breve periodo. È inoltre stata considerata un'induttanza interna L_{int} , che tiene conto dei parassitismi induttivi dovuti ai collegamenti e alla geometria della batteria. La capacità parassita C_{bat} rappresenta la componente capacitiva della batteria, dovuta ai fenomeni elettrochimici interni. Il modello comprende inoltre i blocchi R_s e L_s , che rappresentano resistenza e induttanza introdotte dalla sonda di corrente e dai cavi di collegamento. Quest'ultima, insieme all'induttanza interna è responsabile dell'oscillazione osservata nei transitori di tensione e corrente. Ai fini di completezza, viene indicata anche la capacità parassita dei cavi coassiali (BNC), tipicamente dell'ordine di 100 pF/m. R_v e C_v , già caratterizzati in precedenza in base ai valori forniti dal datasheet della sonda di tensione Sapphire SI-9002, modellano rispettivamente la resistenza di ingresso e la capacità di misura della sonda. A completare il modello, è

presente l'interruttore controllato che riproduce la chiusura del circuito verso il condensatore esterno di carico C_{ext} .

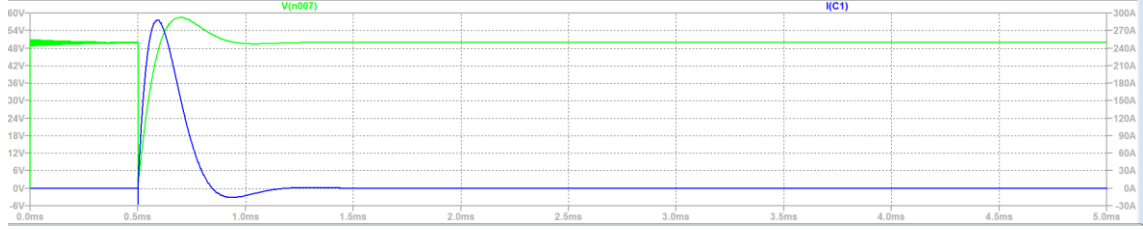


Figura 6.20: Risposta del modello preliminare sviluppato con LTspice

Qualitativamente, la risposta mostrata in Figura 6.20, evidenzia una chiara similitudine tra l'andamento dei parametri elettrici simulati e quelli acquisiti dall'oscilloscopio. Osservando le forme d'onda è possibile notare immediatamente il comportamento sottosmorzato, tipico di un circuito RLC serie. Per dare una prima stima dell'ordine di grandezza dei parametri elettrici del circuito equivalente (resistenza, induttanza e capacità), è necessario fare riferimento alla teoria dei circuiti dinamici del secondo ordine, come descritto in [44].

Equazioni fondamentali del circuito RLC serie

Si ipotizzi di semplificare il circuito mostrato in Figura 6.19 in un semplice circuito RLC serie alimentato da una sorgente di tensione costante E (Figura 6.21).

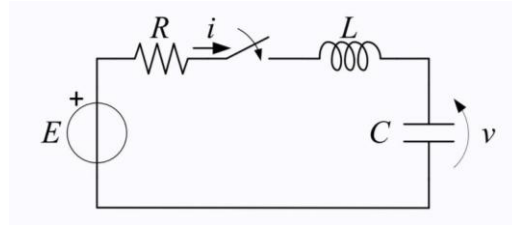


Figura 6.21: Circuito RLC nel dominio del tempo

Applicando la legge di Kirchhoff della tensione si ottiene:

$$E = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + v(t) \quad (6.6)$$

Sostituendo l'equazione costitutiva del condensatore (6.7) nell'Equazione (6.6), si ricava l'equazione differenziale ordinaria lineare a coefficienti costanti del secondo ordine (6.8):

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \quad (6.7)$$

$$E = RC \frac{dv(t)}{dt} + LC \frac{d^2v(t)}{dt^2} + v(t) \quad (6.8)$$

che può essere riordinata e riscritta nella forma normalizzata:

$$\frac{d^2v(t)}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dv(t)}{dt} + \frac{1}{LC} v(t) = \frac{E}{LC} \quad (6.9)$$

Le condizioni iniziali tipiche sono:

$$\begin{cases} v(0^+) = 0 \\ i(0^+) = 0 \end{cases} \quad (6.10)$$

Per la soluzione dell'equazione differenziale si utilizza il metodo di Cauchy, secondo cui la risposta complessiva è data dalla somma tra il contributo della risposta libera (soluzione dell'equazione omogenea associata) e la risposta forzata (soluzione dell'integrale particolare) dovuta all'eccitazione costante:

$$y(t) = y_{OA}(t) + y_P(t) \quad (6.11)$$

Poiché la forzante è costante, la risposta particolare sarà anch'essa costante $v_p = k$:

$$\frac{d^2v_p}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dv_p}{dt} + \frac{1}{LC} v_p = \frac{E}{LC} \rightarrow v_p(t) = E \quad (6.12)$$

La risposta libera viene risolta risolvendo l'equazione omogenea associata:

$$s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} = 0 \quad (6.13)$$

che può essere riscritta come:

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2 = 0 \quad (6.14)$$

dove:

$\alpha = \frac{R}{2L}$ è la costante di smorzamento

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ è la pulsazione di risonanza.

Risposta del sistema sottosmorzato

Nel caso di sistema sottosmorzato, le due soluzioni dell'equazione caratteristica sono complesse e coniugate e sono anche definite frequenze naturali del sistema.

$$s_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad s_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \quad (6.15)$$

$$s_{1,2} = -\alpha \pm j\beta \quad \text{con } \beta = \omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (6.16)$$

ω_d è la pulsazione smorzata, proporzionale alla frequenza delle oscillazioni di corrente o tensione.

La risposta del sistema RLC sottosmorzato per la tensione ai capi del condensatore e per la corrente nel circuito risulta essere:

$$v(t) = E[1 - e^{-\alpha t} \cos(\omega_d t)] \quad (6.17)$$

$$i(t) = I_0 e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t) \quad (6.18)$$

Stima dei parametri a partire dalle forme d'onda sperimentali

Dal punto di vista operativo, la procedura di tuning dei parametri parte dall'osservazione diretta della forma d'onda di corrente sottosmorzata acquisita sperimentalmente. Si può procedere nel modo illustrato seguentemente.

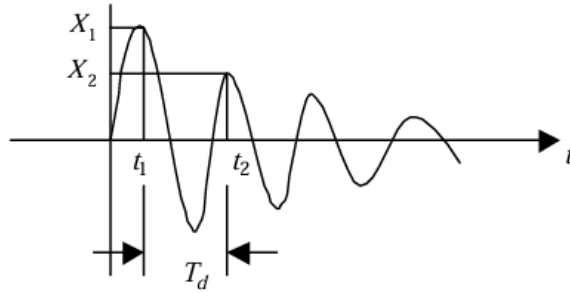


Figura 6.22: Esempio di risposta sottosmorzata del sistema del secondo ordine

- 1) Rimozione degli eventuali offset DC nella forma d'onda acquisita.
- 2) Stima della pulsazione smorzata ω_d : prendendo due picchi consecutivi, dello stesso segno, rispettivamente al tempo t_1 e t_2 , allora la pulsazione smorzata è:

$$\omega_d = \frac{2\pi}{t_2 - t_1} \quad (6.19)$$

- 3) Calcolo del logarithmic decrement δ , definito come:

$$\delta = \ln \frac{X_1}{X_2} = \alpha T_d \quad (6.20)$$

dove X_1 e X_2 sono le ampiezze di due picchi adiacenti della stessa polarità [45].

A questo punto è immediato ottenere il valore di α e ω_0 come:

$$\alpha = \frac{\delta}{T_d} = \frac{\delta}{2\pi} \omega_d \quad (6.21)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_d^2 + \alpha^2} \quad (6.22)$$

- 4) Infine, si definisce il coefficiente di smorzamento ξ , che deve essere inferiore a 1 nel caso di sistema sottosmorzato:

$$\xi = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2L} \sqrt{LC} \quad (6.23)$$

e si può procedere al calcolo dei parametri elettrici del sistema, assumendo noto il valore della capacità nominale C del condensatore di prova:

$$L = \frac{1}{C \omega_0^2} \quad (6.24)$$

$$R = 2L\alpha \quad (6.25)$$

Di seguito, in Tabella 6.1, sono riportati i risultati del metodo descritto per le due prove, con condensatori da 390 μF e 1000 μF .

Tabella 6.1: Valore dei parametri che caratterizzano il transitorio ottenuti analiticamente mediante lo studio nel dominio del tempo

Sistema sottosmorzato		
Parametro	$C_{\text{ext}} = 390 \mu\text{F}$	$C_{\text{ext}} = 1000 \mu\text{F}$
δ [-]	4,1138	5,0984
α [rad/s]	10083	8170,5
ω_d [rad/s]	15400	10069
ω_0 [rad/s]	18407	12967
ξ [-]	0,5487	0,6301
L [H]	$7,568 \cdot 10^{-6}$	$5,947 \cdot 10^{-6}$
R [Ω]	0,1526	0,0972

6.2.2. Stima accurata dei parametri del modello equivalente

Dopo aver eseguito una prima stima analitica dei parametri del circuito RLC sottosmorzato, è stato necessario procedere con una stima più accurata, basata su modelli reali dei componenti che costituiscono la catena complessiva di misura. Tale fase consente di attribuire un significato fisico e numerico coerente a ciascun elemento del modello equivalente riportato in Figura 6.19, confrontando i valori ottenuti con quelli calcolati analiticamente nel paragrafo precedente.

Sistema di accumulo

Il sistema di accumulo è costituito da 4 moduli connessi in parallelo, ciascuno composto da 15 celle da 3,2 V – 50 Ah collegate in serie, per una capacità nominale complessiva di 9,6 kWh e 48 V nominali. Nei sistemi di accumulo composti da celle in serie e moduli in parallelo, lo stato di carica viene considerato una grandezza comune a tutte le celle del sistema. In condizioni ideali, infatti, le celle in serie sono attraversate dalla stessa corrente e si caricano e scaricano in maniera uniforme, mentre i moduli in parallelo presentano la stessa tensione ai morsetti e sono caratterizzati da celle idealmente identiche. Nella realtà possono verificarsi lievi differenze di SOC dovute a disuniformità termica o differenza nelle resistenze interne, che vengono compensate dal sistema di gestione della batteria (Battery Management System, BMS). Pertanto, nelle analisi effettuate in questo lavoro si è sempre considerato un valore di SOC costante per tutte le celle, assunzione inoltre giustificata dal fatto che le analisi dinamiche dei transistori sono di durata brevissima (ordine dei millisecondi).

Durante le misure, il valore del SOC è stato monitorato mediante il display dell'inverter, che fornisce informazioni sugli scambi di potenza tra batteria, impianto e rete.

- Per la batteria 1, il SOC è rimasto costante all'81%, corrispondente a una tensione a vuoto $V_{OC} = 49,9$ V.
- Per la batteria 2, il SOC era pari al 34%, con $V_{OC} = 49,4$ V.

Utilizzando la relazione descritta in (6.5), adottando un coefficiente caratteristico chimico compreso nel range tra 120 e 160 Ah mΩ per temperature comprese tra 20 e 30 °C (Figura 6.10) si ottiene una resistenza interna per ogni cella che compone il modulo della batteria di capacità $C = 50$ Ah pari a:

$$R_{int,cell} = \frac{k_{LFP}}{C} \in (2,4 - 3,2) \text{ m}\Omega \quad (6.26)$$

Poiché ciascun modulo è formato da 15 celle in serie, la resistenza interna di un modulo risulta:

$$R_{mod} = N_{cell} \cdot R_{int,cell} \in (36 - 48) \text{ m}\Omega \quad (6.27)$$

Infine, i 4 moduli in parallelo che compongono l'intero pacco batteria determinano una resistenza interna totale:

$$R_{int,bat} = \frac{R_{mod}}{N_{mod}} \in (9 - 12) \text{ m}\Omega \quad (6.28)$$

Resistenza e induttanza dei collegamenti e sonda di corrente

I parametri R_s e L_s tengono conto dell'impedenza ohmico-induttiva introdotta dai cavi di collegamento tra batteria, sonda di corrente e condensatore. Il sistema utilizza cavi banana – banana con sezione di 1 mm^2 , lunghezza complessiva di circa 1,5 m (considerando i cavi di andata e ritorno della corrente) con connettori a banana da 4 mm. Il materiale è il rame stagnato (che ne migliora la conducibilità elettrica) in doppio isolamento, la cui resistività vale:

$$\rho \approx 0,01724 \text{ }\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$$

La cui resistenza elettrica complessiva del cavo risulta quindi ($L \approx 1,50 \text{ m}$):

$$R_s = \rho \frac{L}{S} = 0,01724 \frac{1,5}{1} = 25,9 \text{ m}\Omega \quad (6.29)$$

A cui si somma il contributo dei vari connettori per un totale stimato di circa $30 \text{ m}\Omega$ inglobato nel valore di R_s .

Poichè i conduttori positivo e negativo che realizzano il collegamento tra i componenti sono percorsi da correnti di uguale intensità ma verso opposto, si può considerare il contributo di mutua induttanza tra i due fili che riduce l'induttanza complessiva del collegamento. La stima analitica è ottenuta dalla relazione:

$$L_{tot} = L_{11} + L_{22} - 2L_{12} = L - M \quad (6.30)$$

Il contributo di autoinduttanza e mutua induttanza, identico per i due cavi, è complessivamente calcolato per un cavo di lunghezza complessiva $l = 1,5 \text{ m}$ ($2 \times 0,75 \text{ m}$ a distanza media $D = 15 \text{ cm}$) e diametro 4 mm, come:

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{r} - \frac{3}{4} \right) = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,5}{2\pi} \left(\ln \frac{2 \cdot 1,5}{0,002} - \frac{3}{4} \right) = 1,97 \cdot 10^{-6} \text{ H} \quad (6.31)$$

$$M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{D} - 1 \right) = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,5}{2\pi} \left(\ln \frac{2 \cdot 1,5}{0,15} - 1 \right) = 4 \cdot 10^{-7} H \quad (6.32)$$

Da cui il parametro di induttanza totale dovuta ai cavi di collegamento diventa:

$$L_{tot} = L - M = 1,57 \cdot 10^{-6} H \quad (6.33)$$

Il valore di induttanza complessiva stimato dalla risposta nel dominio del tempo del sistema RLC risulta invece compreso tra 6 e 7,5 μH (Tabella 6.1). Ciò conferma che, oltre al contributo dei cavi, è presente un'ulteriore induttanza introdotta dalla sonda di corrente e ai parassitismi induttivi interni alla batteria.

Modellazione dei condensatori reali

Per concludere il modello equivalente, è necessario definire con accuratezza i parametri reali dei condensatori utilizzati durante le prove, come riportato in Figura 6.14. Il parametro principale che introduce un apporto non trascurabile è la resistenza equivalente serie (ESR) e in maniera meno rilevante l'induttanza equivalente serie (ESL), che influenzano la risposta dinamica del circuito. Tutti questi parametri stimati vengono inseriti nel modello Simulink per vedere il confronto con le misure reali.

Condensatore Itecond ARX 390 μF 400 VDC 85°C [46]

Il costruttore non produce più questo modello, ma dal datasheet sono ricavabili le curve di impedenza $|Z|$ a 10 kHz e di ESR a 100 Hz in funzione della capacità nominale del condensatore (Figura 6.23). Nel caso in esame, la frequenza di oscillazione smorzata è:

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} = \frac{15400}{2\pi} = 2451 Hz \quad (6.34)$$

Sostituendo alle equazioni ottenute per le curve Z (10 kHz) ed ESR (100 Hz) il valore della capacità nominale di 390 μF , si ottiene:

$$\begin{aligned} ESR_{|100 Hz} &= 353,8 m\Omega \\ Z_{|10 kHz} &= 181,4 m\Omega \end{aligned} \quad (6.35)$$

Modello Itelcond ARX

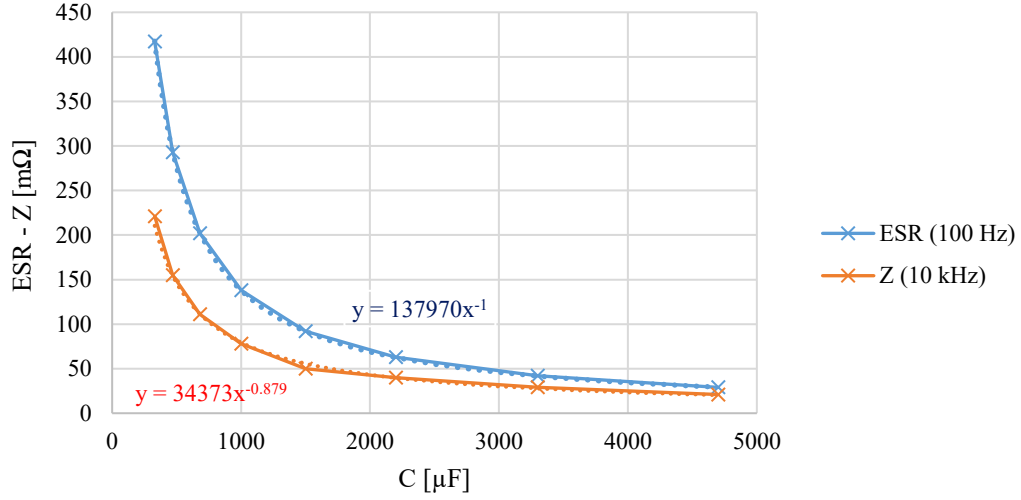


Figura 6.23: Andamento di ESR e Z in funzione della capacità nominale del condensatore Itelcond ARX

Poiché la frequenza f_d è prossima a 2,5 kHz, il modulo di impedenza può essere assunto equivalente a quello a 10 kHz. Sotto tale semplificazione, mostrata dall'area evidenziata in giallo in Figura 6.24, il valore della ESR alla frequenza f_d risulta quindi:

$$ESR|_{f_d} = \sqrt{Z|_{f_d}^2 - \left(\omega_d ESL - \frac{1}{\omega_d C}\right)^2} \approx \sqrt{Z|_{10 \text{ kHz}}^2 - \left(\omega_d ESL - \frac{1}{\omega_d C}\right)^2} \quad (6.36)$$

I valori tipici di ESL sono nell'intervallo tra i 10 e 30 nH e dunque si ottiene un valore di ESR prossimo a 73 mΩ. Sicuramente è una sottostima, a causa della semplificazione effettuata e, per questo motivo il valore scelto durante le simulazioni sarà maggiore.

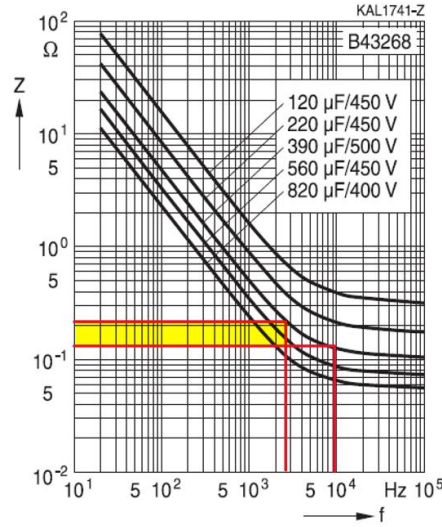


Figura 6.24: Curve tipiche di impedenza al variare della frequenza per condensatori reali (in giallo viene evidenziato il range a appartenere l'impedenza del condensatore in esame)

Condensatore **Panasonic 1000 μF 400 VDC 85°C**

Per questo tipo di condensatore non è fornita la documentazione tecnica da parte del costruttore, e pertanto si è fatto riferimento a prodotti equivalenti (ad esempio, marchio *Kemet*), che indicano una ESR tipica di 139 m Ω a 100 Hz e $|Z|_{10\text{kHz}} = 98\text{ m}\Omega$. Nel grafico di Figura 6.23 (*Itelcond*), sostituendo $C = 1000\text{ }\mu\text{F}$ si ottiene $\text{ESR}_{100\text{Hz}} = 138\text{ m}\Omega$ e $|Z|_{10\text{kHz}} = 79,3\text{ m}\Omega$.

La pulsazione smorzata in questo caso diventa:

$$f_d = \frac{\omega_d}{2\pi} = \frac{10069}{2\pi} = 1603\text{ Hz} \quad (6.37)$$

Non avendo a disposizione informazioni precise del costruttore, si parte dalla definizione del valore reattanza capacitiva calcolata a 10 kHz come:

$$X_{C|10\text{kHz}} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-3}} = 15,9\text{ m}\Omega \quad (6.38)$$

A questo punto è possibile risalire al valore di ESR calcolato a 10 kHz, utilizzando il modulo dell'impedenza a 10 kHz (pari a 79,3 m Ω):

$$\begin{aligned} \text{ESR}_{10\text{ kHz}} &= \sqrt{|Z|_{10\text{ kHz}}^2 - (\omega \text{ESL} - X_{C|10\text{ kHz}})^2} \approx \sqrt{0.079^2 - (\omega \text{ESL} - X_{C|10\text{ kHz}})^2} \\ &= 77\text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (6.39)$$

Poiché la frequenza delle oscillazioni a inizio transitorio è minore di 10 kHz, ma prossima ai 2 kHz, questo valore sarà leggermente più alto. Per una maggiore accuratezza, si

dovrebbe introdurre una dipendenza frequenziale di ESR, che diminuisce con l'aumentare della frequenza.

6.3. Implementazione del modello in Simulink e confronto con le misure sperimentali

Per validare la bontà del modello equivalente sviluppato nelle sezioni precedenti, lo schema è stato implementato in ambiente Simulink e sviluppato nei due casi sperimentali rilevanti: con condensatore esterno $C_{\text{ext}} = 390 \mu\text{F}$ e $C_{\text{ext}} = 1000 \mu\text{F}$. Lo scopo di questa fase è sicuramente quello di riprodurre anche quantitativamente e non solo qualitativamente il transitorio registrato dall'oscilloscopio. In Figura 6.25 è riportato il modello realizzato in Simulink per la simulazione del comportamento dinamico del circuito equivalente. Da notare che all'interno della C_{ext} è incluso il parametro ESR, che può essere modificato manualmente per adattare il modello ai vari casi studio. È presente inoltre l'interruttore controllato PS, che simula la chiusura del circuito al momento dell'avvio della prova. Questo componente è pilotato da un segnale impulsivo che riproduce la chiusura meccanica dell'interruttore reale. Nel modello sono inclusi anche diversi blocchi di misura (display e oscilloscopi) utilizzati per visualizzare le grandezze elettriche di interesse. Infine, sono presenti i blocchi di uscita (ad esempio *out.simV* e *out.simI*), che permettono di esportare i dati simulati direttamente nel workspace di Matlab.

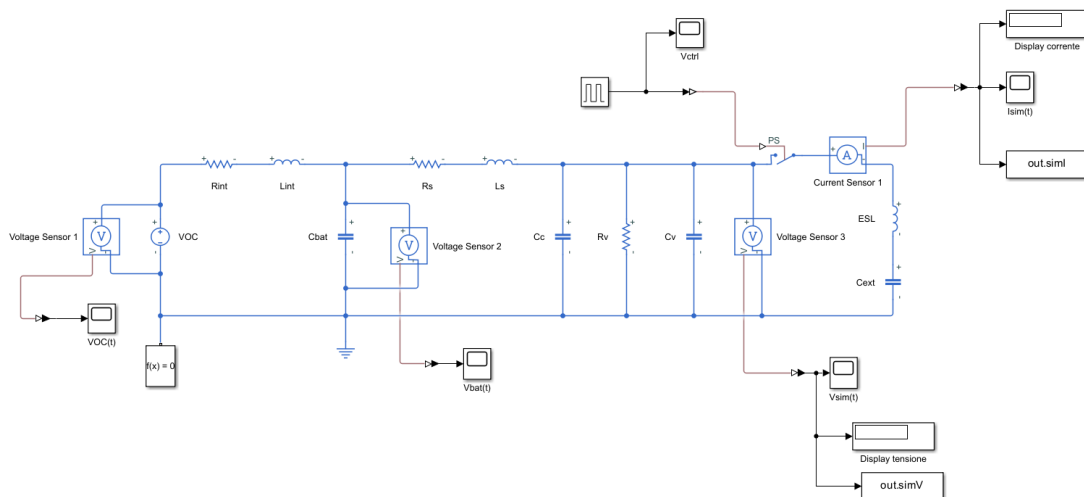


Figura 6.25: Modello Simulink del circuito equivalente

Per l'integrazione numerica del modello dinamico è stato adottato il solver ode23t (*mod. stiff/trapezoidal*), che implementa un metodo numerico a passo variabile basato sul metodo trapezoidale ed è particolarmente indicato per la soluzione di sistemi

moderatamente *stiff*, ovvero caratterizzati da costanti di tempo diverse tra loro. Secondo la documentazione ufficiale Mathworks [47], il metodo è in grado di risolvere le equazioni differenziali ordinarie (ODE), preservando la stabilità numerica del sistema anche in presenza di fenomeni rapidi, come quelli presenti nei circuiti RLC e sfruttando l'adattamento automatico del passo di integrazione.

Tabella 6.2: Parametri definitivi utilizzati nel modello Simulink

Simbolo	Descrizione	C = 390 μ F	C = 1000 μ F	Provenienza / Note
V_{OC}	Tensione a vuoto batteria	49.9 V	49.9 V	misura display
R_{int}	Resistenza interna batteria	10 m Ω	10 m Ω	formula (6.28)
L_{int}	Induttanza interna batteria	1,5 μ H	1,5 μ H	stima
C_{bat}	Capacità parassita batteria	50 pF	50 pF	stima
R_S	Resistenza cavi + sonda di corrente	30 m Ω	30 m Ω	formula (6.29) + stima per raggiungere R_{tot}
L_S	Induttanza cavi + sonda di corrente	6 μ H	5 μ H	formula (6.33) + stima per raggiungere L_{tot}
R_V	Resistenza ingresso sonda tensione	8 M Ω	8 M Ω	datasheet
C_V	Capacità ingresso sonda tensione	2,75 pF	2,75 pF	datasheet
C_C	Capacità parassita cavo coassiale (BNC) 100 pF/m	100 pF	100 pF	valore tipico
ESR	Resistenza serie equivalente alla f_d	70 m Ω	77 m Ω	formule (6.36) (6.39)
ESL	Induttanza serie equivalente del condensatore	30 nH	30 nH	valore tipico

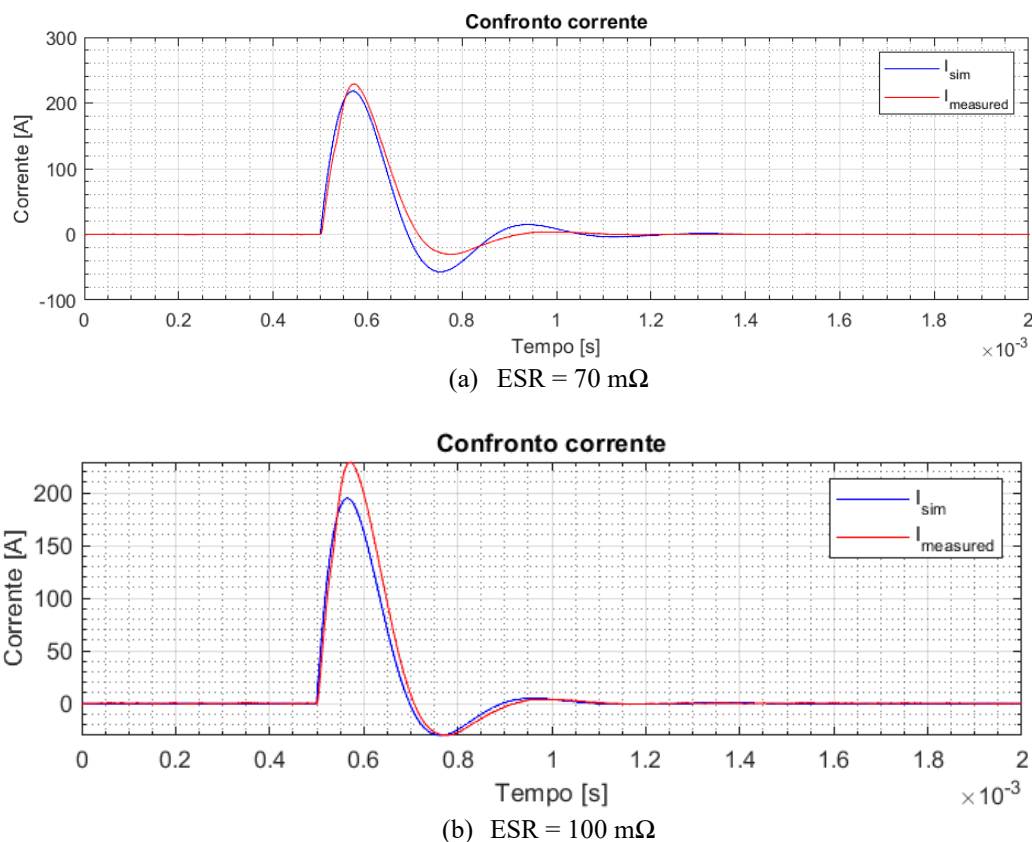


Figura 6.26: Transitori di corrente simulata (blu) e misurata (rosso) per la carica del condensatore da 390 μ F per due differenti valori di ESR

In Figura 6.26 è riportato il confronto tra la corrente simulata e quella misurata nel caso del condensatore di $C_{ext} = 390 \mu\text{F}$, al variare del valore di ESR inserito nel modello. Nel grafico superiore ($\text{ESR} = 70 \text{ m}\Omega$) si osserva che la fase iniziale del transitorio, fino al primo picco, viene riprodotta con buona accuratezza, mentre la parte successiva risulta meno smorzata rispetto alla misura reale. Nel grafico inferiore ($\text{ESR} = 100 \text{ m}\Omega$), al contrario, la fase successiva al primo picco è rappresentata in modo molto più fedele con coincidenza tra i valori simulati e quelli misurati. Questa differenza può essere spiegata dal fatto che l'impedenza equivalente del condensatore non è costante, ma dipende dalla frequenza istantanea delle oscillazioni. Nella prima fase la frequenza è più alta e quindi la ESR sarà inferiore, mentre nella seconda fase le oscillazioni sono più lente e la ESR tende ad aumentare.

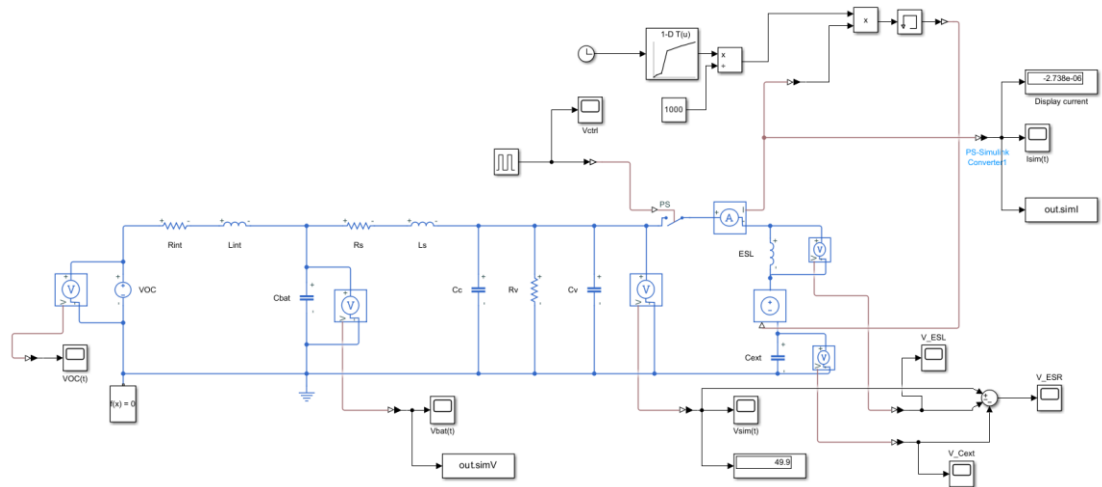


Figura 6.27: Modello Simulink con ESR variabile

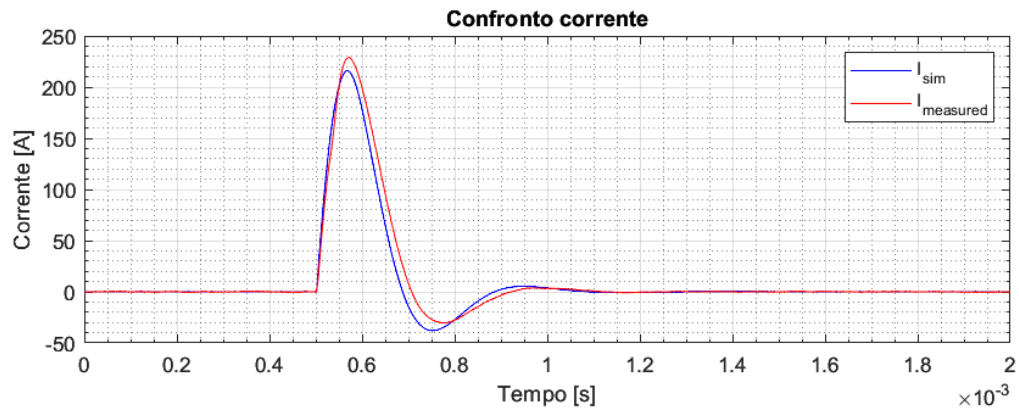


Figura 6.28: Transitori di corrente simulata (blu) e misurata (rosso) per la carica del condensatore da 390 μF con ESR variabile nel tempo

In Figura 6.27 è riportato il modello Simulink modificato, in cui è stata introdotta una resistenza equivalente variabile nel tempo per rappresentare in modo realistico il comportamento dell'ESR durante il transitorio. Rispetto al modello precedente, viene aggiunto un blocco *Lookup-Table* connesso ad un *clock*, che consente di definire diversi valori di resistenza in funzione del tempo misurato dal clock. In questo modo l'ESR varia dinamicamente durante la simulazione, riproducendo il più possibile il modello reale. Questo valore di resistenza (scalato di 1000 per riportarlo in $\text{m}\Omega$) fornito dalla Lookup Table viene moltiplicato per la corrente misurata nel circuito, generando una tensione istantanea che definisce la caduta di tensione su ESR. La tensione viene poi inserita nel modello come generatore di tensione controllato. Si osserva in Figura 6.28 che i risultati ottenuti con questa implementazione sono coerenti con la corrente misurata, con scostamenti minimi e trascurabili.

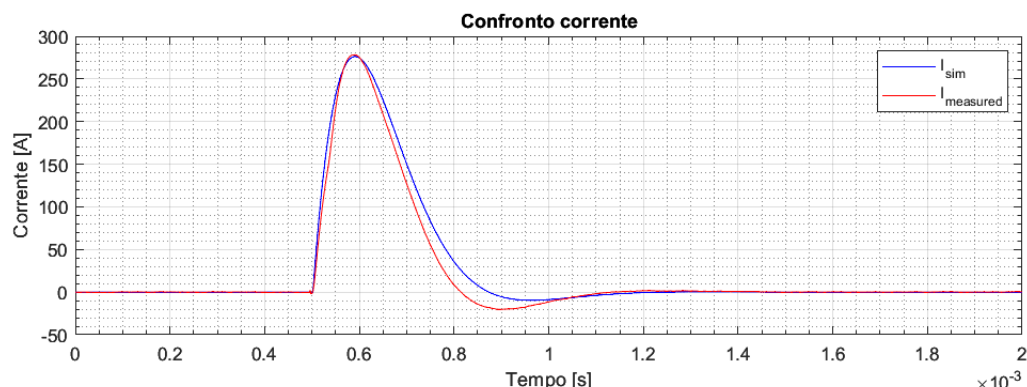


Figura 6.29: Transitori di corrente simulata (blu) e misurata (rosso) per la carica del condensatore da 1000 μF

In Figura 6.29 è riportato il confronto tra la corrente simulata e quella misurata nel caso di condensatore di carico $C_{\text{ext}} = 1000 \mu\text{F}$. Si osserva che i due profili risultano molto simili, sia nella forma d'onda che nei valori di picco: il transitorio iniziale mostra un picco di corrente di circa 270 – 280 A, seguito da una fase di oscillazione smorzata che si estingue in un tempo inferiore a 1 ms. Questo comportamento conferma che il modello simulato è in grado di riprodurre la dinamica reale di carica rapida del condensatore mediante la batteria. Le lievi differenze possono essere attribuite ai parassitismi non modellati e alla stima non esattamente perfetta dei componenti reali che costituiscono il sistema. Per un'analisi più approfondita verrà introdotto un termine di smorzamento aggiuntivo mediante l'inserimento di una resistenza esterna da 1 Ω , in modo da descrivere il comportamento più lento e reale della batteria.

6.4. Modello dinamico smorzato

In questo paragrafo viene presentato il modello dinamico smorzato ottenuto introducendo nel circuito una resistenza esterna da 1 Ω , con l'obiettivo di analizzare il comportamento della batteria in condizioni di scarica più lente e meno impulsive rispetto ai transitori analizzati in precedenza. In questa fase sono state analizzate due configurazioni diverse del carico capacitivo: la capacità esterna $C_{\text{ext}} = 1000 \mu\text{F}$ e la capacità interna $C_{\text{int}} = 10 \text{ mF}$ integrata nel blocco interruttore. L'introduzione della resistenza di smorzamento introduce un significativo rallentamento nella risposta del sistema, che assume una dinamica tipica di un circuito RLC sovrasmorzato. In questo caso la corrente e la tensione sono prive di oscillazioni rilevanti e in particolare, le induttanze parassite della batteria e dei cavi, pur mantenute nel modello non influenzano la risposta del sistema poiché la costante di tempo introdotta dalla resistenza domina il comportamento del circuito. Il modello infatti conserva i parametri elettrici stimati nella

fase non smorzata e vi aggiunge la resistenza esterna di smorzamento, come mostrato in Figura 6.30.

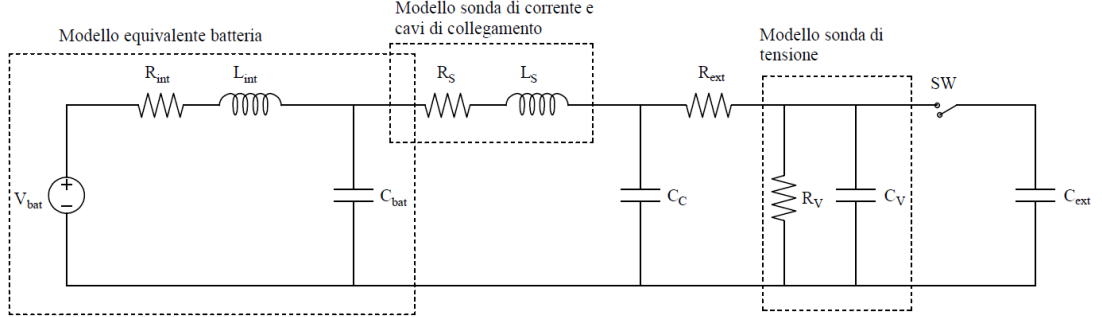


Figura 6.30: Circuito elettrico equivalente dell'intero sistema di misura con resistenza di smorzamento esterna da 1 Ohm

6.4.1. Risposta del sistema sovrasmorzato

Con l'aggiunta della resistenza esterna da 1 Ω , le due radici del polinomio caratteristico (s_1 e s_2) che definiscono la dinamica del circuito assumono valori reali e distinti, condizione tipica del regime sovrasmorzato. A questo punto, la tensione ai capi del condensatore può essere espressa come:

$$v(t) = K_1 e^{s_1 t} + K_2 e^{s_2 t} + E \quad (6.40)$$

dove E rappresenta la tensione a vuoto della batteria, mentre K_1 e K_2 sono coefficienti determinati dalle condizioni iniziali. Approssimando il comportamento della corrente attraverso la legge costitutiva del condensatore, e trascurando i termini di perdita del condensatore reale (ESR ed ESL), si ottiene:

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} = C(K_1 s_1 e^{s_1 t} + K_2 s_2 e^{s_2 t}) \quad (6.41)$$

A questo punto, includendo le condizioni iniziali per la tensione e la corrente:

$$\begin{cases} v(0^+) = V_0 \\ i(0^+) = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} K_1 + K_2 + E = V_0 \\ K_1 s_1 + K_2 s_2 = 0 \end{cases} \quad (6.42)$$

da cui si ricavano le relazioni per i coefficienti incogniti:

$$\begin{cases} K_1 = V_0 - K_2 - E \\ K_2 = \frac{s_1(E - V_0)}{s_2 - s_1} \end{cases} \quad (6.43)$$

Mantenendo invariati i parametri ottenuti per il modello Simulink nel caso sottosmorzato, in Tabella 6.3 vengono raccolti i valori per i due casi studio.

Tabella 6.3: Valore dei parametri che caratterizzano il transitorio ottenuti analiticamente mediante lo studio nel dominio del tempo del sistema sovrasmorzato

Sistema sovrasmorzato		
Parametro	C = 1000 μF	C = 10 mF
L [H]	$7,5 \cdot 10^{-6}$	$7,5 \cdot 10^{-6}$
R [Ω]	1,040	1,040
s_1 [1/s]	-968,3	-96,22
s_2 [1/s]	-137698	-138570
K_1 [V]	-45,22	-45,30
K_2 [V]	0,318	0,0315

I grafici riportati in Figura 6.31 e Figura 6.32 mostrano il confronto tra la risposta analitica e le misure sperimentali della tensione e della corrente. Si osserva un'ottima coerenza tra i due profili, confermando la validità del modello analitico nel descrivere la dinamica di carica in un circuito sovrasmorzato.

Dall'analisi dei coefficienti riportati in Tabella 6.3 si osserva che i valori di K_2 sono trascurabili rispetto a K_1 per entrambi i casi. Pertanto, il sistema può essere approssimato ad una dinamica del primo ordine, caratterizzata da una singola costante di tempo definita come:

$$\tau = \frac{1}{|s_1|} \quad (6.44)$$

Approssimando le equazioni in questa forma semplificata:

$$\begin{aligned} v(t) &= K_1 e^{s_1 t} + E \\ i(t) &= C K_1 s_1 e^{s_1 t} \end{aligned} \quad (6.45)$$

Si ottengono le seguenti costanti di tempo caratteristiche:

- Per il sistema con C = 1000 μ F:
 $\tau = 1,033$ ms, corrispondente a una durata del transitorio pari a $5\tau = 5,16$ ms.
- Per il sistema con C = 10 mF:
 $\tau = 10,4$ ms, corrispondente a una durata del transitorio pari a $5\tau = 51,9$ ms.

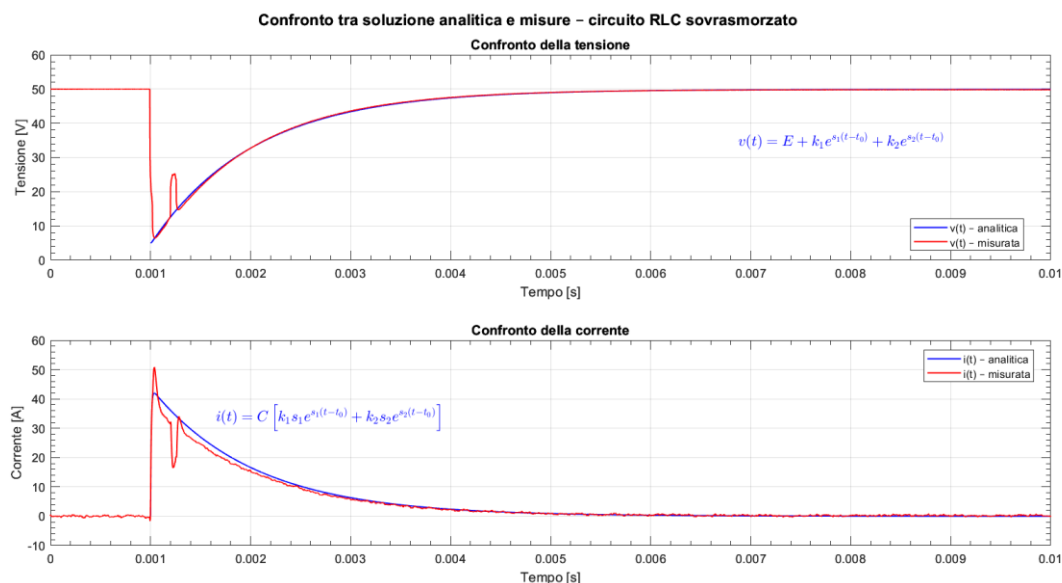


Figura 6.31: Transitori di tensione e corrente per la carica del condensatore da 1000 μF nel circuito smorzato dalla resistenza esterna

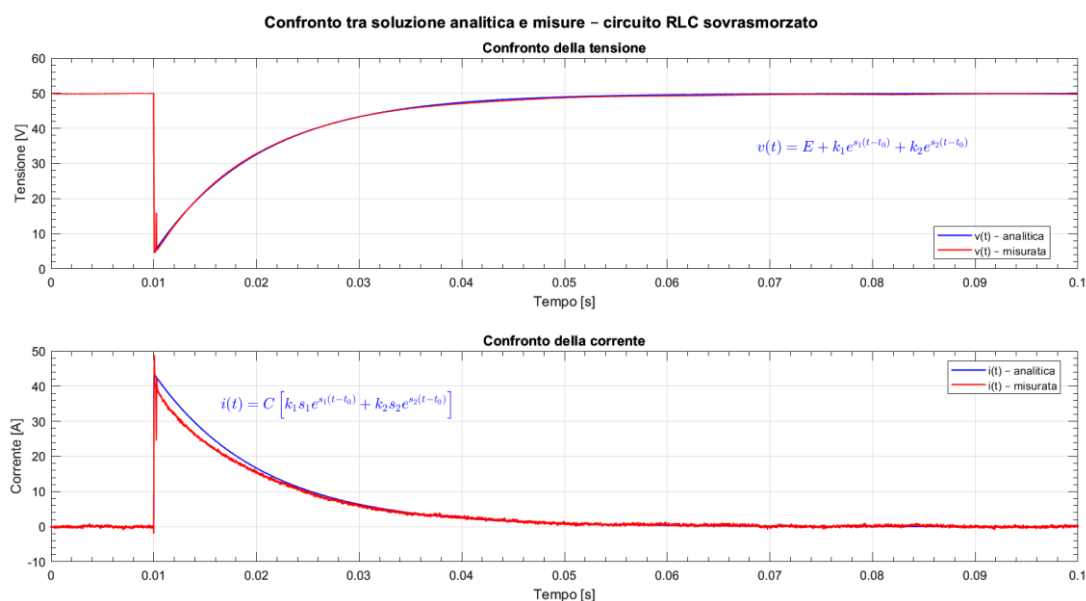


Figura 6.32: Transitori di tensione e corrente per la carica del condensatore da 10 mF nel circuito smorzato dalla resistenza esterna

6.4.2. Analisi delle risposte simulate e caratteristica V(I)

L'obiettivo di questa ultima fase è quello di confrontare le risposte simulate della tensione e della corrente con le grandezze misurate sperimentalmente, e successivamente, analizzare la caratteristica V(I) relativa alla carica dei condensatori mediante la batteria.

Tale caratteristica fornisce un'informazione diretta sulla relazione istantanea tra la tensione ai morsetti della batteria e la corrente erogata.

Modello dinamico non smorzato

Per quanto riguarda il modello dinamico della batteria, prima di rappresentare la caratteristica $V(I)$, è stata posta particolare attenzione all'andamento della tensione transitoria. Nel modello Simulink, la tensione è stata prelevata direttamente ai capi della capacità parassita interna C_{bat} , mediante l'inserimento di un oscilloscopio virtuale. Il profilo ottenuto in Figura 6.33 mostra un comportamento coerente con quello sperimentale: la tensione presenta un rapido calo fino a circa 40 V, seguito da una successiva risalita dovuta al fenomeno di ricarica associato alle capacità interne della batteria. Questo andamento evidenzia l'effettiva presenza di dinamiche capacitive distribuite nel sistema reale.

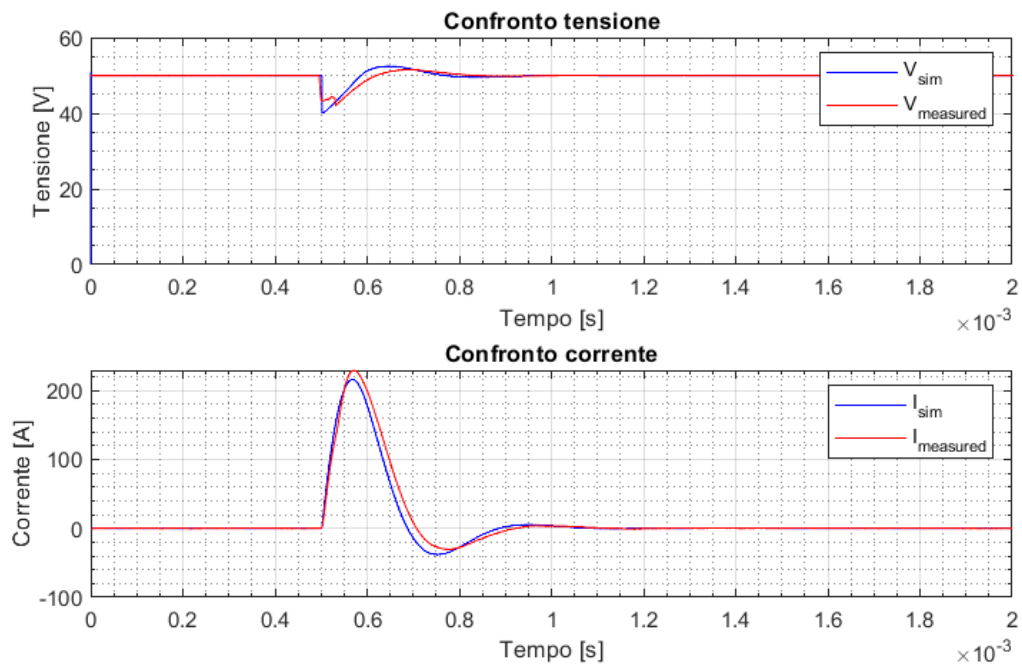


Figura 6.33: Profili di tensione e corrente ai capi della batteria nel caso della carica del condensatore da 390 μ F

Lo stesso ragionamento vale anche per il caso dinamico con il condensatore da 1000 μF , i cui risultati sono mostrati in Figura 6.34.

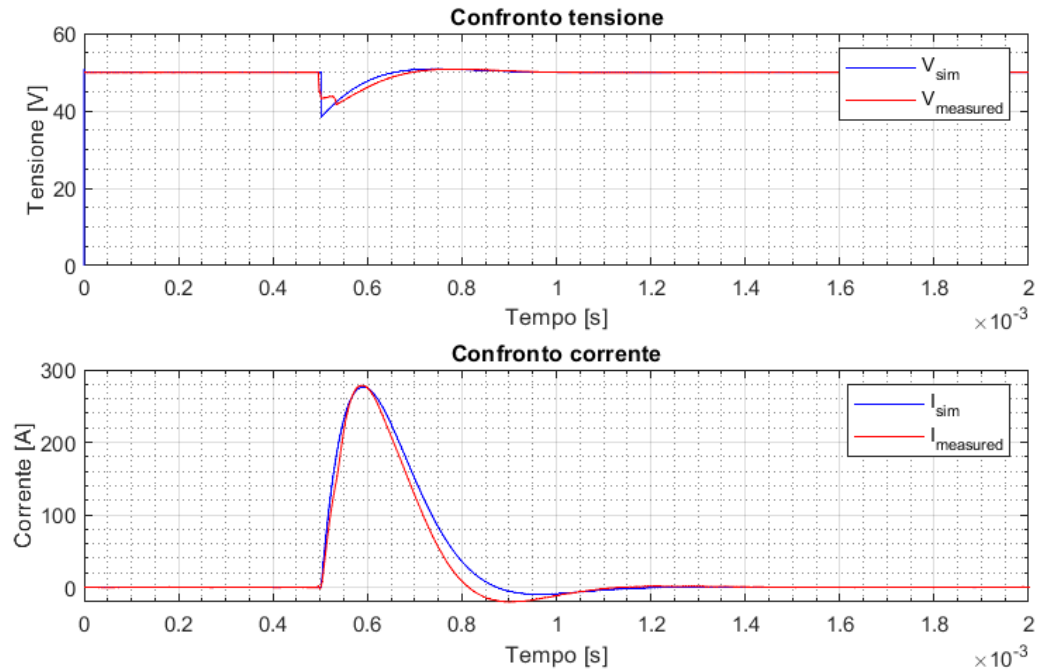


Figura 6.34: Profili di tensione e corrente ai capi della batteria nel caso della carica del condensatore da 1000 μF

Le caratteristiche $V(I)$ mostrate in Figura 6.35 rappresentano il comportamento dinamico del sistema non smorzato durante la fase di carica impulsiva della batteria verso il condensatore. L'andamento evidenzia una relazione non lineare e ciclica tra tensione e corrente, tipica dei transitori di tipo RLC sottosmorzato, in cui le componenti induttive e capacitive influenzano significativamente la risposta. Nella fase iniziale, la corrente cresce rapidamente a seguito della chiusura del circuito, mentre la tensione ai capi della batteria diminuisce bruscamente; successivamente, si osserva un andamento oscillatorio che genera un loop ellittico nel piano $V-I$. Il confronto tra curva misurata (rossa) e simulata (blu) mostra una buona coerenza qualitativa: entrambe descrivono un ciclo transitorio simile, con picchi di corrente e variazioni di tensione comparabili. La curva simulata risulta leggermente più ampia, indice di una minore dissipazione resistiva nel modello rispetto al sistema reale.

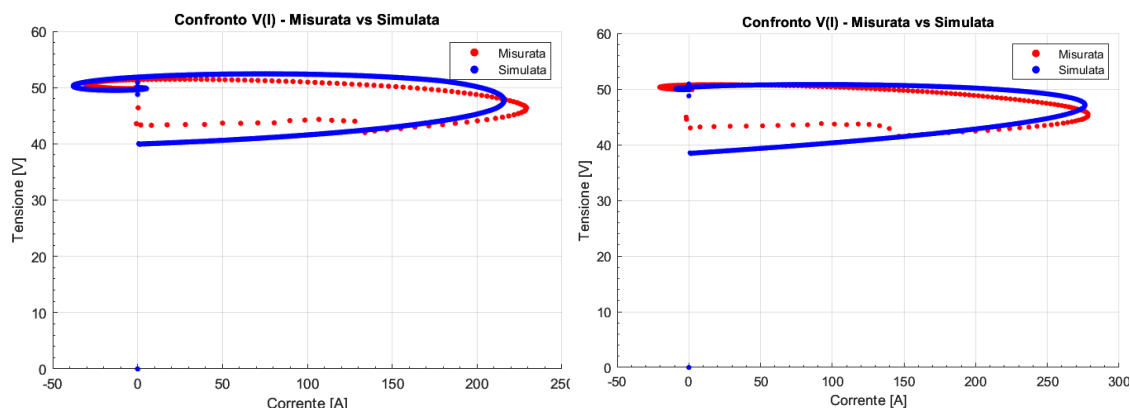
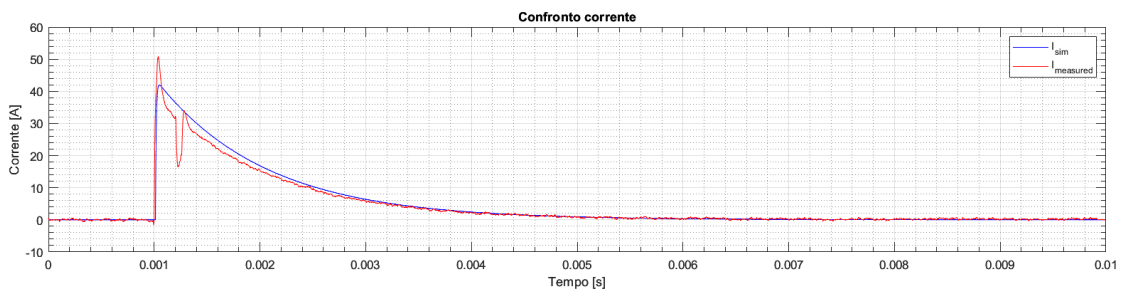
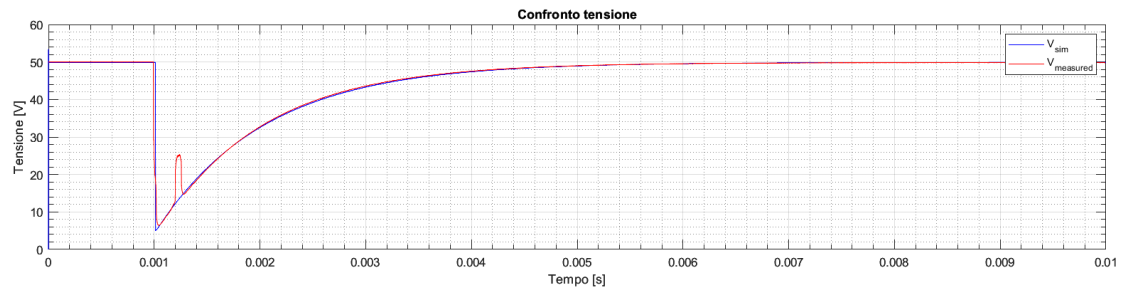


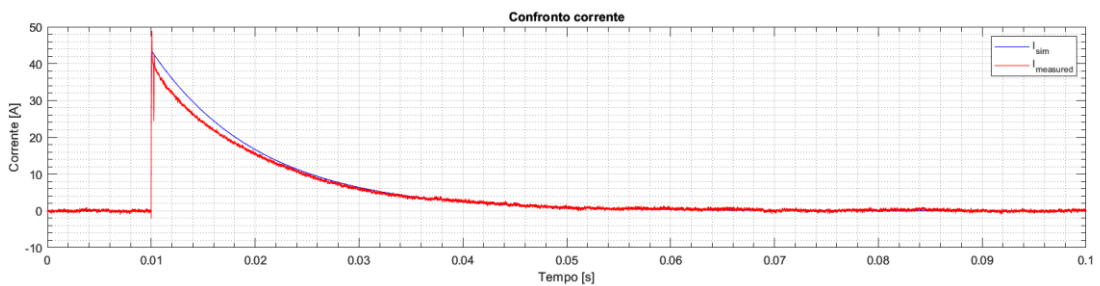
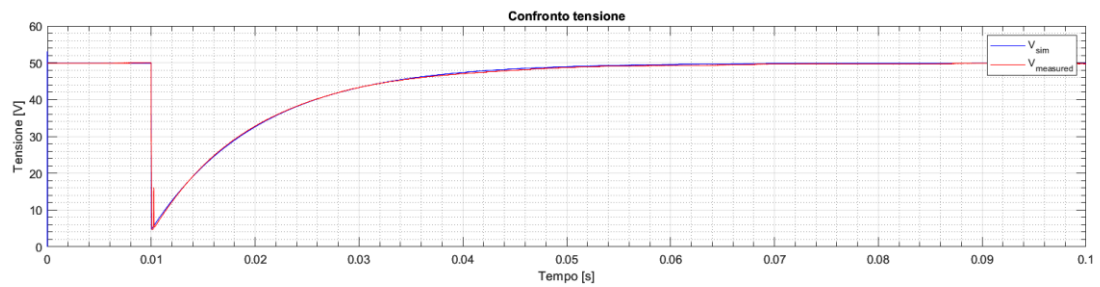
Figura 6.35: Caratteristiche V(I) del comportamento dinamico della batteria nel caso di $C = 390 \mu\text{F}$ e $C = 1000 \mu\text{F}$

Modello dinamico smorzato da resistenza esterna

Nel caso analizzato, le simulazioni mostrano una buona coerenza con le misure sperimentali, come mostrato in Figura 6.36. Durante questa fase finale, il condensatore è stato modellato come ideale, senza includere l'effetto della resistenza equivalente serie (ESR), la cui influenza risulta meno significativa rispetto allo scenario dinamico sottosmorzato. È stata inoltre impostata una tensione iniziale pari a quella misurata all'avvio della prova, garantendo il corretto allineamento tra le condizioni reali e di simulazione. All'aumentare della capacità del carico, la risposta del sistema presenta una dinamica più lenta e stabile, con un transitorio più smorzato e meno sensibile ai fenomeni di rimbalzo dell'interruttore e al rumore delle misure.



(a) $C = 1000\mu F$



(b) $C = 10\text{ mF}$

Figura 6.36: Transitori di tensione e corrente nei circuiti sovrasmorzati da resistenza esterna

Le caratteristiche statiche $V(I)$ riportate in Figura 6.37 evidenziano un profilo lineare, segno che la componente resistiva complessiva domina il comportamento reale del circuito. La tensione decresce linearmente all'aumentare della corrente, con una pendenza coerente con la resistenza equivalente complessiva stimata nel modello.

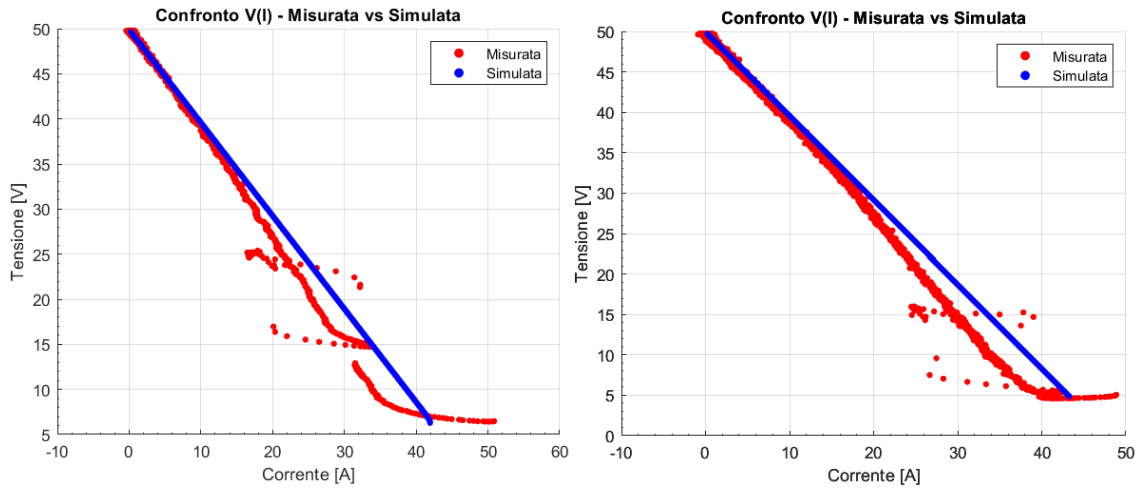


Figura 6.37: Caratteristiche statiche $V(I)$ del comportamento dinamico della batteria nel caso di $C = 1000 \mu\text{F}$ e $C = 10 \text{ mF}$

Le caratteristiche ottenute nel modello simulato mostrano lievi scostamenti rispetto alle misure sperimentali. A regime, i due profili risultano sovrapposti, mentre nella fase iniziale si osserva un leggero disallineamento tra le curve, attribuibile alle approssimazioni modellistiche. Analizzando il caso sovrasmorzato con $C = 10 \text{ mF}$, l'effetto del rimbalzo dell'interruttore e il contributo del rumore strumentale risultano minimizzati, consentendo di isolare il comportamento intrinseco del sistema elettrico. Per questa configurazione è stata condotta un'analisi statistica di accuratezza, calcolando gli indici MAE, RMSD¹⁶ e il coefficiente di determinazione R^2 per tensione e corrente.

Tabella 6.4: Analisi statistica curva $V(I)$ nel caso sovrasmorzato

Grandezza	Tensione (V)	Corrente (A)
Intervallo comune	0,99 – 43,32 A	4,60 – 50 V
MAE	2,7841 V	2,6859 A
RMSD	2,8633 V	2,7723 A
RMSD relativo	5,7 %	5,3 %
R^2	0,998	0,996

¹⁶ Il Root Mean Square Deviation RMSD è un indice che misura la deviazione media quadratica tra due insiemi di dati, tipicamente tra una curva con i valori veri e una stimata. Esso quantifica l'errore globale considerando l'intera forma della curva: valori più bassi indicano una maggiore aderenza del modello ai dati reali [48].

L'elevato valore di $R^2 \approx 1$ per entrambe le grandezze indica che il modello ricostruisce in modo estremamente fedele la relazione tra tensione e corrente. Inoltre, la vicinanza tra MAE e RMSD segnala l'assenza di outlier dominanti: l'errore è definito in maniera uniforme sui campioni e non è dovuto a picchi isolati, come invece può essere visibile nel caso con la capacità da 1000 μF . I valori di RMSD assoluti (2 – 3 V e 2 – 3 A) su scale di circa 50 V e 40 – 50 A corrispondono a un errore relativo contenuto, pari a circa 5 – 6 %, pienamente accettabile per una modellazione fisica.

Nonostante queste differenze, il modello riproduce in modo coerente e fisicamente realistico la risposta elettrica del sistema e rappresenta una base solida per simulare scenari di carica e scarica reali, mantenendo buona attendibilità e coerenza con i dati sperimentali.

Capitolo 7

7. Conclusione

Il lavoro svolto ha permesso di sviluppare e validare un approccio integrato alla caratterizzazione sperimentale e modellistica di alcuni sistemi elettrici presenti nel laboratorio PVZEN, con particolare attenzione alle linee che alimentano gli emulatori di carico e al comportamento dinamico del sistema di accumulo al litio-ferro-fosfato.

L'analisi sperimentale di power quality ha mostrato che le tensioni di alimentazione mantengono un andamento sostanzialmente sinusoidale, con distorsione armonica molto contenuta, mentre le correnti assorbite dagli emulatori di carico presentano forme d'onda non sinusoidali con elevato contenuto armonico. In alcune condizioni operative, il THD delle correnti ha superato il 100 %, segnalando un comportamento fortemente non lineare legato all'elettronica di commutazione interna dei carichi. È stato inoltre osservato che, all'aumentare della potenza richiesta dal carico, la distorsione armonica tende a diminuire e il fattore di potenza migliora, poiché la porzione di ciclo in cui la corrente conduce si espande e la forma d'onda di corrente si avvicina gradualmente a quella sinusoidale. Anche la presenza di un carico sinusoidale continuo, come l'assorbimento costante da parte dei server connessi a due delle tre linee analizzate, contribuisce ulteriormente al miglioramento della qualità della potenza in tali punti della rete.

Il confronto tra le misure ottenute mediante il datalogger e i dati registrati dal sistema di monitoraggio Asita ha evidenziato una buona coerenza per i valori istantanei di corrente efficace, tensione, fattore di potenza e potenza attiva, soprattutto nelle condizioni operative caratterizzate da minore distorsione. Nelle linee dove la distorsione è più marcata, come nel caso della linea 1, la correlazione tra i due sistemi diminuisce. Per quanto riguarda i coefficienti di distorsione armonica e l'analisi di Fourier dei segnali, il sistema Asita ha mostrato valori differenti rispetto al calcolo effettuato con i segnali acquisiti ad alta frequenza mediante l'oscilloscopio. Tale discrepanza è attribuibile a metodologie di calcolo differenti e alle diverse frequenze di campionamento del segnale: mentre l'oscilloscopio applica l'analisi spettrale diretta mediante FFT, il sistema Asita adotta un'elaborazione interna non documentata, che introduce offset sistematici nel THD e nell'ampiezza delle varie armoniche.

La seconda parte del lavoro ha portato allo sviluppo di un modello dinamico accurato della batteria LiFePO_4 . La costruzione del modello ha seguito un percorso progressivo: inizialmente sono stati analizzati modelli presenti in letteratura per accumulatori della stessa tecnologia, adattandoli al caso sperimentale, e sono stati stimati i parametri dei cavi e delle sonde a partire dai datasheet. Successivamente è stato realizzato e simulato un circuito equivalente in grado di riprodurre il comportamento complessivo del sistema (batteria, cavi e sonde, elementi parassiti e carico), al fine di ottenere una risposta che qualitativamente fosse coerente con quella ottenuta sperimentalmente, tipica di un circuito RLC sottosmorzato. Infine, il modello è stato raffinato attraverso la soluzione analitica e la validazione nel dominio del tempo, fino a ottenere una rappresentazione accurata sia nella configurazione sottosmorzata che in quella sovrasmorzata, ottenuta mediante l'aggiunta di una resistenza esterna da $1\ \Omega$. Il confronto tra i risultati simulati e quelli misurati ha evidenziato un'ottima corrispondenza, con errori limitati e coefficiente di determinazione prossimo all'unità. La caratteristica $V(I)$ ha confermato il duplice comportamento della batteria: dinamico e non lineare in assenza di smorzamento, con la risposta dominata dai fenomeni induttivi e capacitivi; lineare e resistivo quando il circuito è sovrasmorzato, condizione che permette di interpretare la batteria con un modello equivalente semplificato e direttamente utilizzabile in simulazioni di potenza.

Nel complesso, il lavoro svolto ha permesso di comprendere meglio il comportamento elettrico e dinamico di porzioni di alcune porzioni del laboratorio. Esso fornisce strumenti utili sia sul piano sperimentale, con un sistema di misura accurato, sia su quello modellistico, ponendo le basi per futuri sviluppi e studi sulle componenti del sistema.

Bibliografia

- [1] S. Ahmed, A. Ali, J. Ahmed Ansari, S. Abdul Qadir, e L. Kumar, «A Comprehensive Review of Solar Photovoltaic Systems: Scope, Technologies, Applications, Progress, Challenges, and Recommendations», *IEEE Access*, vol. 13, pp. 69723–69750, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3558539.
- [2] G. Masson, A. V. Rechem, M. de l'Epine, e A. Jäger-Waldau, «Snapshot 2025», IEA PVPS, apr. 2025. Consultato: 5 novembre 2025. [Online]. Disponibile su: <https://iea-pvps.org/snapshot-reports/snapshot-2025/>
- [3] «Solar represented 70% of newly installed generating capacity worldwide in 2024», *pV magazine USA*, ott. 2025, Consultato: 5 novembre 2025. [Online]. Disponibile su: <https://pv-magazine-usa.com/2025/10/10/solar-represented-70-of-newly-installed-generating-capacity-worldwide-in-2024/>
- [4] Prof. Filippo Spertino, «Lezioni del corso “Solar photovoltaic systems”», Politecnico di Torino, 2024.
- [5] B. Sparn, D. Krishnamurthy, A. Pratt, M. Ruth, e H. Wu, «Hardware-in-the-Loop (HIL) Simulations for Smart Grid Impact Studies», in *2018 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, Portland, OR: IEEE, ago. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/PESGM.2018.8586357.
- [6] X. Zhou, T. Guo, e Y. Ma, «An overview on microgrid technology», in *2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, Beijing, China: IEEE, ago. 2015, pp. 76–81. doi: 10.1109/ICMA.2015.7237460.
- [7] L. Mariam, M. Basu, e M. F. Conlon, «Microgrid: Architecture, policy and future trends», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 64, pp. 477–489, ott. 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.06.037.
- [8] «Microgrid_architectures_for_distributed_generation_A_brief_review».
- [9] K. S. Rajesh, S. S. Dash, R. Rajagopal, e R. Sridhar, «A review on control of ac microgrid», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 71, pp. 814–819, mag. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.12.106.
- [10] M. Uddin, H. Mo, D. Dong, S. Elsayah, J. Zhu, e J. M. Guerrero, «Microgrids: A review, outstanding issues and future trends», *Energy Strategy Reviews*, vol. 49, p. 101127, set. 2023, doi: 10.1016/j.esr.2023.101127.
- [11] A. Amato, «The PVZEN lab: an energy community with PV systems and storage supplying all-electric buildings».

- [12] Luca Declementi, «Gestione automatizzata dell'antincendio, dello scambio energetico e programmazione di un sistema di acquisizione dati industriale per il laboratorio PVZEN».
- [13] «US2000C-Product-Manual-V1.0-20CPSV0901-».
- [14] G. M. Casolino, M. Russo, P. Varilone, e D. Pescosolido, «Hardware-in-the-Loop Validation of Energy Management Systems for Microgrids: A Short Overview and a Case Study», *Energies*, vol. 11, fasc. 11, p. 2978, nov. 2018, doi: 10.3390/en11112978.
- [15] «What is Modbus and How does it work? | Schneider Electric UK», Schneider Electric. [Online]. Disponibile su: <https://www.se.com/uk/en/faqs/FA168406/>
- [16] «Electrical Measurement | Research Starters | EBSCO Research», EBSCO. [Online]. Disponibile su: <https://www.ebsco.com>
- [17] «PCI/PCIe/PXI/PXIe/USB-6251 Specifications - NI», <https://www.ni.com>. [Online]. Disponibile su: <https://www.ni.com/docs>
- [18] «SI-9002». [Online]. Disponibile su: https://www.sapphire.com.tw/products_detail/3.htm
- [19] «CLAMP ON AC/DC HiTESTER 3285 | HIOKI». [Online]. Disponibile su: https://www.hioki.com/euro-en/products/clamp-meters/ac-dc-clamp/id_5968
- [20] «LEM PR30 Oscilloscope AC/DC Current Probe LEM PR30 | TEquipment». [Online]. Disponibile su: <https://www.tequipment.net/LEMPR30.html>
- [21] «LEM PR1030 Oscilloscope AC/DC Current Probe LEM PR1030 | TEquipment». [Online]. Disponibile su: <https://www.tequipment.net/LEMPR1030.html>
- [22] Prof. Gianfranco Chicco, «Campionamento e serie di Fourier», presentato al Corso di «Distribuzione e utilizzazione dell'energia elettrica», Politecnico di Torino.
- [23] Prof. Gianfranco Chicco, «Trasformata discreta di Fourier su dati campionati», presentato al Corso di «Distribuzione e utilizzazione dell'energia elettrica», Politecnico di Torino.
- [24] «CEI -CEI EN 61000-4-7», CEI Norme. [Online]. Disponibile su: <http://mycatalogo.ceinorme.it/cei/item/000002287>
- [25] «CEI -CEI EN 50160», CEI Norme. [Online]. Disponibile su: <http://mycatalogo.ceinorme.it/cei/item/0000011266>
- [26] Antonio Marongiu, «Sulle definizioni di potenze in regime non sinusoidale», Università degli studi di Cagliari.
- [27] Prof. Gianfranco Chicco, «Potenze in regime non sinusoidale», presentato al Corso di «Distribuzione e utilizzazione dell'energia elettrica», Politecnico di Torino.
- [28] «Constantin Budeanu», *Wikipedia*. [Online]. Disponibile su: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Constantin_Budeanu&oldid=1192532728

- [29] «Stanisław Fryze», *Wikipedia*. [Online]. Disponibile su: https://pl.wikipedia.org/w/index.php?title=Stanis%C5%82aw_Fryze&oldid=77802238
- [30] «Deviazione standard», jmp statistical discovery. [Online]. Disponibile su: <https://www.jmp.com/it/statistics-knowledge-portal/measures-of-central-tendency-and-variability/standard-deviation>
- [31] «Coefficiente di correlazione», jmp statistical discovery. [Online]. Disponibile su: <https://www.jmp.com/it/statistics-knowledge-portal/what-is-correlation/correlation-coefficient>
- [32] «Mean percentage error», *Wikipedia*. [Online]. Disponibile su: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Mean_percentage_error&oldid=1182657606
- [33] NCSS Statistical Software, «Lin's Concordance Correlation Coefficient».
- [34] «14.1 - Probability Density Functions | STAT 414». [Online]. Disponibile su: <https://online.stat.psu.edu/stat414/lesson/14/14.1>
- [35] «14.2 - Cumulative Distribution Functions | STAT 414». [Online]. Disponibile su: <https://online.stat.psu.edu/stat414/lesson/14/14.2>
- [36] D. Giavarina, «Understanding Bland Altman analysis», *Biochem Med*, vol. 25, fasc. 2, pp. 141–151, 2015, doi: 10.11613/BM.2015.015.
- [37] «16.1 - The Distribution and Its Characteristics | STAT 414». [Online]. Disponibile su: <https://online.stat.psu.edu/stat414/lesson/16/16.1>
- [38] A. J. Torregrosa, A. Broatch, P. Olmeda, e L. Agizza, «A generalized equivalent circuit model for lithium-iron phosphate batteries», *Energy*, vol. 284, p. 129316, dic. 2023, doi: 10.1016/j.energy.2023.129316.
- [39] Prof. Domenico Ferrero, «Modellazione di batterie: circuiti equivalenti», presentato al Corso di «Sistemi di accumulo dell'energia elettrica», Politecnico di Torino.
- [40] M. A. Roscher e D. U. Sauer, «Dynamic electric behavior and open-circuit-voltage modeling of LiFePO₄-based lithium ion secondary batteries», *Journal of Power Sources*, vol. 196, fasc. 1, pp. 331–336, gen. 2011, doi: 10.1016/j.jpowsour.2010.06.098.
- [41] C. Lin, S. Xu, e J. Liu, «Measurement of heat generation in a 40 Ah LiFePO₄ prismatic battery using accelerating rate calorimetry», *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 43, fasc. 17, pp. 8375–8384, apr. 2018, doi: 10.1016/j.ijhydene.2018.03.057.
- [42] D. Ansean, M. Gonzalez, J. C. Viera, V. M. Garcia, J. C. Alvarez, e C. Blanco, «Electric Vehicle Li-Ion Battery Evaluation Based on Internal Resistance Analysis», in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Coimbra, Portugal: IEEE, ott. 2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/VPPC.2014.7007058.

- [43] TDK Electronics, «Aluminum Electrolytic Capacitors - General technical information», [Online]. Disponibile su: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/185386/386e9e15de2715c31970688fc8ba1b1e/pdf-generaltechnicalinformation.pdf>
- [44] Prof. Maurizio Repetto, «Circuiti nel dominio del tempo», presentato al Corso di «Elettrotecnica e Matematica Applicata», Politecnico di Torino.
- [45] Carnegie Mellon University, CMU, «How do you find the log decrement and how is it related to the damping ratio?» [Online]. Disponibile su: <https://www.andrew.cmu.edu/course/24-352/Handouts/logdecrement.pdf>
- [46] Itecond, «Datasheet Condensatore Itecond “Serie ARX 2018”». [Online]. Disponibile su: <https://www.itecond.it/wp-content/uploads/2019/01/02-Serie-ARX-2018.pdf>
- [47] MATLAB Help Center, «ode23t - Solve moderately stiff ODEs and DAEs — trapezoidal rule - MATLAB». [Online]. Disponibile su: <https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/ode23t.html>
- [48] «Root mean square deviation», *Wikipedia*. 9 ottobre 2025. [Online]. Disponibile su: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Root_mean_square_deviation&oldid=1315956734

