

UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Elettronica e delle tecnologie digitali

Sviluppo di un sistema di misura real-time per grandezze elettriche mediante Raspberry Pi e Simulink

Design and Development of a Real-Time Measurement System for Electrical Quantities Based on Raspberry Pi and Simulink

Relatore:
Prof. Alessandro Terenzi

Tesi di Laurea di:
Daniele Sciarretta

Correlatrice:
Prof.ssa Susanna Spinsante

Anno Accademico 2025/2026

Indice

Abstract **1**

Abstract **2**

Introduzione **3**

1 Stato dell'arte **5**

1.1 Sistemi per il monitoraggio delle grandezze elettriche 5

1.2 Soluzioni embedded e distribuite 6

1.3 Posizionamento del sistema sviluppato 7

2 Richiami teorici **8**

2.1 Segnali sinusoidali di tensione e corrente 8

2.2 Valore efficace 8

2.3 Potenza attiva, apparente e reattiva 9

2.4 Fattore di potenza 10

2.5 Stima della frequenza 10

2.6 Stima della fase 11

2.7 Distorsione armonica totale 11

2.8 Qualità dell'energia e disturbi di rete 12

3 Strumentazione utilizzata **13**

3.1 Architettura generale del sistema 13

3.2 Raspberry Pi 13

3.3 Interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2 15

3.4 Sensore di corrente LEM TOP 90-S10/SP2 17

3.5 Modulo ZMPT101B 20

4 Configurazione della Raspberry Pi e dell'ambiente MATLAB/Simulink 24

4.1 Configurazione della Raspberry Pi 24

4.2 Collegamento della Raspberry Pi a MATLAB 25

4.3 Riconoscimento dell'interfaccia audio USB 25

4.4 Configurazione dell'acquisizione 26

4.5 Configurazione del solver 27
4.6 Configurazione delle finestre di elaborazione 28
4.7 Installazione delle librerie necessarie 29
4.8 Configurazione del target hardware in Simulink 29
4.9 Esecuzione in modalità Monitor & Tune 30
4.10 Verifica dell'esecuzione real-time 30

5 Sviluppo del modello Simulink 32
5.1 Impostazioni generali del modello 32
5.2 Acquisizione dei segnali 33
5.3 Separazione dei canali 34
5.4 Rimozione dell'offset 34
5.5 Calibrazione tramite blocchi Gain 35
5.6 Calcolo dei valori efficaci 35
5.7 Misura della frequenza 36
5.8 Misura della fase 38
5.9 Logging dei segnali 39
5.10 Analisi offline mediante MATLAB 40
5.10.1 Analisi statistica della frequenza mediante la potenza istantanea 40
5.10.2 Calcolo offline delle potenze 45
5.10.3 Analisi armonica offline 46

6 Taratura e calibrazione 50
6.1 Taratura del ramo corrente 50
6.2 Problema di quantizzazione e scelta dell'interfaccia audio 51
6.3 Taratura del ramo tensione 53
6.4 Caratterizzazione del modulo ZMPT101B tramite Moku:Go 53
6.4.1 Configurazione della prova 54
6.4.2 Esportazione e pre-elaborazione dei segnali 58
6.4.3 Stima della fase mediante adattamento sinusoidale 60
6.4.4 Risultati della caratterizzazione 62
6.4.5 Relazione con la calibrazione complessiva del sistema 63
6.5 Calibrazione della fase 64
6.6 Validazione con carico resistivo 66

7 Risultati sperimentali **70**

7.1 Acquisizione dei segnali 70

7.2 Forme d'onda 70

7.3 Analisi spettrale 72

7.4 Valori efficaci 74

7.5 Analisi della frequenza 75

7.5.1 Stima mediante tensione e FFT 75

7.5.2 Analisi mediante la potenza istantanea 75

7.5.3 Individuazione dei periodi della potenza 76

7.5.4 Suddivisione in intervalli da dieci secondi 78

7.5.5 Distribuzione complessiva delle misure 80

7.6 Fase e fattore di potenza 82

7.7 Calcolo delle potenze 82

7.8 Analisi armonica 83

7.9 Salvataggio dei dati 84

7.10 Validazione in sala server 84

Conclusioni **90**

Abstract

La presente tesi riguarda lo sviluppo di un sistema di misura *real-time* per grandezze elettriche in regime alternato, basato sull'utilizzo di una Raspberry Pi e dell'ambiente MATLAB/Simulink. Il sistema acquisisce i segnali di tensione e corrente mediante una catena di misura costituita da trasduttori, interfaccia audio USB e piattaforma embedded, consentendo il calcolo di grandezze quali valore efficace, frequenza, sfasamento, fattore di potenza, potenza attiva, potenza reattiva, potenza apparente e distorsione armonica totale.

Una parte significativa del lavoro è stata dedicata alla configurazione hardware e software del sistema, alla taratura dei rami di tensione e corrente e alla compensazione dello sfasamento introdotto dalla catena di acquisizione. I segnali acquisiti sono stati inoltre salvati e analizzati offline mediante script MATLAB, al fine di verificare il comportamento del sistema e ricavare ulteriori grandezze di interesse.

Il sistema è stato validato sperimentalmente dapprima con un carico prevalentemente resistivo e successivamente in un contesto applicativo reale, mediante acquisizioni effettuate in sala server. I risultati ottenuti mostrano la capacità del sistema di fornire misure coerenti delle principali grandezze elettriche e di evidenziare il contenuto armonico dei segnali acquisiti.

Abstract

This thesis presents the development of a real-time measurement system for electrical quantities in AC operation, based on a Raspberry Pi and the MATLAB/Simulink environment. The system acquires voltage and current signals through a measurement chain composed of transducers, a USB audio interface and an embedded platform, allowing the estimation of quantities such as RMS values, frequency, phase displacement, power factor, active power, reactive power, apparent power and total harmonic distortion.

A significant part of the work was devoted to the hardware and software configuration of the system, the calibration of the voltage and current measurement branches, and the compensation of the phase shift introduced by the acquisition chain. The acquired signals were also stored and processed offline using MATLAB scripts, in order to verify the system behaviour and extract additional quantities of interest.

The system was experimentally validated first using a mainly resistive load and then in a real application scenario through measurements carried out in a server room. The obtained results show that the system is able to provide consistent measurements of the main electrical quantities and to highlight the harmonic content of the acquired signals.

Introduzione

La presente tesi riguarda lo sviluppo di un sistema di misura *real-time* per grandezze elettriche in regime alternato, basato sull'utilizzo di una Raspberry Pi e dell'ambiente MATLAB/Simulink [1, 2, 3].

L'obiettivo principale del progetto è acquisire i segnali di tensione e corrente associati a un carico elettrico e ricavare le principali grandezze elettriche di interesse, quali valore efficace, frequenza, sfasamento, potenza attiva, potenza apparente, potenza reattiva e fattore di potenza. Inoltre, i segnali acquisiti vengono salvati per permettere una successiva analisi offline tramite script MATLAB.

Il sistema realizzato utilizza un'interfaccia audio USB come dispositivo di acquisizione analogica. I due canali disponibili vengono impiegati per acquisire rispettivamente un segnale proporzionale alla tensione e un segnale proporzionale alla corrente. La misura della corrente viene effettuata mediante un trasduttore amperometrico associato a una resistenza di burden, mentre la misura della tensione viene realizzata mediante un modulo di misura dedicato. I segnali in uscita dai trasduttori vengono quindi inviati all'interfaccia di acquisizione, acquisiti dalla Raspberry Pi e processati in Simulink mediante un modello eseguito in modalità *real-time*.

La realizzazione del sistema ha richiesto diverse fasi operative: configurazione della Raspberry Pi, scelta e verifica dell'interfaccia audio, realizzazione dei collegamenti elettrici, taratura dei rami di tensione e corrente, validazione delle misure RMS, compensazione dello sfasamento introdotto dalla catena di misura e sviluppo di script MATLAB per l'analisi dei dati loggati.

La tesi è organizzata nel seguente modo. Nel Capitolo 1 viene presentato lo stato dell'arte relativo ai sistemi di misura e monitoraggio delle grandezze elettriche basati su piattaforme embedded e sistemi di acquisizione digitali.

Nel Capitolo 2 vengono richiamati i principali concetti teorici necessari alla comprensione delle grandezze elettriche successivamente determinate dal sistema.

Nel Capitolo 3 viene descritta la strumentazione utilizzata, con particolare riferimento alla piattaforma embedded, all'interfaccia audio USB e ai trasduttori impiegati per la misura della tensione e della corrente.

Nel Capitolo 4 vengono illustrate la configurazione della Raspberry Pi e dell'ambiente MATLAB/Simulink, la comunicazione tra la piattaforma hardware e il computer di sviluppo e le impostazioni necessarie per l'esecuzione *real-time* del modello.

Nel Capitolo 5 viene descritto il modello Simulink sviluppato per l'acquisizione e l'elaborazione in tempo reale dei segnali. Vengono inoltre presentate le principali procedure di elaborazione e alcune parti significative dello script MATLAB utilizzato per l'analisi

offline dei dati registrati.

Nel Capitolo 6 vengono descritte le procedure di taratura e caratterizzazione della catena di misura, comprendenti la calibrazione dei rami di tensione e corrente e la compensazione dello sfasamento introdotto dal sistema.

Nel Capitolo 7 vengono infine presentati e analizzati i risultati sperimentali ottenuti, attraverso l'analisi delle forme d'onda, dei valori efficaci, della frequenza, della fase, delle potenze e del contenuto armonico dei segnali acquisiti. Viene inoltre riportata una validazione del sistema in un contesto applicativo reale, mediante acquisizioni effettuate in sala server e confronto con il sistema di monitoraggio interno.

Il lavoro si conclude con una sintesi dei risultati raggiunti e con alcune considerazioni sui possibili sviluppi futuri del sistema.

Capitolo 1

Stato dell'arte

Negli ultimi anni, la crescente diffusione di sistemi elettronici, convertitori di potenza e dispositivi connessi alla rete elettrica ha aumentato l'interesse verso lo sviluppo di strumenti per il monitoraggio delle grandezze elettriche e della qualità dell'energia. Accanto agli analizzatori di rete professionali, caratterizzati generalmente da elevate prestazioni ma anche da costi significativi, sono state proposte diverse soluzioni basate su piattaforme embedded e dispositivi a basso costo.

Questi sistemi permettono di acquisire i segnali di tensione e corrente e di ricavare grandezze quali valore efficace, frequenza, potenza attiva, potenza reattiva, potenza apparente, fattore di potenza e distorsione armonica. L'impiego di piattaforme programmabili consente inoltre di effettuare parte dell'elaborazione direttamente sul dispositivo e, in alcuni casi, di memorizzare o trasmettere i dati acquisiti per successive analisi.

1.1 Sistemi per il monitoraggio delle grandezze elettriche

Un esempio di sistema basato su una piattaforma a basso costo è stato presentato da Leccese et al. [4]. Gli autori hanno sviluppato uno strumento per l'analisi della qualità dell'energia basato sulla Raspberry Pi, utilizzata per gestire l'acquisizione, l'elaborazione dei campioni e la memorizzazione dei risultati.

Il sistema utilizza una scheda di acquisizione dedicata, dotata di convertitore analogico-digitale, attraverso la quale vengono acquisiti i segnali elettrici. L'elaborazione permette di determinare diversi parametri caratteristici della qualità dell'energia, tra cui la frequenza fondamentale e le componenti armoniche dei segnali acquisiti. L'impiego della Raspberry Pi permette inoltre di ridurre dimensioni, consumi e costo del sistema rispetto ad architetture basate su personal computer industriali.

Questo approccio evidenzia come un single-board computer possa essere utilizzato non soltanto per la memorizzazione o la trasmissione delle misure, ma anche per eseguire direttamente parte dell'elaborazione necessaria all'analisi delle grandezze elettriche.

Un'altra soluzione significativa è rappresentata dal progetto Open Power Quality, presentato da Christe et al. [5]. In questo caso è stata sviluppata una piattaforma open source costituita da una rete di dispositivi destinati al monitoraggio distribuito del-

la qualità dell'energia. Ogni nodo utilizza una Raspberry Pi Zero W, affiancata da hardware dedicato all'acquisizione e all'elaborazione dei segnali.

Il sistema consente di analizzare grandezze quali tensione efficace, frequenza, distorsione armonica totale e transitori. Una caratteristica importante dell'architettura è inoltre la possibilità di trasferire le informazioni raccolte verso servizi remoti, permettendo la memorizzazione e il confronto dei dati provenienti da differenti punti della rete elettrica.

1.2 Soluzioni embedded e distribuite

Accanto ai sistemi basati sulla Raspberry Pi sono state sviluppate anche architetture che utilizzano microcontrollori, con l'obiettivo di ottenere dispositivi ancora più compatti e caratterizzati da consumi e costi ridotti.

Balwani et al. [6] hanno proposto uno smart meter monofase destinato alla misura dell'energia e di diversi parametri relativi alla qualità dell'alimentazione. Il sistema utilizza un sensore ZMPT101B per la misura della tensione, un sensore di corrente, un convertitore analogico-digitale MCP3008 e un microcontrollore ESP32.

A partire dai segnali acquisiti vengono calcolati valori efficaci di tensione e corrente, frequenza, fase, potenza attiva e reattiva, fattore di potenza e distorsione armonica. I risultati possono inoltre essere trasmessi verso un server, consentendo la memorizzazione e la successiva visualizzazione delle misure.

Un'ulteriore soluzione è stata proposta da Pălăcean et al. [7], che hanno sviluppato un power meter con funzionalità IoT destinato ad applicazioni domestiche e industriali. Il dispositivo comprende circuiti per il condizionamento dei segnali, un convertitore analogico-digitale, un microcontrollore ESP32 e sistemi di comunicazione e memorizzazione dei dati.

Il sistema permette di misurare le principali grandezze elettriche e di effettuare anche un'analisi della distorsione armonica. La calibrazione dello strumento è stata eseguita mediante il confronto con strumenti di misura di riferimento, evidenziando l'importanza della caratterizzazione sperimentale della catena di acquisizione.

I lavori analizzati mostrano quindi due approcci principali. Il primo utilizza single-board computer, come Raspberry Pi, che offrono maggiori possibilità di elaborazione e una maggiore flessibilità dal punto di vista software. Il secondo è basato su microcontrollori, come ESP32, che consentono di realizzare dispositivi più compatti e caratterizzati da consumi ridotti. In entrambi i casi risultano particolarmente importanti la corretta acquisizione dei segnali di tensione e corrente e la calibrazione della catena di misura.

1.3 Posizionamento del sistema sviluppato

Il sistema sviluppato nel presente lavoro si inserisce nel contesto delle soluzioni a basso costo per l'acquisizione e l'elaborazione digitale delle grandezze elettriche. L'obiettivo non è la realizzazione di un analizzatore certificato per applicazioni industriali, ma lo sviluppo e la verifica sperimentale di una catena completa per la misura in tempo reale delle principali grandezze elettriche di un sistema monofase.

La piattaforma utilizzata è una Raspberry Pi 4, sulla quale viene eseguito il modello sviluppato mediante MATLAB/Simulink. A differenza di alcune delle soluzioni precedentemente analizzate, nelle quali viene utilizzata una scheda ADC appositamente progettata, nel presente sistema l'acquisizione viene effettuata mediante un'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2. I due canali dell'interfaccia permettono di acquisire contemporaneamente i segnali proporzionali alla tensione e alla corrente.

La tensione viene rilevata mediante un modulo ZMPT101B, mentre la corrente viene misurata attraverso un trasformatore amperometrico LEM TOP 90-S10/SP2 con opportuna resistenza di burden. A partire dai segnali acquisiti vengono ricavati i valori efficaci, la frequenza, lo sfasamento, il fattore di potenza e le potenze attiva, apparente e reattiva. I segnali possono inoltre essere salvati e successivamente elaborati mediante MATLAB per effettuare ulteriori analisi, tra cui la valutazione del contenuto armonico.

Particolare attenzione viene dedicata alla taratura dei rami di tensione e corrente e alla valutazione dello sfasamento introdotto dalla catena di misura. Tali aspetti risultano fondamentali poiché eventuali errori di ampiezza o di fase influenzano direttamente le grandezze elettriche calcolate.

Il sistema realizzato rappresenta pertanto una piattaforma sperimentale flessibile per lo studio dell'acquisizione digitale e dell'elaborazione real-time delle grandezze elettriche, combinando una piattaforma embedded Raspberry Pi con l'ambiente MATLAB/Simulink e un'interfaccia di acquisizione audio commerciale.

Capitolo 2

Richiami teorici

In questo capitolo vengono richiamati i principali concetti teorici utilizzati nello sviluppo del sistema di misura. L'obiettivo non è fornire una trattazione esaustiva della teoria dei circuiti in regime alternato, ma introdurre le grandezze che verranno poi calcolate nel modello Simulink e negli script MATLAB [8, 9, 10, 11].

2.1 Segnali sinusoidali di tensione e corrente

In regime sinusoidale, la tensione e la corrente possono essere rappresentate come:

$$v(t) = V_p \sin(\omega t + \phi_v) \tag{2.1}$$

$$i(t) = I_p \sin(\omega t + \phi_i) \tag{2.2}$$

dove V_p e I_p sono i valori di picco, $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione, f è la frequenza e ϕ_v, ϕ_i sono le fasi iniziali dei due segnali.

Lo sfasamento tra tensione e corrente viene definito come:

$$\phi = \phi_v - \phi_i \tag{2.3}$$

Nel caso di carico puramente resistivo, tensione e corrente sono idealmente in fase, quindi

$$\varphi = 0^\circ. \tag{2.4}$$

In presenza di carichi induttivi o capacitivi compare invece uno sfasamento tra le due grandezze.

2.2 Valore efficace

Il valore efficace, o valore RMS, di un segnale periodico $x(t)$ di periodo T è definito come:

$$X_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T x^2(t)\,dt} \tag{2.5}$$

Per una sinusoide pura vale:

$$X_{\text{rms}} = \frac{X_p}{\sqrt{2}} \tag{2.6}$$

da cui:

$$X_p = X_{\text{rms}}\sqrt{2} \tag{2.7}$$

e:

$$X_{pp} = 2X_p = 2\sqrt{2}X_{\text{rms}} \tag{2.8}$$

Nel sistema realizzato il valore efficace viene calcolato digitalmente a partire dai campioni acquisiti. Indicando con $x[n]$ il vettore dei campioni, il valore RMS viene stimato come:

$$X_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x^2[n]} \tag{2.9}$$

2.3 Potenza attiva, apparente e reattiva

La potenza istantanea assorbita da un carico è data dal prodotto tra tensione e corrente:

$$p(t) = v(t)i(t) \tag{2.10}$$

La potenza attiva P rappresenta il valore medio della potenza istantanea:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)i(t)\,dt \tag{2.11}$$

In regime sinusoidale essa può essere espressa come:

$$P = V_{\text{rms}}I_{\text{rms}}\cos\phi \tag{2.12}$$

La potenza apparente è definita come:

$$S = V_{\text{rms}}I_{\text{rms}} \tag{2.13}$$

La potenza reattiva, associata allo scambio di energia tra generatore e carico, può essere calcolata come:

$$Q = V_{\text{rms}}I_{\text{rms}}\sin\phi \tag{2.14}$$

In forma compatta, le tre potenze sono legate dalla relazione:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \tag{2.15}$$

Le relazioni precedenti si riferiscono al regime sinusoidale considerato nel presente lavoro. In presenza di forme d'onda non sinusoidali, la relazione tra potenza attiva, apparente e reattiva richiede una trattazione più generale, che tenga conto anche della distorsione armonica dei segnali.

2.4 Fattore di potenza

Il fattore di potenza, indicato comunemente con la sigla PF dall'inglese *Power Factor*, è definito come il rapporto tra potenza attiva e potenza apparente:

$$PF = \frac{P}{S}. \tag{2.16}$$

Nel caso sinusoidale puro coincide con:

$$PF = \cos\varphi. \tag{2.17}$$

Per un carico resistivo ideale si ha $\varphi = 0°$ e quindi $PF = 1$. Per carichi non puramente resistivi il fattore di potenza si riduce a causa dello sfasamento tra tensione e corrente.

2.5 Stima della frequenza

La frequenza del segnale può essere stimata mediante diversi metodi. Nel lavoro svolto sono stati impiegati due approcci: il metodo degli attraversamenti dello zero e l'analisi tramite trasformata discreta di Fourier.

Nel metodo degli attraversamenti dello zero si individuano gli istanti in cui il segnale passa da valore negativo a valore positivo. La distanza temporale media tra due attraversamenti consecutivi fornisce una stima del periodo:

$$T = \text{mean}(t_{k+1} - t_k) \tag{2.18}$$

da cui:

$$f = \frac{1}{T} \tag{2.19}$$

Per migliorare la precisione, l'istante di attraversamento può essere stimato tramite interpolazione lineare tra due campioni consecutivi.

2.6 Stima della fase

Per stimare la fase della componente fondamentale di tensione e corrente viene utilizzata una proiezione del segnale sui riferimenti sinusoidali alla frequenza fondamentale. Dato un segnale discreto $x[n]$, acquisito negli istanti t_n, si calcolano le due componenti:

$$X_c = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cos(2\pi f_0 t_n) \tag{2.20}$$

$$X_s = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left[-\sin(2\pi f_0 t_n)\right] \tag{2.21}$$

dove f_0 rappresenta la frequenza fondamentale del segnale. Le grandezze X_c e X_s possono essere interpretate come le proiezioni del segnale rispettivamente sulla componente in fase e sulla componente in quadratura.

La fase della componente fondamentale viene quindi stimata mediante la funzione a due argomenti atan2:

$$\varphi_x = \text{atan2}(X_s, X_c). \tag{2.22}$$

La funzione atan2(X_s, X_c) restituisce l'angolo associato al vettore di componenti (X_c, X_s), tenendo conto del segno di entrambe le componenti. In questo modo è possibile determinare correttamente il quadrante della fase, evitando le ambiguità che si avrebbero utilizzando la sola funzione arcotangente del rapporto X_s/X_c.

Applicando questa procedura ai segnali di tensione e corrente si ottengono rispettivamente le fasi φ_v e φ_i. Lo sfasamento tensione-corrente viene quindi calcolato come:

$$\varphi = \varphi_v - \varphi_i. \tag{2.23}$$

2.7 Distorsione armonica totale

La distorsione armonica totale, indicata come THD, quantifica il contenuto armonico di un segnale rispetto alla componente fondamentale [9, 10, 11].

Essa è definita come:

$$THD = \frac{\sqrt{X_2^2 + X_3^2 + \cdots + X_N^2}}{X_1} \cdot 100 \tag{2.24}$$

dove X_1 è l'ampiezza della fondamentale e X_2, X_3, …, X_N sono le ampiezze delle

armoniche successive.

Nel lavoro svolto la THD viene stimata offline tramite MATLAB a partire dallo spettro dei segnali acquisiti.

2.8 Qualità dell'energia e disturbi di rete

Nel contesto dei sistemi elettrici moderni, il termine Power Quality viene utilizzato per descrivere le deviazioni delle grandezze elettriche rispetto alle condizioni ideali di alimentazione.

Tra i principali fenomeni di interesse rientrano variazioni di frequenza, variazioni di ampiezza, interruzioni, abbassamenti e innalzamenti temporanei della tensione, transitori, squilibrio e distorsione delle forme d'onda di tensione e corrente [10, 11].

Nel presente lavoro l'attenzione è concentrata su un sistema monofase e sulle grandezze fondamentali necessarie alla realizzazione di un power meter: valori efficaci di tensione e corrente, frequenza, sfasamento, potenze e contenuto armonico.

La misura accurata di tali grandezze richiede una catena di acquisizione in grado di campionare simultaneamente i segnali di tensione e corrente, mantenendo coerenti ampiezza e fase tra i due canali.

Capitolo 3

Strumentazione utilizzata

In questo capitolo viene descritta la strumentazione utilizzata per la realizzazione del sistema di misura. La catena sperimentale è composta da sensori di tensione e corrente, un'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2, una Raspberry Pi e l'ambiente MATLAB/Simulink [12, 1, 2, 3] per l'elaborazione in tempo reale.

3.1 Architettura generale del sistema

Il sistema di misura sviluppato può essere rappresentato mediante lo schema a blocchi di Figura 3.1. Il carico elettrico è alimentato dalla rete; la tensione viene rilevata mediante il modulo ZMPT101B, mentre la corrente viene misurata mediante un trasformatore amperometrico LEM TOP 90-S10/SP2 con resistenza di burden pari a 5.6 Ω. I segnali analogici prodotti dai sensori vengono inviati ai due canali di un'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2 e acquisiti dalla Raspberry Pi [12, 1].

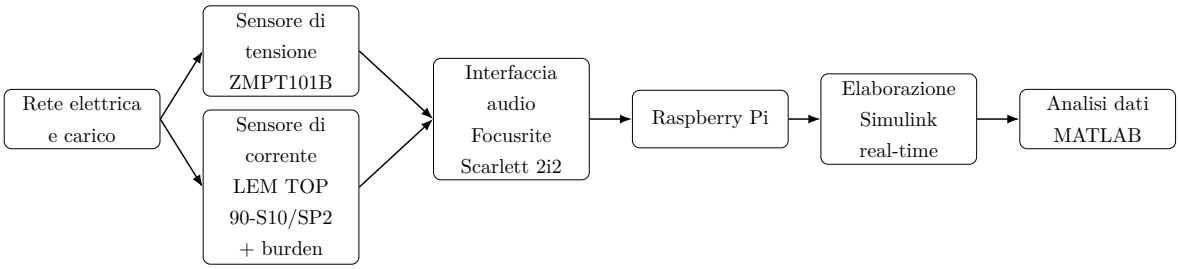


Figura 3.1: Schema generale della catena di misura realizzata.

3.2 Raspberry Pi

La Raspberry Pi viene utilizzata come piattaforma di esecuzione del modello Simulink in tempo reale. Essa riceve i campioni provenienti dall'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2, li elabora e restituisce in tempo reale le grandezze elettriche calcolate.

Nel progetto è stata utilizzata una Raspberry Pi 4 Model B [1]. Il dispositivo è basato su un processore quad-core ARM Cortex-A72 a 1.5 GHz e dispone di interfacce USB 2.0 e USB 3.0, connettività Ethernet, Wi-Fi e Bluetooth, oltre a un connettore GPIO a 40 pin. Tali caratteristiche rendono la scheda adatta all'esecuzione del modello real-time e al collegamento dell'interfaccia audio USB.

La Raspberry Pi 4 Model B utilizzata come piattaforma hardware del sistema è mostrata in Figura 3.2.



Figura 3.2: Raspberry Pi 4 Model B utilizzata come piattaforma di elaborazione del sistema di misura.

Un'ulteriore caratteristica della Raspberry Pi è la presenza del connettore GPIO (*General Purpose Input/Output*) a 40 pin, attraverso il quale sono disponibili linee di ingresso e uscita digitali, alimentazioni e interfacce di comunicazione quali I^2C, SPI e UART.

La disposizione dei pin del connettore GPIO della Raspberry Pi 4 Model B, riportata nel datasheet del dispositivo, è mostrata in Figura 3.3 [1].

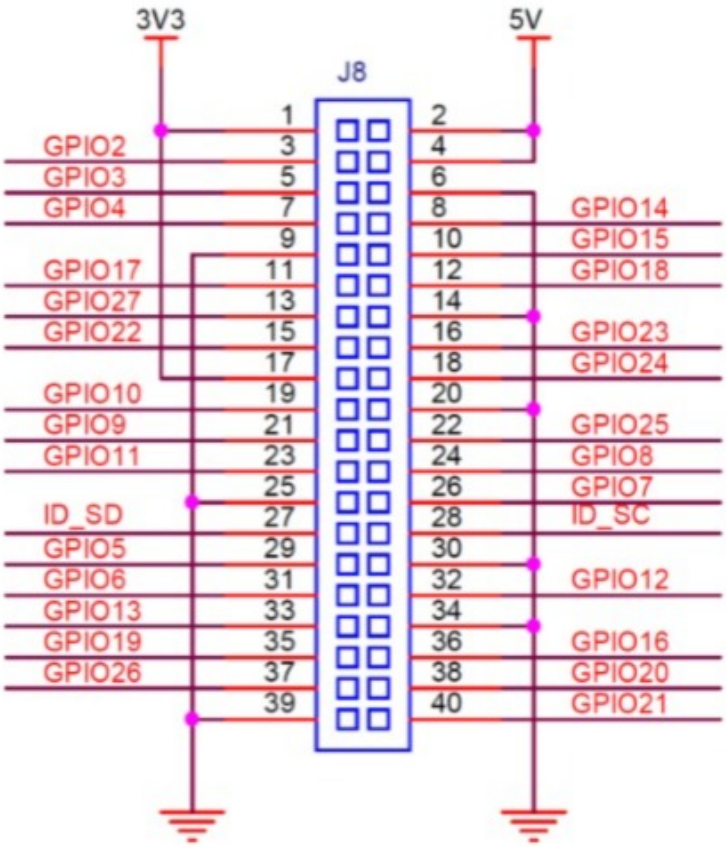


Figura 3.3: Disposizione dei pin del connettore GPIO della Raspberry Pi 4 Model B [1].

Nel sistema sviluppato, tuttavia, l'acquisizione dei segnali di tensione e corrente non viene effettuata direttamente attraverso i pin GPIO. I segnali analogici vengono infatti acquisiti mediante l'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2, collegata alla Raspberry Pi tramite USB. La Raspberry Pi svolge quindi principalmente le funzioni di acquisizione digitale, elaborazione in tempo reale ed esecuzione del modello Simulink.

3.3 Interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2

Per la conversione dei segnali analogici provenienti dai sensori è stata utilizzata un'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2 di seconda generazione [12]. Nel sistema realizzato essa costituisce l'elemento di collegamento tra la parte analogica della catena di misura e la piattaforma digitale di elaborazione basata sulla Raspberry Pi.

L'interfaccia audio utilizzata nel sistema di acquisizione è mostrata in Figura 3.4.



Figura 3.4: Interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2 utilizzata per l'acquisizione simultanea dei segnali di tensione e corrente.

La Focusrite Scarlett 2i2 dispone di due canali di ingresso indipendenti, utilizzati nel progetto per acquisire contemporaneamente i due segnali necessari alla misura delle grandezze elettriche:

- il segnale proporzionale alla tensione di rete, proveniente dal modulo basato sul trasformatore di tensione ZMPT101B;
- il segnale proporzionale alla corrente assorbita dal carico, ottenuto mediante il trasformatore amperometrico LEM TOP 90-S10/SP2 e la relativa resistenza di burden.

Entrambi i rami della catena di misura forniscono quindi all'interfaccia audio un segnale analogico di tensione. La Focusrite esegue la conversione analogico-digitale dei due canali e trasferisce i campioni alla Raspberry Pi mediante collegamento USB.

L'impiego di un'interfaccia audio esterna è necessario poiché la Raspberry Pi non dispone di ingressi analogici e di un convertitore analogico-digitale integrato utilizzabile direttamente per l'acquisizione dei segnali provenienti dai sensori. I pin GPIO della scheda vengono pertanto impiegati soltanto per eventuali collegamenti digitali e per l'alimentazione della parte a bassa tensione, mentre l'acquisizione dei segnali di misura viene affidata alla Focusrite Scarlett 2i2.

L'acquisizione simultanea dei due canali costituisce un requisito fondamentale per il sistema sviluppato. La disponibilità dei campioni di tensione e corrente riferiti alla medesima base temporale permette infatti di calcolare non soltanto i relativi valori efficaci, ma anche lo sfasamento tra i segnali, il fattore di potenza e le potenze attiva, reattiva e apparente.

Durante le prime prove sperimentali era stata impiegata una Behringer UCA222. Tale dispositivo presentava tuttavia una risoluzione effettiva non sufficiente per rappresen-

tare correttamente segnali di ampiezza ridotta. Le forme d'onda acquisite risultavano visibilmente quantizzate e poco adatte alla successiva elaborazione numerica.

L'impiego della Focusrite Scarlett 2i2 ha invece consentito di ottenere segnali digitalizzati più regolari e una migliore rappresentazione delle forme d'onda sinusoidali. Ciò ha reso più affidabili le successive operazioni di calibrazione, stima dei valori efficaci, misura della frequenza, determinazione dello sfasamento e analisi delle grandezze di potenza.

Dal punto di vista software, la Focusrite viene riconosciuta dal sistema operativo della Raspberry Pi come dispositivo audio USB. Nel modello Simulink l'acquisizione viene effettuata mediante il blocco *ALSA Audio Capture* [13, 14].

Il blocco è stato configurato con una frequenza di campionamento pari a 8000 Hz e con frame da 800 campioni. Ogni frame contiene pertanto 0.1 s di segnale per ciascun canale e costituisce l'insieme di campioni elaborato a ogni iterazione del modello.

I campioni provenienti dai due ingressi vengono successivamente separati e associati rispettivamente al ramo di tensione e al ramo di corrente. Dopo la rimozione degli offset e l'applicazione dei coefficienti di calibrazione, i segnali vengono utilizzati per il calcolo in tempo reale delle grandezze elettriche previste dal sistema.

La posizione della Focusrite Scarlett 2i2 all'interno della catena di misura è riportata nello schema generale di Figura 3.1. L'interfaccia riceve i segnali analogici dai due sensori e fornisce alla Raspberry Pi i corrispondenti campioni digitali, svolgendo pertanto la funzione di sistema di acquisizione analogico-digitale a due canali.

3.4 Sensore di corrente LEM TOP 90-S10/SP2

La corrente viene misurata mediante un sensore di corrente apribile LEM TOP 90-S10/SP2, mostrato in Figura 3.5. Dalla targhetta del componente si ricavano il modello, la corrente massima pari a 90 A e il codice identificativo 715130 [15]. Il sensore viene installato attorno al conduttore di fase del carico, in modo da ottenere un segnale proporzionale alla corrente primaria assorbita.



Figura 3.5: Trasformatore amperometrico apribile LEM TOP 90-S10/SP2 utilizzato per la misura della corrente.

L'utilizzo di un trasformatore amperometrico apribile consente di effettuare la misura senza interrompere direttamente il circuito di potenza e garantisce isolamento galvanico tra il lato di rete e il sistema di acquisizione. Il segnale in uscita dal trasformatore viene convertito in tensione mediante una resistenza di burden, successivamente acquisita da uno dei canali dell'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2.

Nel sistema realizzato è stata utilizzata una resistenza di burden di valore nominale pari a $R_b = 5.6\,\Omega$. La scelta di tale valore è stata effettuata consultando il datasheet del sensore LEM TOP 90-S10/SP2 e tenendo conto della necessità di ottenere un segnale di tensione sufficientemente elevato da essere acquisito in modo efficace dall'interfaccia audio, ma allo stesso tempo compatibile con il range di ingresso della catena di acquisizione.

La tensione ai capi della resistenza di burden è infatti proporzionale alla corrente secondaria del sensore secondo la relazione:

$$V_b = I_s R_b. \tag{3.1}$$

La scelta di R_b rappresenta quindi un compromesso tra sensibilità della misura e am-

piezza massima del segnale acquisibile. Un valore troppo basso avrebbe prodotto una tensione di uscita ridotta, meno favorevole dal punto di vista della risoluzione della misura; al contrario, un valore troppo elevato avrebbe potuto generare segnali di ampiezza eccessiva per l'ingresso dell'interfaccia audio.

La resistenza utilizzata presenta una tolleranza nominale pari al $\pm 5\%$. Assumendo una distribuzione uniforme dell'errore entro l'intervallo di tolleranza, l'incertezza standard di tipo B associata al valore della resistenza può essere stimata come:

$$u_B(R_b) = \frac{0.05 R_b}{\sqrt{3}}. \tag{3.2}$$

Sostituendo $R_b = 5.6\,\Omega$ si ottiene:

$$u_B(R_b) = \frac{0.05 \cdot 5.6}{\sqrt{3}} \simeq 0.16\,\Omega. \tag{3.3}$$

Il valore della resistenza di burden può quindi essere espresso come:

$$R_b = 5.6\,\Omega, \qquad u_B(R_b) \simeq 0.16\,\Omega. \tag{3.4}$$

La resistenza di burden impiegata nel ramo di corrente è mostrata in Figura 3.6.

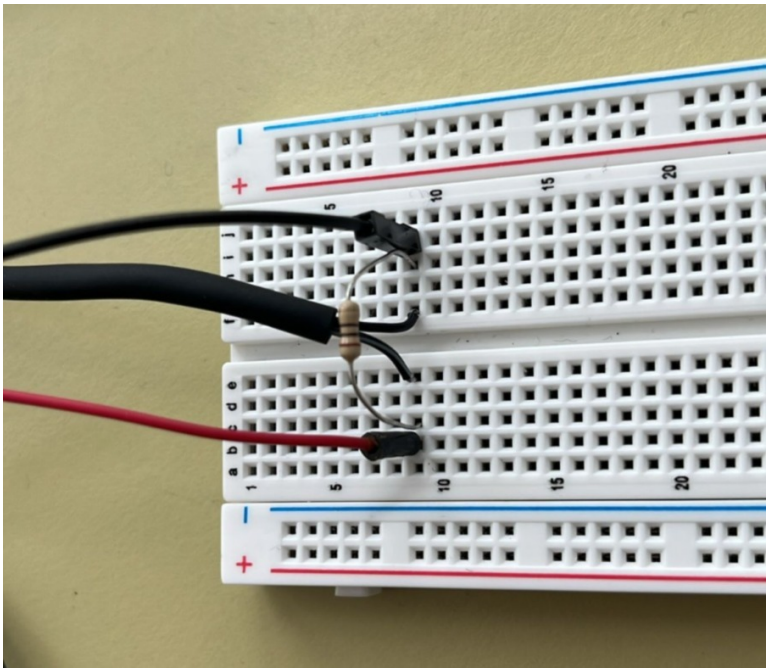


Figura 3.6: Resistenza di burden utilizzata per convertire la corrente secondaria del sensore LEM TOP 90-S10/SP2 in un segnale di tensione acquisibile dall'interfaccia audio.

La sensibilità complessiva del ramo costituito dal trasformatore amperometrico e dalla resistenza di burden è stata determinata sperimentalmente. A tale scopo, la tensione

efficace misurata ai capi della resistenza di burden è stata confrontata con la corrente primaria rilevata mediante una pinza amperometrica di riferimento.

Indicando con $V_{b,\mathrm{rms}}$ la tensione efficace ai capi della resistenza di burden e con $I_{p,\mathrm{rms}}$ la corrente primaria di riferimento, la sensibilità sperimentale è stata calcolata come:

$$K_I = \frac{V_{b,\mathrm{rms}}}{I_{p,\mathrm{rms}}}. \tag{3.5}$$

Per la configurazione utilizzata è stato ottenuto un valore prossimo a:

$$K_I \simeq 5.6\,\mathrm{mV/A}. \tag{3.6}$$

Tale valore deriva quindi dal confronto sperimentale tra la tensione efficace misurata ai capi della resistenza di burden e la corrente primaria rilevata con la pinza amperometrica. Esso deve essere considerato caratteristico della configurazione sperimentale adottata, comprendente il sensore LEM TOP 90-S10/SP2, la resistenza di burden da $5.6\,\Omega$ e la catena di acquisizione utilizzata, e non come un parametro nominale ricavato dai soli dati riportati sulla targhetta del componente.

3.5 Modulo ZMPT101B

Per la misura della tensione è stato utilizzato un modulo basato sul trasformatore di tensione ZMPT101B. Il dispositivo consente di ottenere, a partire dalla tensione applicata al lato di ingresso, un segnale di ampiezza ridotta e galvanicamente isolato, adatto alla successiva catena di condizionamento e acquisizione.

Il modulo utilizzato nel sistema di misura è mostrato in Figura 3.7. Oltre al trasformatore ZMPT101B, sulla scheda sono presenti i componenti elettronici necessari al condizionamento del segnale e un trimmer che consente di regolare l'ampiezza della tensione disponibile in uscita.

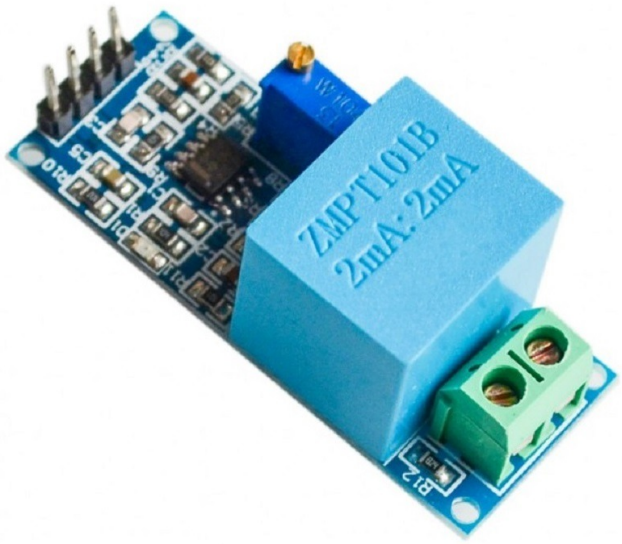


Figura 3.7: Modulo basato sul trasformatore di tensione ZMPT101B utilizzato nel sistema di misura.

Dal punto di vista dei collegamenti, il modulo presenta due sezioni elettricamente separate:

- un lato ad alta tensione, collegato alla tensione di rete mediante l'apposito morsetto di ingresso;
- un lato a bassa tensione, costituito dai terminali di alimentazione, dal terminale di uscita del segnale e dal riferimento di massa.

La sezione a bassa tensione viene alimentata a 5 V mediante il pin fisico 2 della Raspberry Pi. Il segnale disponibile sul terminale `OUT` viene invece inviato a uno degli ingressi dell'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2, mentre il riferimento di massa è collegato alla massa comune della parte a bassa tensione realizzata sulla breadboard.

La tensione di rete rimane pertanto confinata esclusivamente sul lato ad alta tensione del modulo e non viene portata sulla breadboard utilizzata per i collegamenti della sezione di acquisizione a bassa tensione.

Il trasformatore ZMPT101B è descritto dal costruttore come un trasformatore di tensione di tipo *current-type* [16]. Tra le principali caratteristiche riportate nel datasheet si hanno:

- corrente nominale di ingresso pari a 2 mA;
- corrente nominale di uscita pari a 2 mA;

- rapporto di spire pari a 1000 : 1000;
- intervallo operativo fino a 1000 V;
- errore di fase dichiarato non superiore a 20 minuti d'arco;
- tensione di isolamento pari a 4000 V.

Tali specifiche descrivono principalmente il comportamento del trasformatore ZMPT101B, ma non sono sufficienti a caratterizzare completamente il modulo impiegato nel sistema di misura, poiché quest'ultimo comprende anche il circuito elettronico di condizionamento presente sulla scheda.

Lo schema circuitale del modulo è riportato in Figura 3.8.

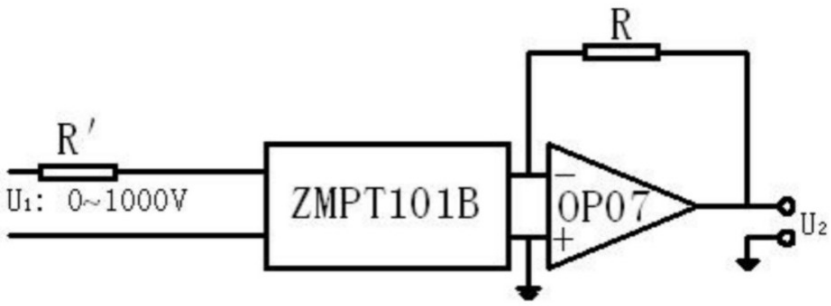


Figura 3.8: Schema circuitale del modulo basato sul trasformatore ZMPT101B [16].

Come si può osservare dallo schema, il trasformatore è seguito da una sezione elettronica di condizionamento del segnale, il cui compito è fornire in uscita una tensione compatibile con la successiva catena di acquisizione. La presenza del trimmer permette inoltre di modificare il livello del segnale di uscita e, di conseguenza, il rapporto complessivo tra la tensione applicata al modulo e quella effettivamente acquisita.

Il comportamento del ramo di tensione non dipende quindi esclusivamente dalle caratteristiche nominali del trasformatore, ma dall'intera catena costituita dal trasformatore stesso, dal circuito elettronico presente sul modulo e dalla regolazione impostata mediante il trimmer.

Questi elementi possono influenzare non soltanto l'ampiezza del segnale restituito, ma anche lo sfasamento introdotto tra il segnale applicato e quello disponibile in uscita. Per tale motivo, le sole specifiche riportate nel datasheet non sono state considerate sufficienti per determinare con la precisione richiesta il comportamento dell'intero ramo di misura.

È stata pertanto effettuata una caratterizzazione sperimentale del modulo mediante lo strumento Moku:Go. Durante la prova è stato applicato all'ingresso del ramo di

tensione un segnale sinusoidale noto e sono stati confrontati il segnale applicato e quello restituito dal modulo.

La caratterizzazione ha permesso di analizzare sperimentalmente il rapporto tra la tensione di ingresso e quella di uscita, verificarne il comportamento al variare dell'ampiezza del segnale e valutare lo sfasamento introdotto dalla catena di misura.

La procedura utilizzata e i risultati ottenuti vengono descritti nel capitolo dedicato alla taratura e alla calibrazione del sistema.

Capitolo 4

Configurazione della Raspberry Pi e dell'ambiente MATLAB/Simulink

Per consentire l'esecuzione del sistema di misura in tempo reale è stato necessario configurare opportunamente sia la Raspberry Pi sia l'ambiente MATLAB/Simulink utilizzato per lo sviluppo e il deployment del modello.

Il modello era stato inizialmente sviluppato e verificato all'interno dell'ambiente Simulink. Il passaggio all'esecuzione real-time ha richiesto quindi una serie di operazioni aggiuntive, riguardanti la configurazione della piattaforma hardware, la comunicazione tra MATLAB e Raspberry Pi, il riconoscimento dell'interfaccia audio USB, la configurazione del solver e l'adeguamento dei parametri di campionamento e delle finestre di elaborazione.

Le procedure adottate sono state basate sugli strumenti messi a disposizione da MATLAB e Simulink per l'esecuzione di modelli su hardware Raspberry Pi [3, 17].

4.1 Configurazione della Raspberry Pi

Come piattaforma hardware è stata utilizzata una Raspberry Pi 4 Model B, descritta nel capitolo precedente.

Sulla scheda è stato installato il sistema operativo Raspberry Pi OS Legacy 32-bit, utilizzato durante lo sviluppo per garantire la compatibilità con l'ambiente MATLAB/Simulink e con i relativi pacchetti di supporto.

Una volta completata l'installazione del sistema operativo, la Raspberry Pi è stata collegata alla rete locale. È stato quindi individuato il relativo indirizzo IP e verificata la comunicazione con il computer utilizzato per lo sviluppo.

In una prima fase la raggiungibilità della scheda è stata verificata mediante il comando `ping`. Successivamente è stata verificata anche la possibilità di stabilire una connessione remota tramite protocollo SSH.

La disponibilità della comunicazione di rete risulta fondamentale perché MATLAB e Simulink utilizzano tale collegamento per comunicare con la Raspberry Pi, trasferire il modello compilato e controllarne l'esecuzione.

4.2 Collegamento della Raspberry Pi a MATLAB

Dopo aver verificato la corretta comunicazione di rete, è stato configurato il collegamento tra MATLAB e la Raspberry Pi.

In MATLAB è possibile creare un oggetto rappresentativo della scheda mediante il comando `raspberrypi`. La sintassi utilizzata è del tipo:

```
r = raspberrypi('IP_RASPBERRY', ...
'USERNAME', ...
'PASSWORD');
```

Listing 4.1: Creazione della connessione tra MATLAB e Raspberry Pi.

Nel listato non vengono riportate le credenziali effettivamente utilizzate durante le prove.

Una volta creata la connessione, la corretta comunicazione può essere verificata eseguendo un comando direttamente sul sistema operativo della Raspberry Pi. Ad esempio:

```
system(r,'hostname')
```

Listing 4.2: Verifica della comunicazione con la Raspberry Pi.

La corretta esecuzione del comando ha permesso di verificare che MATLAB fosse in grado di comunicare con la scheda e di utilizzarla come piattaforma target per l'esecuzione del modello Simulink.

4.3 Riconoscimento dell'interfaccia audio USB

Il sistema utilizza l'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2 come dispositivo di acquisizione dei segnali di tensione e corrente.

Dopo aver collegato l'interfaccia tramite USB alla Raspberry Pi, è stato necessario verificare che il dispositivo fosse correttamente riconosciuto dal sistema operativo e disponibile per l'acquisizione.

La verifica è stata effettuata da MATLAB mediante il comando:

```
a = r.listAudioDevices('capture');
```

Listing 4.3: Ricerca dei dispositivi audio disponibili per l'acquisizione.

Durante le prove, l'interfaccia audio è stata identificata dal sistema come dispositivo:

```
Device: '2,0'
```

Di conseguenza, nel blocco ALSA Audio Capture utilizzato nel modello Simulink è stato impostato:

```
Device name = plughw:2,0
```

Il blocco ALSA Audio Capture permette infatti di accedere ai dispositivi audio gestiti dal sistema ALSA della Raspberry Pi [14, 13].

L'interfaccia Focusrite Scarlett 2i2 viene utilizzata come convertitore analogico-digitale a due canali: un canale è dedicato al segnale proporzionale alla tensione, mentre il secondo è utilizzato per il segnale proporzionale alla corrente.

4.4 Configurazione dell'acquisizione

I segnali analizzati presentano una frequenza fondamentale prossima a 50 Hz. Per l'acquisizione è stata scelta una frequenza di campionamento pari a:

$$f_s = 8000 \text{ Hz}. \tag{4.1}$$

Con tale frequenza di campionamento, un periodo di un segnale a 50 Hz è rappresentato da:

$$N_T = \frac{8000}{50} = 160 \tag{4.2}$$

campioni.

Il numero di campioni acquisiti per ogni frame è stato impostato a:

$$N = 800. \tag{4.3}$$

La durata temporale del singolo frame risulta quindi:

$$T_{\text{frame}} = \frac{800}{8000} = 0.1 \text{ s}. \tag{4.4}$$

Poiché il periodo della componente fondamentale a 50 Hz è pari a 20 ms, ogni frame contiene circa cinque periodi completi del segnale.

I principali parametri impostati nel blocco ALSA Audio Capture sono riportati nella Tabella 4.1.

Tabella 4.1: Configurazione del blocco ALSA Audio Capture.

Parametro	**Valore**
Device name	`plughw:2,0`
Audio sampling frequency	8000 Hz
Samples per frame	800
Number of channels	2
Bit depth	16-bit integer

La scelta di una finestra di 0.1 s permette di disporre di cinque periodi della componente fondamentale per ogni frame, ottenendo un buon compromesso tra stabilità delle grandezze calcolate e frequenza di aggiornamento del sistema.

4.5 Configurazione del solver

Per consentire l'esecuzione del modello sulla Raspberry Pi è stato necessario utilizzare un solver a passo fisso.

Nelle impostazioni di Simulink sono stati quindi utilizzati i parametri riportati nella Tabella 4.2.

Tabella 4.2: Configurazione del solver utilizzato per l'esecuzione real-time.

Parametro	**Impostazione**
Type	Fixed-step
Solver	discrete (no continuous states)
Fixed-step size	1/8000
Stop time	inf

Il passo temporale del modello risulta pertanto:

$$T_s = \frac{1}{8000} = 0.000125 \text{ s}. \tag{4.5}$$

Il valore T_s rappresenta il periodo di campionamento associato ai singoli campioni dei segnali acquisiti. Due campioni consecutivi corrispondono quindi a istanti temporali separati da 0.000125 s.

L'acquisizione viene tuttavia effettuata in modalità frame-based. Ciascun frame contiene 800 campioni e rappresenta pertanto un intervallo temporale pari a:

$$T_{\text{frame}} = 800 T_s = \frac{800}{8000} = 0.1 \,\text{s}. \tag{4.6}$$

Occorre quindi distinguere il periodo di campionamento del singolo campione, pari a 0.000125 s, dalla durata del segnale contenuto in ciascun frame, pari a 0.1 s.

Il solver a passo fisso è stato configurato in coerenza con la frequenza di campionamento impostata. I blocchi che operano in modalità frame-based elaborano invece vettori di 800 campioni, corrispondenti a 0.1 s di segnale.

Durante la configurazione è stato inoltre individuato un blocco Zero-Order Hold ancora impostato con un precedente tempo di campionamento pari a 1/16000 s. Tale valore risultava incompatibile con la frequenza di campionamento utilizzata nel sistema ed è stato quindi modificato impostandolo pari a:

$$T_s = \frac{1}{8000} = 0.000125\,\text{s}. \tag{4.7}$$

4.6 Configurazione delle finestre di elaborazione

La modifica della frequenza di campionamento e della dimensione dei frame ha richiesto anche l'adeguamento dei blocchi utilizzati per l'elaborazione dei segnali.

I blocchi Moving Average utilizzati, ad esempio, per il calcolo dei valori efficaci e delle grandezze medie sono stati configurati con:

Tabella 4.3: Configurazione dei blocchi Moving Average.

Parametro	**Valore**
Window length	800
Overlap length	799

La finestra di elaborazione contiene quindi 800 campioni, corrispondenti a 0.1 s di segnale.

I blocchi Buffer presenti nei rami di tensione, corrente, potenza e analisi fasoriale sono stati invece impostati con:

Tabella 4.4: Configurazione dei blocchi Buffer.

Parametro	**Valore**
Output buffer size per channel	800
Buffer overlap	0

In questo modo l'elaborazione viene effettuata su blocchi di segnale corrispondenti a cinque periodi della componente fondamentale.

Per il ramo dedicato all'analisi armonica è stata invece mantenuta una FFT di 2048 punti. Con una frequenza di campionamento pari a 8000 Hz, la corrispondente risoluzione in frequenza risulta:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N_{\text{FFT}}} = \frac{8000}{2048} \simeq 3.906 \text{ Hz}. \tag{4.8}$$

Tale configurazione permette di analizzare la componente fondamentale e le componenti armoniche presenti nel segnale.

4.7 Installazione delle librerie necessarie

Durante i primi tentativi di compilazione e trasferimento del modello sulla Raspberry Pi sono stati riscontrati alcuni errori dovuti all'assenza di librerie necessarie alla generazione del codice.

Un primo errore riguardava l'assenza del file `gpiod.h`. Il problema è stato risolto installando sulla Raspberry Pi i pacchetti necessari mediante:

```
1    sudo apt update
2    sudo apt install -y gpiod libgpiod-dev
```

Listing 4.4: Installazione delle librerie GPIO necessarie alla compilazione.

Successivamente, durante la compilazione della parte relativa all'acquisizione audio, è stato rilevato un errore dovuto all'assenza del file `alsa/asoundlib.h`.

Sono stati quindi installati i pacchetti ALSA necessari:

```
1    sudo apt update
2    sudo apt install -y libasound2-dev alsa-utils
```

Listing 4.5: Installazione delle librerie ALSA.

Dopo l'installazione delle librerie, la compilazione del modello è stata completata correttamente.

4.8 Configurazione del target hardware in Simulink

Una volta completata la configurazione della Raspberry Pi e verificata la comunicazione con MATLAB, il modello Simulink è stato configurato per l'esecuzione direttamente sulla scheda.

All'interno dei parametri del modello, nella sezione relativa all'implementazione hardware, è stata selezionata la Raspberry Pi come piattaforma target.

La configurazione utilizzata comprende:

Tabella 4.5: Principali parametri per la configurazione della Raspberry Pi come target hardware.

Parametro	**Impostazione**
Hardware board	Raspberry Pi
Device address	indirizzo IP della Raspberry Pi
Username	utente configurato sulla Raspberry Pi

Le credenziali di accesso non vengono riportate nell'elaborato.

Questa configurazione permette a Simulink di generare il codice del modello, trasferirlo sulla Raspberry Pi e avviarne l'esecuzione direttamente sulla piattaforma hardware.

4.9 Esecuzione in modalità Monitor & Tune

Per lo sviluppo e la verifica del sistema è stata utilizzata la modalità Monitor & Tune di Simulink.

In questa modalità il modello viene eseguito direttamente sulla Raspberry Pi, mentre il computer utilizzato per lo sviluppo mantiene una connessione con la scheda.

Ciò permette di:

- osservare durante l'esecuzione i principali segnali del modello;
- visualizzare le grandezze calcolate mediante Scope e Display;
- modificare alcuni parametri senza interrompere completamente l'attività di sviluppo;
- verificare il comportamento del sistema durante l'acquisizione dei segnali reali.

La modalità Monitor & Tune è risultata particolarmente utile durante le fasi di taratura e verifica del sistema, poiché ha consentito di osservare in tempo reale gli effetti delle modifiche applicate ai coefficienti di calibrazione e ai parametri del modello.

4.10 Verifica dell'esecuzione real-time

Al termine della configurazione, il modello è stato eseguito direttamente sulla Raspberry Pi.

Le prove hanno permesso di verificare la corretta acquisizione simultanea dei due canali dell'interfaccia Focusrite Scarlett 2i2 e l'elaborazione in tempo reale delle principali grandezze elettriche.

Durante il funzionamento sono state monitorate, tra le altre, le seguenti grandezze:

- valore efficace della tensione;
- valore efficace della corrente;
- frequenza;
- sfasamento tra tensione e corrente;
- fattore di potenza;
- potenza attiva;
- potenza apparente;
- potenza reattiva.

La corretta esecuzione del modello sulla Raspberry Pi ha quindi permesso di trasformare il sistema inizialmente sviluppato e verificato in Simulink in un prototipo embedded in grado di acquisire ed elaborare in tempo reale i segnali provenienti dalla catena di misura.

La configurazione descritta in questo capitolo costituisce quindi il collegamento tra la strumentazione hardware presentata nel capitolo precedente e il modello Simulink, la cui struttura e i cui algoritmi di elaborazione vengono descritti nel capitolo successivo.

Capitolo 5

Sviluppo del modello Simulink

In questo capitolo viene descritto il modello mostrato in Figura 5.1, sviluppato per l'acquisizione e l'elaborazione in tempo reale dei segnali di tensione e corrente.

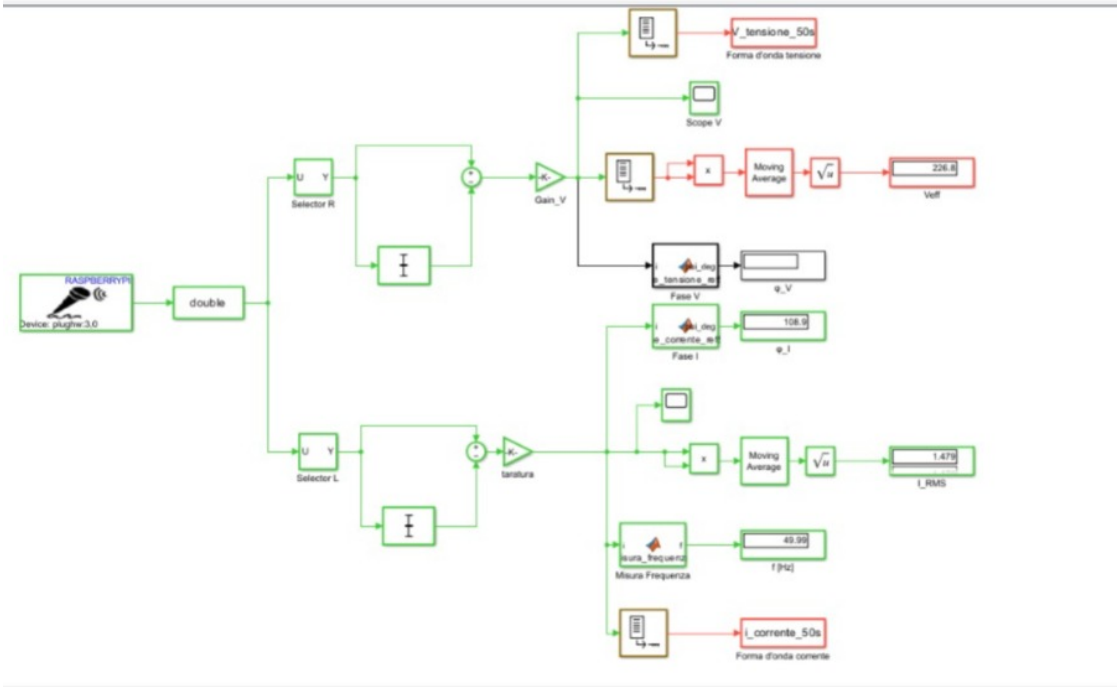


Figura 5.1: Modello Simulink sviluppato per l'acquisizione e l'elaborazione in tempo reale dei segnali di tensione e corrente.

5.1 Impostazioni generali del modello

Il modello è stato configurato per essere eseguito sulla Raspberry Pi 4 utilizzando gli strumenti messi a disposizione da MATLAB e Simulink [3, 17].

La scelta dell'ambiente Simulink deriva anche dalla disponibilità della Raspberry Pi Blockset, che permette di configurare il modello per l'esecuzione sulla piattaforma hardware e di generare automaticamente il codice necessario.

Il modello viene eseguito in modalità *Monitor & Tune*. Questa modalità permette di avviare l'esecuzione sulla Raspberry Pi mantenendo il collegamento con il computer utilizzato per lo sviluppo. In questo modo è possibile monitorare i segnali interni del modello e modificare alcuni parametri durante l'esecuzione.

I principali parametri utilizzati per l'acquisizione sono riportati nella Tabella 5.1.

Tabella 5.1: Parametri principali di acquisizione.

Parametro	**Valore**
Frequenza di campionamento	8000 Hz
Campioni per frame	800
Durata frame	0.1 s
Numero di canali	2
Solver	Fixed-step discrete
Fixed-step size	1/8000 s

5.2 Acquisizione dei segnali

L'acquisizione dei segnali di tensione e corrente viene effettuata mediante l'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2, collegata alla Raspberry Pi tramite interfaccia USB.

I due ingressi della scheda permettono di acquisire simultaneamente i segnali provenienti dai due rami di misura, rispettivamente associati alla tensione e alla corrente.

All'interno del modello Simulink, l'acquisizione viene effettuata mediante il blocco *ALSA Audio Capture*, che consente di accedere all'interfaccia audio attraverso il sistema ALSA disponibile nell'ambiente Linux della Raspberry Pi [14].

La frequenza di campionamento utilizzata è pari a:

$$f_s = 8000\,\text{Hz}. \tag{5.1}$$

Tale valore è ampiamente superiore alla frequenza fondamentale della rete elettrica, pari a circa 50 Hz.

In base al teorema del campionamento, la massima frequenza teoricamente rappresentabile senza aliasing è pari alla frequenza di Nyquist:

$$f_N = \frac{f_s}{2}. \tag{5.2}$$

Nel caso considerato si ottiene:

$$f_N = \frac{8000}{2} = 4000\,\text{Hz}. \tag{5.3}$$

I campioni vengono elaborati dal modello Simulink organizzandoli in frame. Nel sistema sviluppato ciascun frame è costituito da:

$$N = 800 \tag{5.4}$$

campioni.

La durata temporale associata a ciascun frame è pertanto:

$$T_{\text{frame}} = \frac{N}{f_s} = \frac{800}{8000} = 0.1\,\text{s}. \tag{5.5}$$

La frequenza di campionamento di 8000 Hz corrisponde a un intervallo temporale di 0.000125 s tra due campioni consecutivi. Poiché il blocco di acquisizione restituisce i campioni organizzati in frame da 800 elementi, ciascun frame rappresenta invece 0.1 s di segnale.

Le elaborazioni frame-based, come il calcolo dei valori efficaci e delle grandezze medie, vengono pertanto effettuate sui successivi vettori di 800 campioni.

Poiché la frequenza fondamentale della rete è circa 50 Hz, il periodo della componente fondamentale è pari a:

$$T_0 = \frac{1}{50} = 0.02\,\text{s}. \tag{5.6}$$

Ogni frame contiene quindi circa cinque periodi completi della componente fondamentale. Questa scelta consente di disporre di un numero sufficiente di campioni per l'elaborazione delle principali grandezze elettriche, mantenendo allo stesso tempo un aggiornamento periodico dei risultati.

5.3 Separazione dei canali

L'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2 fornisce al blocco di acquisizione un segnale composto da due canali.

Per separare il segnale relativo alla tensione da quello relativo alla corrente vengono utilizzati due blocchi *Selector*. Ogni blocco estrae una colonna del frame acquisito, ottenendo in uscita un vettore di 800 campioni relativo a un singolo canale.

La corretta configurazione dei selettori è fondamentale. Se il segnale a due canali viene inviato direttamente ai blocchi successivi, possono infatti verificarsi errori dimensionali oppure visualizzazioni non corrette all'interno degli Scope.

5.4 Rimozione dell'offset

I segnali acquisiti possono presentare una componente continua, o offset, dovuta ai circuiti di condizionamento, ai sensori o alla catena di acquisizione.

La presenza di tale componente provoca una traslazione verticale della forma d'onda rispetto allo zero e può influenzare le successive operazioni di elaborazione.

Per questo motivo, prima della calibrazione e del calcolo delle principali grandezze

elettriche, viene effettuata una procedura di rimozione dell'offset.

Indicando con $x[n]$ il vettore dei campioni acquisiti all'interno di un frame, viene innanzitutto calcolato il valore medio:

$$\overline{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]. \tag{5.7}$$

Il valore medio viene successivamente sottratto a ciascun campione del segnale:

$$x_0[n] = x[n] - \overline{x}. \tag{5.8}$$

In questo modo il segnale risultante presenta un valore medio prossimo allo zero e contiene principalmente la componente alternata di interesse.

Nel modello Simulink tale operazione viene applicata separatamente ai due canali relativi alla tensione e alla corrente.

La rimozione dell'offset evita che una componente continua indesiderata influenzi il calcolo del valore efficace e le successive elaborazioni effettuate sui segnali acquisiti.

5.5 Calibrazione tramite blocchi Gain

Dopo la rimozione dell'offset, i segnali vengono moltiplicati per opportuni coefficienti di calibrazione.

Poiché il blocco di acquisizione audio non restituisce direttamente valori espressi nelle grandezze fisiche di interesse, i coefficienti vengono determinati sperimentalmente confrontando il valore acquisito con strumenti di riferimento.

Per il ramo corrente si utilizza:

$$G_I = \frac{I_{\text{rms,ref}}}{I_{\text{rms,raw}}}. \tag{5.9}$$

Analogamente, per il ramo tensione:

$$G_V = \frac{V_{\text{rms,ref}}}{V_{\text{rms,raw}}}. \tag{5.10}$$

Dopo l'applicazione dei coefficienti G_I e G_V, i segnali risultano espressi rispettivamente in ampere e volt.

5.6 Calcolo dei valori efficaci

Il valore efficace viene calcolato digitalmente mediante:

$$X_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x^2[n]}. \tag{5.11}$$

Nel modello Simulink questa operazione viene implementata mediante una catena di blocchi costituita da:

$$\textit{Square} \rightarrow \textit{Moving Average} \rightarrow \textit{Sqrt}.$$

A partire dal valore efficace vengono inoltre ricavati il valore di picco e il valore picco-picco, assumendo una forma d'onda sinusoidale:

$$X_p = X_{\text{rms}}\sqrt{2}, \tag{5.12}$$

e:

$$X_{pp} = 2X_{\text{rms}}\sqrt{2}. \tag{5.13}$$

5.7 Misura della frequenza

La frequenza del segnale viene stimata in tempo reale mediante un algoritmo basato sull'individuazione degli attraversamenti positivi dello zero del segnale di tensione.

Tale procedura viene implementata all'interno di un blocco *MATLAB Function* del modello Simulink.

Prima di individuare gli attraversamenti viene rimossa l'eventuale componente continua residua del segnale. Successivamente vengono ricercate le coppie di campioni consecutivi per le quali il segnale passa da un valore negativo a un valore positivo.

Una delle operazioni fondamentali dell'algoritmo consiste nell'individuazione degli attraversamenti positivi dello zero:

```
1    idx_zc = find(v(1:end-1) < 0 & v(2:end) >= 0);
```

Listing 5.1: Individuazione degli attraversamenti positivi dello zero.

L'istruzione precedente individua gli indici dei campioni immediatamente precedenti a un attraversamento positivo dello zero.

La condizione richiede infatti che il campione corrente presenti valore negativo, mentre quello successivo sia maggiore o uguale a zero.

Poiché l'attraversamento dello zero può verificarsi tra due istanti di campionamento, viene utilizzata un'interpolazione lineare per ottenere una stima più accurata dell'istante in cui il segnale assume valore nullo:

```
    t_zc(k) = t1 - v1*(t2 - t1)/(v2 - v1);
```

Listing 5.2: Interpolazione lineare dell'istante di attraversamento.

In questo modo l'istante di attraversamento non viene associato semplicemente al campione più vicino, ma viene stimato all'interno dell'intervallo compreso tra i due campioni consecutivi.

Una volta ottenuti gli istanti degli attraversamenti, i periodi del segnale vengono ricavati calcolando la differenza tra attraversamenti consecutivi:

```
    periodi = diff(t_zc);

    periodi_validi = periodi( ...
    periodi > 0.015 & periodi < 0.025);

    Tmedio = mean(periodi_validi);
    f = 1/Tmedio;
```

Listing 5.3: Calcolo dei periodi validi e della frequenza.

Il controllo sui periodi permette di considerare soltanto valori compresi tra 0.015 s e 0.025 s, escludendo eventuali attraversamenti anomali dovuti al rumore o a disturbi presenti sul segnale.

Tale intervallo comprende il periodo nominale della rete a 50 Hz, pari a circa 0.02 s.

Il periodo medio viene pertanto determinato calcolando la media delle durate dei periodi validi individuati tra attraversamenti positivi consecutivi:

$$T_{\text{medio}} = \text{mean}(t_{k+1} - t_k). \tag{5.14}$$

La frequenza viene quindi ricavata come inverso del periodo medio:

$$f = \frac{1}{T_{\text{medio}}}. \tag{5.15}$$

La procedura adottata non calcola prima le singole frequenze associate ai singoli periodi per poi mediarle, ma determina inizialmente il periodo medio dei cicli validi e successivamente ne calcola l'inverso.

L'impiego dell'interpolazione lineare e del controllo sui periodi validi consente di rendere la misura più stabile e meno sensibile a eventuali attraversamenti dello zero non correttamente individuati.

La procedura descritta in questa sezione riguarda la stima real-time della frequenza effettuata direttamente sul segnale di tensione. Una seconda procedura, esegui-

ta offline sulla componente oscillante della potenza istantanea, viene descritta nella Sezione 5.10.1.

5.8 Misura della fase

La fase della componente fondamentale dei segnali di tensione e corrente viene stimata mediante una proiezione sui riferimenti sinusoidali alla frequenza fondamentale f_0.

Una volta determinata la frequenza del segnale, vengono costruiti due segnali di riferimento, rispettivamente cosinusoidale e sinusoidale:

```
cos_ref = cos(2*pi*f0*t(:));
sin_ref = -sin(2*pi*f0*t(:));
```

Listing 5.4: Generazione dei riferimenti sinusoidali per la stima della fase.

I due riferimenti vengono utilizzati per calcolare le componenti reale e immaginaria associate alla fondamentale del segnale di tensione:

```
ReV = sum(v(:).*cos_ref);
ImV = sum(v(:).*sin_ref);
phiV = atan2(ImV,ReV);
```

Listing 5.5: Calcolo della fase del segnale di tensione.

La stessa procedura viene successivamente applicata al segnale di corrente:

```
ReI = sum(i(:).*cos_ref);
ImI = sum(i(:).*sin_ref);
phiI = atan2(ImI,ReI);
```

Listing 5.6: Calcolo della fase del segnale di corrente.

Le grandezze ReV e ImV rappresentano le componenti ottenute proiettando il segnale di tensione sui due riferimenti sinusoidali.

Analogamente, ReI e ImI rappresentano le corrispondenti componenti del segnale di corrente.

La funzione `atan2` permette quindi di determinare la fase della componente fondamentale dei due segnali mantenendo correttamente l'informazione relativa al quadrante.

Lo sfasamento tra tensione e corrente viene calcolato come differenza tra le due fasi:

```
dphi = phiV - phiI;
dphi = atan2(sin(dphi),cos(dphi));
dphi_deg = dphi*180/pi;
```

Listing 5.7: Calcolo dello sfasamento tra tensione e corrente.

La seconda istruzione permette di riportare automaticamente lo sfasamento nell'intervallo principale compreso tra $-\pi$ e π, evitando valori equivalenti che differiscono di multipli di 2π.

Lo sfasamento viene successivamente convertito da radianti a gradi.

Durante la fase di calibrazione del sistema, utilizzando un carico prevalentemente resistivo, è stato misurato uno sfasamento residuo introdotto dalla catena di acquisizione pari a:

$$\varphi_{\text{offset}} = 27.7913^{\circ}. \tag{5.16}$$

Poiché per un carico resistivo ideale tensione e corrente devono risultare in fase, tale valore viene utilizzato come offset di correzione.

Nel codice MATLAB la compensazione viene eseguita mediante:

```
phi_offset = 27.7913;

dphi_deg = dphi_deg - phi_offset;

dphi_deg = atan2( ...
sind(dphi_deg), ...
cosd(dphi_deg))*180/pi;
```

Listing 5.8: Compensazione dell'offset di fase.

Anche dopo la compensazione, lo sfasamento viene riportato nell'intervallo principale, in modo da ottenere un valore angolare univoco.

A partire dallo sfasamento compensato viene infine calcolato il fattore di potenza:

```
cosphi = cosd(dphi_deg);
```

Listing 5.9: Calcolo del fattore di potenza.

Il valore ottenuto viene successivamente utilizzato per il calcolo della potenza attiva, mentre lo sfasamento viene impiegato anche per la determinazione della potenza reattiva.

5.9 Logging dei segnali

Per consentire una successiva analisi offline, i segnali calibrati vengono salvati nel workspace MATLAB mediante blocchi *To Workspace*.

Prima del salvataggio viene utilizzato un blocco *Unbuffer*, che consente di convertire il segnale organizzato in frame in una sequenza temporale campione per campione.

Per un'acquisizione della durata di 50 s, con una frequenza di campionamento pari a 8000 Hz, il numero totale di campioni acquisiti per ciascun segnale è:

$$N_{\text{tot}} = 8000 \cdot 50 = 400000. \tag{5.17}$$

Il salvataggio dei segnali permette quindi di effettuare, al termine dell'acquisizione real-time, ulteriori elaborazioni mediante MATLAB senza dover ripetere la misura.

I dati registrati vengono utilizzati per verificare le grandezze ottenute durante l'esecuzione del modello e per effettuare ulteriori analisi, tra cui la valutazione della frequenza, dello sfasamento, delle potenze e del contenuto armonico dei segnali.

5.10 Analisi offline mediante MATLAB

Oltre alle elaborazioni eseguite in tempo reale mediante Simulink, i segnali acquisiti vengono salvati e successivamente analizzati mediante script MATLAB.

L'analisi offline permette di verificare i risultati ottenuti dal modello real-time e di ricavare ulteriori informazioni dai segnali registrati.

Nel seguito vengono descritti i blocchi fondamentali degli script utilizzati per l'analisi offline, riportando solamente le istruzioni più significative necessarie a comprenderne il funzionamento.

5.10.1 Analisi statistica della frequenza mediante la potenza istantanea

Per approfondire la valutazione della frequenza è stato sviluppato uno script MATLAB dedicato all'analisi statistica della componente oscillante della potenza istantanea.

La procedura è organizzata nei seguenti blocchi fondamentali:

1. importazione delle serie temporali di tensione e corrente;
2. verifica e allineamento degli assi temporali;
3. pre-elaborazione dei segnali;
4. calcolo della potenza istantanea;
5. estrazione della componente oscillante della potenza;
6. individuazione degli attraversamenti positivi dello zero;
7. calcolo dei periodi e delle frequenze equivalenti;
8. suddivisione dell'acquisizione in intervalli da 10 s;

9. calcolo ed esportazione dei risultati statistici.

Importazione e allineamento temporale

Il file di acquisizione contiene separatamente le serie temporali della tensione e della corrente.

Lo script estrae da ciascuna serie il vettore dei campioni e il relativo asse temporale.

Nel caso considerato, ciascun segnale contiene 400000 campioni acquisiti alla frequenza di 8000 Hz, corrispondenti a una durata complessiva di 50 s.

Prima di effettuare le successive elaborazioni, lo script verifica che i due segnali abbiano durata compatibile e frequenza di campionamento coerente.

Gli assi temporali vengono quindi riportati su una base temporale comune, in modo da assicurare che i campioni di tensione e corrente moltiplicati tra loro siano riferiti agli stessi istanti.

Pre-elaborazione dei segnali

I segnali salvati da Simulink risultano già calibrati ed espressi rispettivamente in volt e ampere.

Lo script effettua comunque una rimozione delle eventuali componenti continue residue:

$$v_0[n] = v[n] - \overline{v}, \tag{5.18}$$

$$i_0[n] = i[n] - \overline{i}. \tag{5.19}$$

La procedura contiene inoltre due coefficienti generali G_V e G_I:

$$v_{\text{cal}}[n] = G_V v_0[n], \tag{5.20}$$

$$i_{\text{cal}}[n] = G_I i_0[n]. \tag{5.21}$$

Poiché i segnali sono già calibrati nel modello Simulink, nell'analisi considerata tali coefficienti possono essere impostati a valore unitario.

La polarità del ramo di corrente viene impostata secondo la convenzione di potenza assorbita positiva.

L'eventuale inversione del segno della corrente non modifica la durata dei periodi della componente oscillante della potenza, ma consente di rappresentare correttamente il verso del flusso di potenza.

Calcolo della potenza istantanea

La potenza istantanea viene calcolata moltiplicando i campioni simultanei di tensione e corrente:

$$p[n] = v_{\text{cal}}[n] i_{\text{cal}}[n]. \tag{5.22}$$

La corrispondente istruzione MATLAB è:

```
potenzaIstantanea = ...
tensioneCalibrata .* correnteCalibrata;
```

Listing 5.10: Calcolo della potenza istantanea.

Considerando due segnali sinusoidali:

$$v(t) = V_p \sin(\omega t + \varphi_v), \tag{5.23}$$

$$i(t) = I_p \sin(\omega t + \varphi_i), \tag{5.24}$$

la potenza istantanea può essere espressa come:

$$p(t) = \frac{V_p I_p}{2} \left[\cos(\varphi_v - \varphi_i) - \cos(2\omega t + \varphi_v + \varphi_i)\right]. \tag{5.25}$$

La potenza contiene quindi una componente media e una componente oscillante alla frequenza doppia rispetto a quella di tensione e corrente:

$$f_p = 2f. \tag{5.26}$$

Per una frequenza di rete prossima a 50 Hz, la componente oscillante della potenza presenta una frequenza prossima a 100 Hz e un periodo di circa:

$$T_p \simeq 10\,\text{ms}. \tag{5.27}$$

Estrazione della componente oscillante

La potenza istantanea presenta una componente media non nulla. Prima di individuare gli attraversamenti dello zero è quindi necessario ricavare la sola componente oscillante. Lo script calcola una media mobile della potenza e la sottrae al segnale originale:

$$p_{\text{osc}}[n] = p[n] - \overline{p}[n]. \tag{5.28}$$

La media mobile utilizzata per stimare la componente lentamente variabile ha una durata pari a 0.5 s.

Tale finestra è molto più lunga del periodo della componente oscillante, pari a circa 10 ms, e consente quindi di separare la componente media dalle oscillazioni prossime a 100 Hz.

Sul segnale risultante viene inoltre applicata una seconda media mobile di breve durata, pari a circa 0.5 ms, con lo scopo di attenuare il rumore ad alta frequenza senza modificare significativamente la posizione temporale degli attraversamenti dello zero.

Individuazione degli attraversamenti dello zero

Gli attraversamenti positivi dello zero vengono individuati cercando le coppie di campioni consecutivi che soddisfano la condizione:

$$p_{\text{osc}}[n] < 0, \qquad p_{\text{osc}}[n+1] \geq 0. \tag{5.29}$$

Nel codice MATLAB l'individuazione preliminare viene effettuata mediante:

```
indiciZC = find( ...
pOscillante(1:end-1) < 0 & ...
pOscillante(2:end) >= 0);
```

Listing 5.11: Individuazione degli attraversamenti positivi della componente oscillante della potenza.

Poiché l'attraversamento può verificarsi tra due campioni consecutivi, il relativo istante viene raffinato mediante interpolazione lineare:

$$t_z = t_n - p_{\text{osc}}[n]\frac{t_{n+1} - t_n}{p_{\text{osc}}[n+1] - p_{\text{osc}}[n]}. \tag{5.30}$$

L'interpolazione permette di ottenere una stima temporale più accurata rispetto alla semplice scelta del campione più vicino allo zero.

Per evitare l'individuazione di più attraversamenti molto ravvicinati dovuti al rumore, lo script impone inoltre una distanza temporale minima tra due attraversamenti consecutivi.

Calcolo dei periodi e delle frequenze

Indicando con t_k e t_{k+1} due attraversamenti positivi consecutivi, il periodo della componente oscillante della potenza viene calcolato come:

$$T_{p,k} = t_{k+1} - t_k. \tag{5.31}$$

La corrispondente frequenza della potenza è:

$$f_{p,k} = \frac{1}{T_{p,k}}. \tag{5.32}$$

Poiché la potenza oscilla a frequenza doppia rispetto alla rete, la frequenza equivalente della rete viene ricavata mediante:

$$f_{\text{rete},k} = \frac{f_{p,k}}{2} = \frac{1}{2T_{p,k}}. \tag{5.33}$$

Per eliminare eventuali attraversamenti anomali dovuti al rumore o alla distorsione della forma d'onda, vengono conservati soltanto i periodi corrispondenti a una frequenza della potenza compresa tra 80 Hz e 120 Hz.

Tale intervallo corrisponde a una frequenza equivalente della rete compresa tra 40 Hz e 60 Hz.

La selezione evita che attraversamenti spuri influenzino il calcolo delle statistiche finali.

Suddivisione in intervalli da dieci secondi

La durata degli intervalli di analisi è stata fissata pari a 10 s, prendendo come riferimento l'intervallo temporale indicato per la misura della *power frequency* dalla norma IEC 61000-4-30, come riportato nel confronto degli standard di misura presentato da Shabbir et al. [11].

Nel presente lavoro tale intervallo viene utilizzato per organizzare statisticamente i risultati ottenuti mediante lo script MATLAB.

La procedura sviluppata non costituisce un'implementazione certificata della norma IEC 61000-4-30, poiché la frequenza equivalente viene ricavata sperimentalmente dalla componente oscillante della potenza istantanea e non direttamente dal segnale di tensione secondo una procedura normativa.

L'acquisizione complessiva di 50 s viene suddivisa dallo script in cinque intervalli consecutivi da 10 s.

Per ciascun intervallo vengono calcolati:

- il numero di periodi validi;
- il periodo medio della componente oscillante della potenza;
- la deviazione standard dei periodi;

- la frequenza equivalente media della rete;
- la deviazione standard delle frequenze equivalenti.

In ogni intervallo sono attesi circa 1000 periodi della componente oscillante della potenza, corrispondenti a circa 500 periodi della tensione e della corrente di rete.

Esportazione dei risultati

Al termine dell'elaborazione, lo script genera una tabella contenente i risultati relativi ai cinque intervalli e una tabella contenente le statistiche complessive dell'acquisizione.

I risultati vengono esportati in un file Excel insieme all'elenco delle durate dei singoli periodi, delle frequenze della potenza e delle corrispondenti frequenze equivalenti della rete.

Lo script genera inoltre i grafici relativi:

- ai segnali di tensione, corrente e potenza istantanea;
- all'individuazione degli attraversamenti positivi dello zero;
- alle statistiche calcolate nei cinque intervalli;
- alla distribuzione complessiva dei periodi e delle frequenze.

I risultati numerici e i grafici ottenuti vengono discussi nel Capitolo dedicato ai risultati sperimentali.

5.10.2 Calcolo offline delle potenze

Poiché le prove considerate sono state effettuate con un carico prevalentemente resistivo e con segnali caratterizzati da una componente fondamentale dominante, il calcolo delle potenze è stato eseguito adottando le relazioni proprie del regime sinusoidale.

Una volta determinati i valori efficaci e lo sfasamento compensato, vengono calcolate le principali grandezze di potenza mediante le seguenti istruzioni:

```
1    S = Vrms * Irms;
2    P = S * cosphi;
3    Q = S * sind(dphi_deg);
```

Listing 5.12: Calcolo delle potenze mediante lo script MATLAB.

La potenza apparente viene ottenuta dal prodotto dei valori efficaci di tensione e corrente:

$$S = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}}. \tag{5.34}$$

La potenza attiva viene ricavata utilizzando il fattore di potenza calcolato a partire dallo sfasamento compensato:

$$P = S \cos \varphi. \tag{5.35}$$

La potenza reattiva viene invece determinata mediante:

$$Q = S \sin \varphi. \tag{5.36}$$

Queste grandezze descrivono rispettivamente la potenza complessiva associata ai valori efficaci, la componente effettivamente convertita in energia utile e la componente associata allo scambio di energia reattiva.

5.10.3 Analisi armonica offline

Per la rappresentazione del contenuto spettrale dei segnali è stata calcolata anche la densità spettrale di potenza, o *Power Spectral Density* (PSD), mediante il metodo di Welch [18].

La procedura è stata applicata separatamente ai segnali calibrati di tensione e corrente. Il metodo suddivide ciascun segnale in segmenti parzialmente sovrapposti, applica una finestra a ogni segmento e calcola la media dei periodogrammi ottenuti. In questo modo si riduce la variabilità locale della stima spettrale rispetto all'impiego diretto di un singolo periodogramma.

Nello script MATLAB è stata utilizzata una finestra di Hann di 4096 campioni, con sovrapposizione del 50% tra segmenti consecutivi. Il numero di punti utilizzato per il calcolo spettrale è stato posto pari a 8192.

La configurazione utilizzata è riportata nel seguente listato:

```
    nwelch = 4096;
    window = hann(nwelch, 'periodic');
    noverlap = nwelch / 2;
    nfft_psd = 8192;

    [Pvv, f_psd] = pwelch( ...
    v, window, noverlap, nfft_psd, Fs, 'onesided');

    [Pii, ~] = pwelch( ...
    i, window, noverlap, nfft_psd, Fs, 'onesided');
```

```
11
12      PSDv_dB = 10 * log10(Pvv + eps);
13      PSDi_dB = 10 * log10(Pii + eps);
```

Listing 5.13: Calcolo della densità spettrale di potenza mediante il metodo di Welch.

La funzione `pwelch` restituisce una stima monolatera della densità spettrale di potenza. Poiché la frequenza di campionamento è pari a 8000 Hz, la banda rappresentata è compresa tra 0 Hz e la frequenza di Nyquist, pari a 4000 Hz.

La PSD della tensione viene espressa in $\mathrm{dB}(\mathrm{V}^2/\mathrm{Hz})$, mentre quella della corrente viene espressa in $\mathrm{dB}(\mathrm{A}^2/\mathrm{Hz})$.

Il metodo di Welch è stato utilizzato esclusivamente per ottenere una rappresentazione grafica più stabile della distribuzione spettrale. Per l'individuazione della componente fondamentale e per il calcolo della distorsione armonica totale sono state invece utilizzate le ampiezze ricavate mediante trasformata discreta di Fourier.

Lo script viene inoltre utilizzato per l'analisi del contenuto armonico dei segnali acquisiti.

A partire dagli spettri di tensione e corrente vengono individuate le ampiezze della componente fondamentale e delle armoniche successive presenti nella banda disponibile.

Una parte significativa del codice utilizzato è riportata di seguito:

```
1       max_harm = 80;
2
3       A1_v = interp1( ...
4       f_half, Av_half, f0, ...
5       'linear', 'extrap');
6
7       A1_i = interp1( ...
8       f_half, Ai_half, f0, ...
9       'linear', 'extrap');
10
11      harm_v = [];
12      harm_i = [];
13
14      for h = 2:max_harm
15
16      fh = h * f0;
17
18      if fh <= max(f_half)
19
20      Av_h = interp1( ...
```

```
    f_half, Av_half, fh, ...
    'linear', 'extrap');

    Ai_h = interp1( ...
    f_half, Ai_half, fh, ...
    'linear', 'extrap');

    harm_v = [harm_v; Av_h];
    harm_i = [harm_i; Ai_h];

    end
    end
```

Listing 5.14: Individuazione delle componenti armoniche.

Il ciclo considera progressivamente le frequenze multiple della fondamentale e mantiene solamente le armoniche comprese nella banda effettivamente disponibile.

Con una frequenza di campionamento pari a 8000 Hz, l'analisi dello spettro è limitata dalla frequenza di Nyquist, pari a 4000 Hz.

Una volta determinate le ampiezze delle armoniche, la distorsione armonica totale viene calcolata mediante:

```
    THD_v = sqrt(sum(harm_v.^2)) / A1_v * 100;
    THD_i = sqrt(sum(harm_i.^2)) / A1_i * 100;
```

Listing 5.15: Calcolo della THD di tensione e corrente.

La THD del segnale di tensione viene quindi calcolata come:

$$\mathrm{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{H} V_h^2}}{V_1} \cdot 100. \tag{5.37}$$

Analogamente, per il segnale di corrente:

$$\mathrm{THD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{H} I_h^2}}{I_1} \cdot 100. \tag{5.38}$$

In questo modo si ottengono due valori percentuali che permettono di valutare il contenuto armonico rispettivamente del segnale di tensione e del segnale di corrente.

La misura ottenuta non ha valore certificativo, ma consente di descrivere qualitativamente il livello di distorsione presente nei segnali acquisiti.

L'analisi MATLAB costituisce quindi uno strumento di verifica complementare rispetto alle elaborazioni effettuate in tempo reale dal modello Simulink.

Capitolo 6

Taratura e calibrazione

In questo capitolo vengono descritte le procedure utilizzate per tarare i due rami di acquisizione e per compensare gli errori di ampiezza e fase introdotti dalla catena di misura.

Nei sistemi di monitoraggio della qualità dell'energia, i trasduttori di tensione e corrente rappresentano elementi particolarmente critici, poiché consentono di convertire grandezze elettriche elevate in segnali di ampiezza ridotta e compatibili con la successiva acquisizione digitale [10].

I coefficienti di calibrazione utilizzati nei due rami non rappresentano costanti caratteristiche dei singoli trasduttori, ma parametri specifici dell'intera catena di misura. Essi dipendono infatti dai sensori, dai circuiti di condizionamento, dalle regolazioni effettuate sui dispositivi e dalle caratteristiche dell'interfaccia di acquisizione.

I coefficienti sono stati pertanto determinati sperimentalmente per la configurazione utilizzata durante le prove. In caso di modifica della resistenza di burden, della regolazione del modulo ZMPT101B, del guadagno degli ingressi dell'interfaccia audio o di altri elementi della catena, sarebbe necessario eseguire una nuova procedura di taratura.

6.1 Taratura del ramo corrente

Il ramo di corrente è costituito dal sensore apribile LEM TOP 90-S10/SP2, dalla resistenza di burden, dall'interfaccia audio e dal modello Simulink.

Il sensore utilizzato presenta una corrente primaria massima pari a 90 A, come riportato sulla targhetta del componente [15]. La resistenza di burden impiegata è pari a:

$$R_{\mathrm{b}} = 5.6\,\Omega. \tag{6.1}$$

La sensibilità teorica considerata per il ramo di corrente è:

$$S_I \simeq 5.6\,\mathrm{mV/A}. \tag{6.2}$$

Durante una prova sperimentale, con una corrente primaria misurata mediante pinza amperometrica pari a 8.23 A, la tensione rilevata ai capi della resistenza di burden è risultata pari a 44.7 mV.

La sensibilità sperimentale risulta quindi:

$$S_{I,\mathrm{exp}} = \frac{44.7 \cdot 10^{-3}}{8.23} = 5.43\,\mathrm{mV/A}. \tag{6.3}$$

Il valore sperimentale risulta coerente con la sensibilità attesa per la catena di misura della corrente.

Il blocco di acquisizione audio, tuttavia, restituisce campioni digitali normalizzati e non direttamente la tensione presente ai capi della resistenza di burden. Per tale motivo, il coefficiente finale utilizzato nel modello Simulink è stato ricavato sperimentalmente confrontando il valore efficace grezzo con quello misurato mediante la pinza amperometrica:

$$G_I = \frac{I_{\mathrm{pinza}}}{I_{\mathrm{raw}}}. \tag{6.4}$$

Dopo l'applicazione del coefficiente mediante un blocco *Gain*, il display del modello fornisce direttamente il valore efficace della corrente espresso in ampere.

6.2 Problema di quantizzazione e scelta dell'interfaccia audio

Durante le prime prove sperimentali è stato riscontrato un problema relativo alla qualità del segnale acquisito mediante la prima interfaccia audio utilizzata nel sistema, una Behringer UCA222.

Osservando la forma d'onda attraverso uno Scope di Simulink, il segnale sinusoidale acquisito presentava un andamento visibilmente quantizzato, caratterizzato da un numero limitato di livelli e da una forma d'onda a gradini.

Il comportamento osservato è mostrato in Figura 6.1.

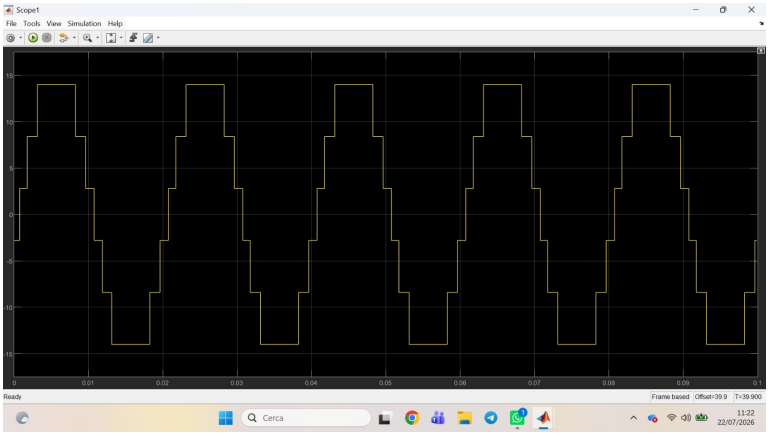


Figura 6.1: Segnale acquisito mediante la prima interfaccia audio utilizzata.

Tale comportamento risultava particolarmente evidente in presenza di segnali analogici di ampiezza ridotta. In queste condizioni, infatti, soltanto una parte limitata dei livelli disponibili per la rappresentazione digitale veniva effettivamente utilizzata, rendendo visibile l'effetto della quantizzazione.

Per individuare l'origine del problema sono state effettuate diverse verifiche, aumentando il livello del segnale analogico in ingresso e controllando le impostazioni del sistema ALSA sulla Raspberry Pi.

È stata inoltre verificata la possibilità di modificare il guadagno di acquisizione mediante `alsamixer`. La Behringer UCA222 non permetteva tuttavia di regolare in maniera adeguata il guadagno direttamente attraverso tale configurazione.

Per questo motivo si è deciso di sostituire la Behringer UCA222 con una Focusrite Scarlett 2i2, dotata di una catena di acquisizione maggiormente adatta ai segnali utilizzati nel sistema di misura.

Ripetendo l'acquisizione mediante la Focusrite Scarlett 2i2, la forma d'onda visualizzata nello Scope è risultata significativamente più regolare, come mostrato in Figura 6.2.

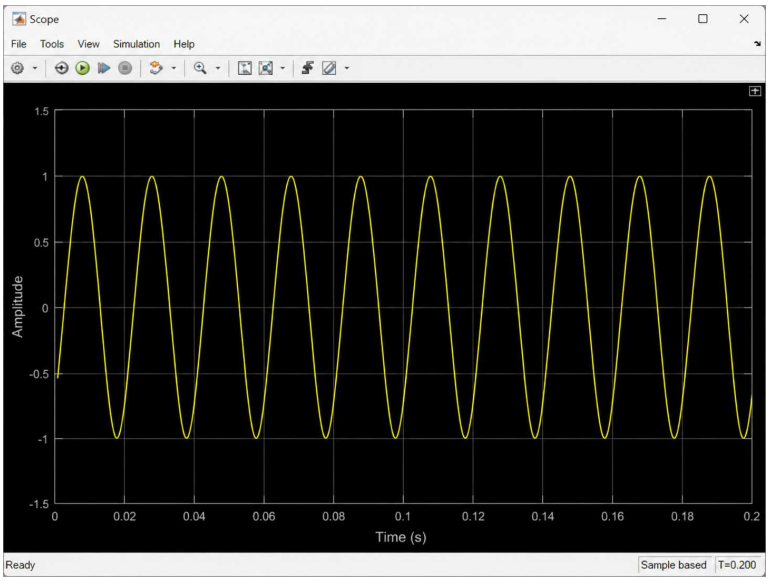


Figura 6.2: Segnale acquisito mediante l'interfaccia Focusrite Scarlett 2i2.

Il confronto tra le Figure 6.1 e 6.2 evidenzia il miglioramento ottenuto con la nuova interfaccia.

Nel primo caso la forma d'onda presenta livelli chiaramente distinguibili e un andamento a gradini, mentre utilizzando la Focusrite Scarlett 2i2 il segnale acquisito presenta un andamento più continuo e regolare.

La sostituzione dell'interfaccia audio ha quindi consentito di migliorare la qualità dei segnali utilizzati nelle successive fasi di elaborazione, riducendo l'evidenza degli effetti di quantizzazione riscontrati durante le prime prove.

6.3 Taratura del ramo tensione

Il ramo di tensione è costituito dal modulo ZMPT101B [16], dall'interfaccia audio e dal modello Simulink.

Il modulo ZMPT101B viene alimentato a 5 V mediante il pin fisico 2 della Raspberry Pi e fornisce in uscita un segnale proporzionale alla tensione applicata al proprio ingresso.

Il rapporto tra la tensione applicata e quella restituita dal modulo dipende dalla regolazione del trimmer e dal circuito elettronico di condizionamento presente sulla scheda. Per tale motivo è stata effettuata una taratura sperimentale dell'intero ramo di tensione.

La taratura è stata eseguita misurando il valore efficace della tensione di rete mediante un multimetro e confrontandolo con il valore efficace grezzo ottenuto in Simulink impostando inizialmente un guadagno unitario.

Il coefficiente di calibrazione viene quindi ricavato come:

$$G_V = \frac{V_{\text{rete}}}{V_{\text{raw}}}. \tag{6.5}$$

In una prova con carico collegato, la tensione misurata mediante multimetro è risultata pari a 224 V. Il coefficiente G_V è stato quindi impostato in modo che il valore efficace visualizzato dal modello coincidesse con quello fornito dallo strumento di riferimento.

Per una tensione efficace pari a 224 V, il corrispondente valore di picco è:

$$V_p = 224\sqrt{2} \simeq 316.8\,\text{V}. \tag{6.6}$$

Il valore picco-picco risulta quindi:

$$V_{pp} = 2V_p \simeq 633.6\,\text{V}. \tag{6.7}$$

6.4 Caratterizzazione del modulo ZMPT101B tramite Moku:Go

A completamento della taratura in ampiezza, è stata effettuata una caratterizzazione sperimentale del modulo ZMPT101B mediante lo strumento multifunzione Moku:Go di Liquid Instruments, utilizzato con le funzioni di generatore di forme d'onda e oscilloscopio [19].

La necessità di tale caratterizzazione deriva principalmente dalla diversa quantità di informazioni disponibili per i due trasduttori impiegati nel sistema.

Per il ramo di corrente, la documentazione tecnica del trasformatore amperometrico

LEM TOP 90-S10/SP2 fornisce informazioni sul comportamento del dispositivo e sullo sfasamento introdotto in funzione della resistenza di burden collegata al secondario.

Per il ramo di tensione, invece, il datasheet del trasformatore ZMPT101B riporta principalmente le caratteristiche del solo elemento magnetico, tra cui un errore di fase dichiarato non superiore a 20 minuti d'arco.

Il dispositivo utilizzato nel sistema comprende però anche un circuito elettronico di condizionamento e un trimmer per la regolazione dell'ampiezza del segnale di uscita. Le caratteristiche del solo trasformatore non sono quindi sufficienti per descrivere completamente il comportamento del modulo.

Lo strumento utilizzato durante la caratterizzazione è mostrato in Figura 6.3.



Figura 6.3: Moku:Go utilizzato per la caratterizzazione sperimentale del modulo ZMPT101B. Immagine tratta dal sito ufficiale di Liquid Instruments [20].

6.4.1 Configurazione della prova

Durante la prova, lo strumento Moku:Go è stato utilizzato contemporaneamente come generatore del segnale di eccitazione e come oscilloscopio per l'acquisizione del segnale restituito dal modulo ZMPT101B.

Il collegamento sperimentale può essere suddiviso in due parti elettricamente distinte:

- il collegamento del generatore al lato di ingresso del modulo ZMPT101B;
- il collegamento del lato di uscita e di alimentazione del modulo all'ingresso di misura del Moku:Go.

Il generatore interno associato all'uscita `Output 2` del Moku:Go è stato configurato per produrre un segnale sinusoidale con frequenza:

$$f_0 = 50\,\text{Hz}, \tag{6.8}$$

ampiezza pari a 10 V picco-picco e componente continua nulla.

Il terminale di segnale dell'uscita `Output 2` è stato collegato a uno dei due morsetti di ingresso del modulo ZMPT101B, mentre il terminale di ritorno del generatore è stato collegato al secondo morsetto.

Il segnale sinusoidale generato è stato quindi applicato direttamente ai morsetti del lato di ingresso del trasformatore presente sul modulo. Durante questa caratterizzazione non è stata applicata la tensione di rete: il modulo è stato eccitato esclusivamente mediante il segnale a bassa tensione prodotto dal Moku:Go.

Il lato di ingresso del modulo e il lato contenente i terminali `VCC`, `GND` e `OUT` risultano galvanicamente separati dal trasformatore ZMPT101B. Il circuito di eccitazione generato dal Moku:Go e il circuito di alimentazione e acquisizione dell'uscita devono pertanto essere considerati come due circuiti distinti.

La sezione elettronica del modulo è stata alimentata mediante una tensione continua pari a:

$$V_{\mathrm{CC}} = 5\,\mathrm{V}. \tag{6.9}$$

Il terminale `VCC` è stato collegato all'alimentazione a 5 V, mentre il terminale `GND` è stato collegato al riferimento della sezione a bassa tensione.

Il terminale `OUT`, sul quale è disponibile il segnale condizionato prodotto dal modulo, è stato collegato all'ingresso fisico `Input 2` del Moku:Go. Il riferimento dell'ingresso `Input 2` è stato collegato al terminale `GND` del modulo.

La corrispondenza dei collegamenti utilizzati durante la prova è riassunta nella Tabella 6.1.

Tabella 6.1: Collegamenti utilizzati per la caratterizzazione del modulo ZMPT101B mediante Moku:Go.

Punto di origine	**Punto di destinazione**	**Funzione**
Moku:Go `Output 2`	Primo morsetto di ingresso dello ZMPT101B	Applicazione del segnale sinusoidale di prova
Ritorno di `Output 2`	Secondo morsetto di ingresso dello ZMPT101B	Chiusura del circuito di eccitazione
Alimentazione 5 V	Pin `VCC` del modulo	Alimentazione del circuito elettronico di condizionamento
Riferimento dell'alimentazione	Pin `GND` del modulo	Riferimento della sezione a bassa tensione
Pin `OUT` del modulo	Moku:Go `Input 2`	Acquisizione del segnale restituito dal modulo
Pin `GND` del modulo	Riferimento di Moku:Go `Input 2`	Riferimento comune per la misura del segnale di uscita

All'interno dell'applicazione Oscilloscope del Moku:Go, la traccia denominata *Channel A* è stata associata all'ingresso fisico `Input 2`. Essa rappresenta quindi il segnale

presente sul terminale `OUT` del modulo ZMPT101B.

La traccia denominata *Channel B* non proveniva invece da un secondo ingresso fisico, ma rappresentava direttamente il segnale interno dell'uscita `Output 2` del generatore Moku. Tale traccia è stata utilizzata come riferimento per il confronto di fase.

Si hanno quindi le seguenti corrispondenze:

$$\text{Channel A} \longrightarrow V_{\text{out,ZMPT}}, \tag{6.10}$$

$$\text{Channel B} \longrightarrow V_{\text{ref,Moku}}. \tag{6.11}$$

Questa configurazione ha permesso di confrontare il segnale sinusoidale impostato sul generatore con quello restituito dal circuito di condizionamento del modulo.

L'ingresso `Input 2` è stato configurato in accoppiamento DC. Tale scelta ha consentito di acquisire anche la componente continua presente sull'uscita del modulo, successivamente separata dalla fondamentale durante l'elaborazione MATLAB.

L'acquisizione è stata effettuata in modalità normale e senza applicare alcuna media interna allo strumento. In questo modo, i file esportati contenevano i campioni delle forme d'onda effettivamente acquisite, senza un'elaborazione preventiva mediante averaging.

Il trigger è stato impostato sul fronte crescente del segnale acquisito mediante `Input 2`. Il trigger ha avuto esclusivamente la funzione di stabilizzare la visualizzazione delle forme d'onda e non è stato utilizzato direttamente per il calcolo dello sfasamento.

La configurazione fisica del collegamento è mostrata in Figura 6.4.

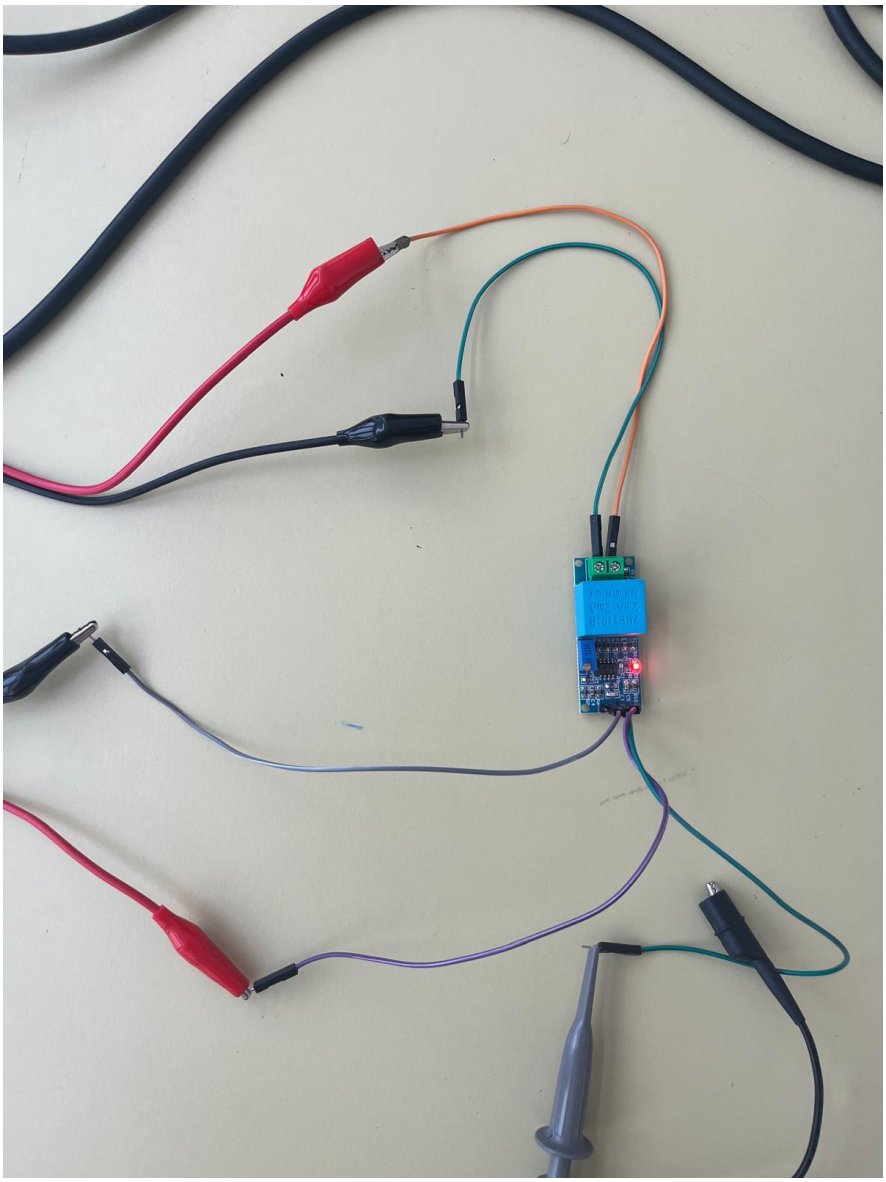


Figura 6.4: Collegamenti realizzati per la caratterizzazione del modulo ZMPT101B. L'uscita `Output 2` del Moku:Go alimenta il lato di ingresso del modulo, mentre il terminale `OUT` viene acquisito mediante `Input 2`.

Lo schema logico della prova può pertanto essere rappresentato dalla seguente successione:

$$\begin{aligned} &\text{Moku:Go Output 2} \longrightarrow \text{ingresso ZMPT101B} \\ &\longrightarrow \text{circuito di condizionamento} \longrightarrow \text{Moku:Go Input 2} \end{aligned} \tag{6.12}$$

L'obiettivo principale della configurazione è stato determinare la differenza di fase tra il riferimento interno del generatore e la componente fondamentale del segnale disponibile all'uscita del modulo.

Il rapporto di ampiezza tra ingresso e uscita non è stato considerato come risultato principale della caratterizzazione, poiché la conversione in ampiezza viene successi-

vamente compensata mediante il coefficiente G_V implementato nel blocco *Gain* del modello Simulink.

6.4.2 Esportazione e pre-elaborazione dei segnali

I dati acquisiti mediante il Moku:Go sono stati esportati in formato CSV ad alta risoluzione e successivamente elaborati mediante MATLAB.

Per ciascuna acquisizione, il file contiene:

- l'asse temporale;
- il segnale presente all'uscita del modulo;
- il segnale di riferimento generato dal Moku:Go.

I segnali grezzi relativi alla prima e alla seconda acquisizione sono mostrati in Figura 6.5.

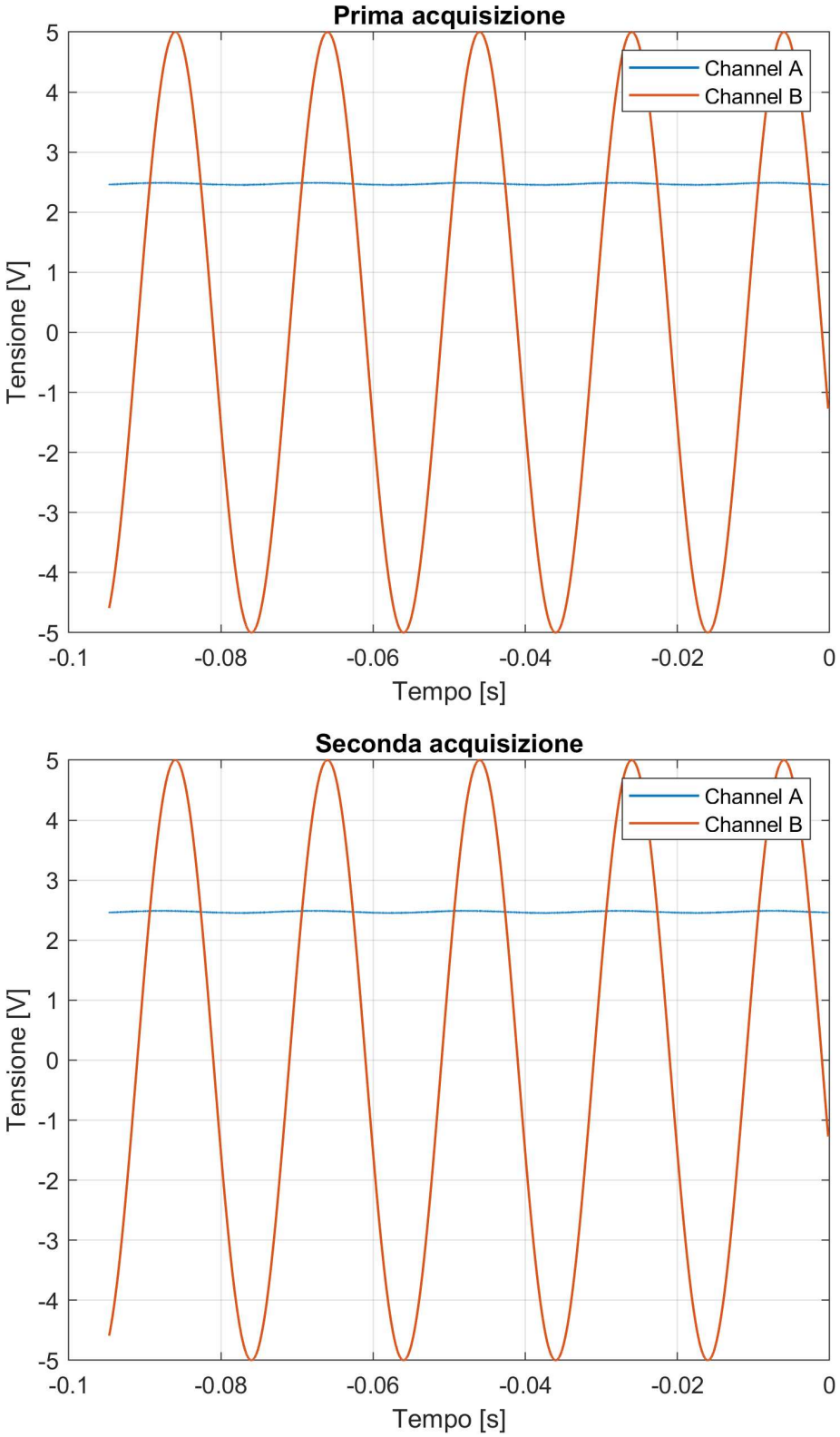


Figura 6.5: Segnali grezzi acquisiti mediante Moku:Go. In alto è riportata la prima acquisizione, mentre in basso è riportata la seconda acquisizione utilizzata per l'analisi del modulo ZMPT101B.

Nei grafici si osserva una marcata differenza di ampiezza tra il segnale di riferimento e quello restituito dal modulo. Tale differenza è coerente con la funzione del modulo

ZMPT101B, che è progettato per operare con tensioni alternate di rete e per fornire in uscita un segnale di ampiezza ridotta, compatibile con la successiva elettronica di condizionamento e acquisizione.

Durante la prova mediante Moku:Go, tuttavia, il modulo non è stato eccitato con una tensione di rete pari a circa 230 V in valore efficace, ma con un segnale sinusoidale di prova a bassa tensione. In particolare, l'ampiezza massima applicabile mediante il generatore del Moku:Go era pari a 10 V picco-picco. Questa scelta ha consentito di effettuare una caratterizzazione controllata e sicura del modulo, ma comporta che le condizioni di prova non coincidano con quelle operative nominali del sensore.

Il segnale in uscita dal modulo presenta inoltre una componente continua dovuta al circuito elettronico di condizionamento presente sulla scheda. Ai fini della determinazione dello sfasamento, non è necessario che i due segnali presentino la stessa ampiezza. È invece necessario separare la componente sinusoidale fondamentale dall'offset e dalle componenti non correlate alla frequenza di prova.

Le eventuali righe non numeriche o incomplete presenti nei file CSV sono state eliminate prima dell'elaborazione. L'offset non è stato rimosso mediante un filtraggio causale, poiché tale operazione avrebbe potuto introdurre un ulteriore errore di fase, ma è stato incluso direttamente nel modello utilizzato per l'adattamento sinusoidale.

Poiché l'ampiezza del segnale applicabile tramite il generatore del Moku:Go è limitata rispetto alla tensione di rete, non è stato possibile verificare sperimentalmente il comportamento del modulo applicando tensioni di ampiezza maggiore. A tensioni più elevate, lo sfasamento introdotto dal trasformatore e dal circuito di condizionamento potrebbe variare. Pertanto, il valore di sfasamento ricavato in questa prova deve essere riferito alle specifiche condizioni sperimentali adottate.

6.4.3 Stima della fase mediante adattamento sinusoidale

Per ciascuno dei due canali è stata stimata la componente fondamentale a 50 Hz mediante un adattamento ai minimi quadrati al modello:

$$x(t) = a\cos(2\pi f_0 t) + b\sin(2\pi f_0 t) + c, \tag{6.13}$$

dove:

- a e b rappresentano i coefficienti della componente sinusoidale alla frequenza f_0;
- c rappresenta la componente continua del segnale;
- $f_0 = 50\,\text{Hz}$ è la frequenza del generatore Moku.

La presenza del termine costante c permette di stimare e separare l'offset senza alterare la fase della componente fondamentale.

A partire dai coefficienti a e b, la fase viene calcolata mediante:

$$\varphi = \text{atan2}(-b, a). \tag{6.14}$$

Lo sfasamento introdotto dal modulo viene quindi definito come:

$$\Delta\varphi_{\text{ZMPT}} = \varphi_{\text{out}} - \varphi_{\text{ref}}, \tag{6.15}$$

dove φ_{ref} rappresenta la fase del segnale di riferimento generato dal Moku:Go, mentre φ_{out} rappresenta la fase del segnale misurato all'uscita del modulo.

Il risultato viene successivamente normalizzato nell'intervallo compreso tra $-180°$ e $+180°$.

Per la sola rappresentazione grafica, le componenti fondamentali stimate sono state ricostruite e normalizzate rispetto alla rispettiva ampiezza massima. Tale normalizzazione non viene impiegata per il calcolo numerico della fase, ma permette di confrontare visivamente la posizione temporale delle due forme d'onda indipendentemente dalla loro differenza di ampiezza.

Il confronto relativo alla prima acquisizione è mostrato in Figura 6.6.

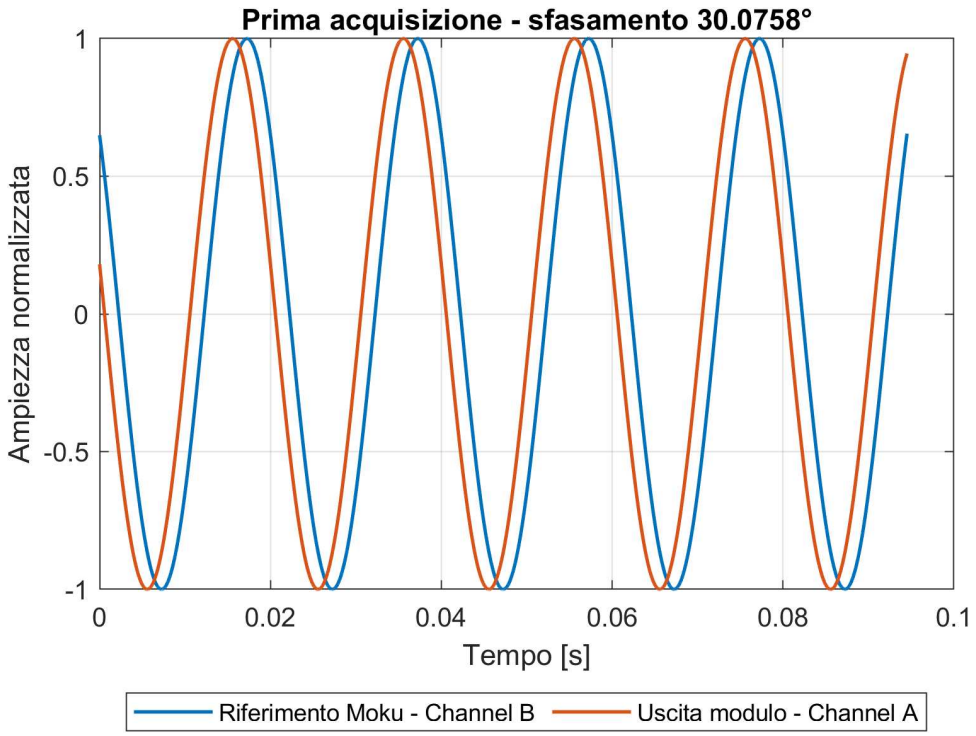


Figura 6.6: Confronto tra le componenti fondamentali stimate del segnale di riferimento e del segnale in uscita dal modulo ZMPT101B nella prima acquisizione. Le ampiezze sono state normalizzate esclusivamente per facilitare il confronto della fase.

Il corrispondente confronto relativo all'ultima acquisizione è riportato in Figura 6.7.

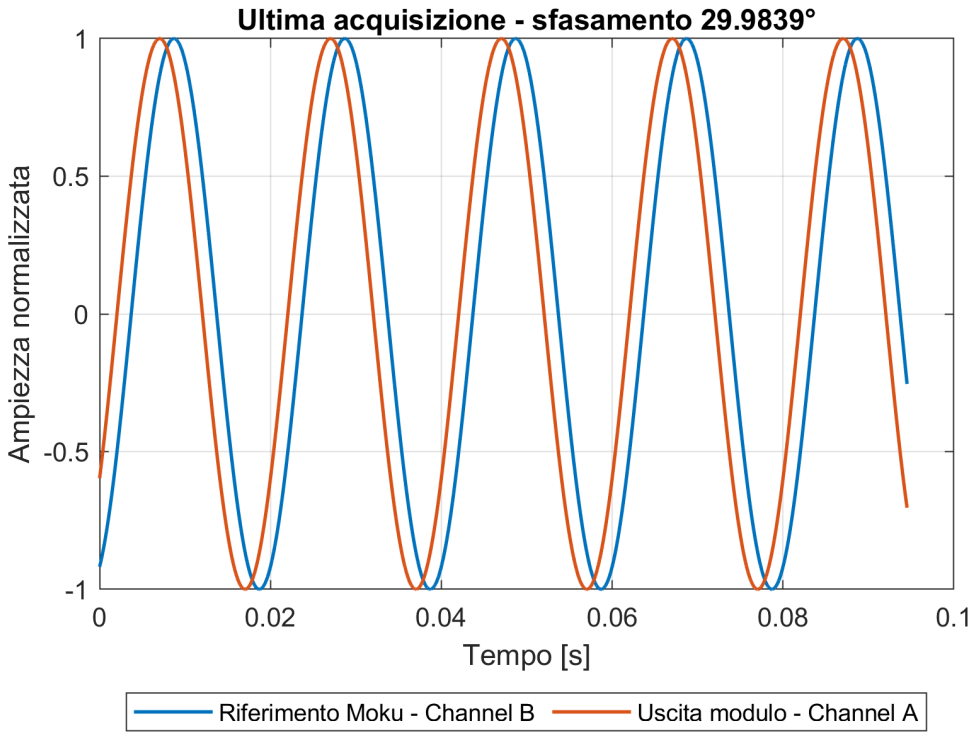


Figura 6.7: Confronto tra le componenti fondamentali stimate del segnale di riferimento e del segnale in uscita dal modulo ZMPT101B nell'ultima acquisizione. Le ampiezze sono state normalizzate esclusivamente per facilitare il confronto della fase.

In entrambe le acquisizioni si osserva una differenza temporale pressoché costante tra le due componenti fondamentali. Tale comportamento risulta coerente con i valori numerici ottenuti mediante l'adattamento sinusoidale, pari rispettivamente a 30.0758° per la prima acquisizione e 29.9839° per l'ultima acquisizione.

6.4.4 Risultati della caratterizzazione

La procedura è stata applicata alla prima e all'ultima acquisizione effettuate durante la sessione di misura.

I risultati ottenuti sono riportati nella Tabella 6.2.

Tabella 6.2: Sfasamento misurato tra il segnale di riferimento e l'uscita del modulo ZMPT101B.

Acquisizione	**Sfasamento** [°]
Prima acquisizione	30.0758
Ultima acquisizione	29.9839

Lo sfasamento medio ottenuto dalle due acquisizioni è risultato pari a:

$$\overline{\Delta\varphi}_{\mathrm{ZMPT}} = 30.0298^\circ. \tag{6.16}$$

La deviazione standard dei due valori misurati è risultata pari a:

$$s_{\Delta\varphi} = 0.0650^\circ. \tag{6.17}$$

Poiché il valore medio è stato ottenuto a partire da due acquisizioni, l'incertezza standard di tipo A associata alla media può essere stimata come:

$$u_A\left(\overline{\Delta\varphi}_{\mathrm{ZMPT}}\right) = \frac{s_{\Delta\varphi}}{\sqrt{n}}. \tag{6.18}$$

Nel caso considerato, con $n = 2$, si ottiene:

$$u_A\left(\overline{\Delta\varphi}_{\mathrm{ZMPT}}\right) = \frac{0.0650^\circ}{\sqrt{2}} \simeq 0.046^\circ. \tag{6.19}$$

La differenza assoluta tra la prima e l'ultima acquisizione è invece:

$$|\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2| = 0.0919^\circ. \tag{6.20}$$

La ridotta differenza tra i risultati evidenzia una buona concordanza tra le due acquisizioni considerate e suggerisce la presenza di uno sfasamento sistematico introdotto dal modulo pari a:

$$\Delta\varphi_{\mathrm{ZMPT}} = (30.0298 \pm 0.046)^\circ. \tag{6.21}$$

Con la convenzione adottata nell'Equazione 6.15, il valore positivo indica che il segnale in uscita dal modulo anticipa il segnale di riferimento.

Le acquisizioni disponibili comprendono tuttavia un numero limitato di periodi del segnale. Il valore ottenuto viene pertanto considerato come una stima sperimentale dello sfasamento sistematico introdotto dal modulo nelle condizioni di prova.

La buona concordanza tra le due acquisizioni consente di valutare la ripetibilità dei risultati ottenuti durante la sessione di misura, ma non permette di formulare conclusioni definitive sulla stabilità dello sfasamento su intervalli temporali estesi.

6.4.5 Relazione con la calibrazione complessiva del sistema

Lo sfasamento $\Delta\varphi_{\mathrm{ZMPT}} = (30.0298 \pm 0.046)^\circ$ caratterizza il solo modulo ZMPT101B nelle condizioni controllate della prova effettuata mediante Moku:Go.

Tale valore non coincide necessariamente con l'offset da applicare direttamente alla

misura finale di fase tra tensione e corrente. Nel sistema completo intervengono infatti anche:

- il trasformatore amperometrico;
- la resistenza di burden;
- il circuito di condizionamento del ramo di tensione;
- i due canali dell'interfaccia audio;
- la catena di acquisizione ed elaborazione digitale.

Per questo motivo, la compensazione finale della fase è stata determinata mediante una prova end-to-end con carico prevalentemente resistivo, descritta nella sezione seguente.

6.5 Calibrazione della fase

Per valutare lo sfasamento complessivamente introdotto dalla catena di misura è stata effettuata una prova utilizzando un carico prevalentemente resistivo.

In condizioni ideali, tensione e corrente assorbita da un carico resistivo sono in fase. Un eventuale sfasamento misurato può quindi essere attribuito principalmente alle non idealità introdotte dai trasduttori, dall'interfaccia audio e dalla catena di acquisizione.

L'offset di fase osservato tra tensione e corrente durante la prova è mostrato in Figura 6.8.

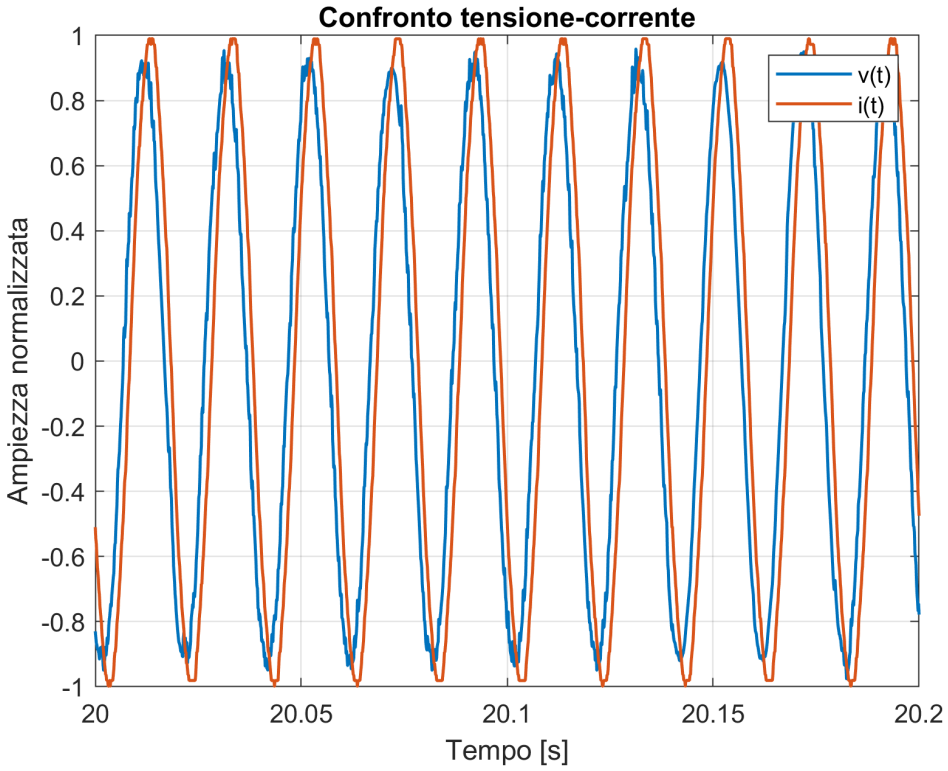


Figura 6.8: Offset di fase misurato tra il segnale di tensione e il segnale di corrente durante la taratura complessiva del sistema.

Dopo aver corretto il verso del canale di corrente, lo sfasamento residuo misurato con il carico prevalentemente resistivo è risultato pari a:

$$\varphi_{\text{offset}} = 27.7913^\circ. \tag{6.22}$$

Questo valore rappresenta l'offset complessivo della catena di misura tensione-corrente nelle specifiche condizioni di prova adottate e viene utilizzato nella successiva analisi MATLAB come coefficiente di compensazione della fase.

A differenza della caratterizzazione del solo modulo ZMPT101B, per la calibrazione complessiva della fase non è stata considerata una serie documentata di misure ripetute indipendenti dell'offset end-to-end. Pertanto non è stata calcolata un'incertezza di tipo A associata a φ_{offset}. Il valore riportato deve quindi essere interpretato come coefficiente sperimentale operativo della specifica configurazione di misura.

La fase compensata viene quindi determinata mediante:

$$\varphi = \varphi_{\text{misurata}} - \varphi_{\text{offset}}. \tag{6.23}$$

Dopo la sottrazione, il risultato viene normalizzato nell'intervallo compreso tra -180° e $+180^\circ$.

È importante osservare che il valore $\varphi_{\text{offset}} = 27.7913^\circ$ non è in contraddizione con lo

sfasamento $\Delta\varphi_{\mathrm{ZMPT}} = (30.0298 \pm 0.046)^\circ$ misurato sul modulo ZMPT101B mediante Moku:Go.

Il primo valore descrive infatti il comportamento complessivo della catena tensione-corrente nelle condizioni operative del sistema, mentre il secondo caratterizza specificamente il solo ramo costituito dal modulo ZMPT101B durante la prova controllata.

La compensazione finale consente di ottenere valori coerenti di fattore di potenza, potenza attiva e potenza reattiva.

6.6 Validazione con carico resistivo

La validazione del sistema è stata effettuata utilizzando come carico una stufa elettrica. Ai fini della prova, è stata ipotizzata la natura prevalentemente resistiva del carico utilizzato.

La scelta di tale carico consente di verificare in maniera diretta la correttezza della misura dello sfasamento tra tensione e corrente dopo la compensazione della fase.

Nel caso di un carico idealmente resistivo, tensione e corrente risultano esattamente in fase. Pertanto, in condizioni ideali, si ha:

$$\varphi = 0^\circ. \tag{6.24}$$

Di conseguenza, per un carico idealmente resistivo, il fattore di potenza assume valore unitario:

$$\cos\varphi = 1. \tag{6.25}$$

In queste condizioni, la potenza attiva coincide con la potenza apparente:

$$P = S, \tag{6.26}$$

mentre la potenza reattiva è nulla:

$$Q = 0. \tag{6.27}$$

Nel caso reale considerato, a causa delle non idealità del carico e della catena di misura, ci si attende invece uno sfasamento compensato prossimo a zero.

Durante la prova, la stufa elettrica è stata collegata alla rete attraverso la catena di misura realizzata.

Il segnale di tensione è stato rilevato mediante il modulo ZMPT101B, mentre la corrente assorbita dal carico è stata misurata mediante il trasformatore amperometrico LEM

TOP 90-S10/SP2.

I segnali provenienti dai due rami di misura sono stati inviati ai due ingressi dell'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2. Quest'ultima, collegata tramite USB alla Raspberry Pi, ha consentito l'acquisizione simultanea dei segnali di tensione e corrente, successivamente elaborati in tempo reale mediante il modello sviluppato in Simulink.

Per verificare la correttezza delle grandezze ottenute dal sistema, le misure sono state confrontate con strumenti di riferimento.

In particolare, il valore efficace della tensione è stato confrontato con quello misurato mediante multimetro, mentre la corrente efficace è stata confrontata con il valore fornito da una pinza amperometrica.

Le Figure 6.9 e 6.10 mostrano il setup sperimentale utilizzato durante le prove con la stufa elettrica.

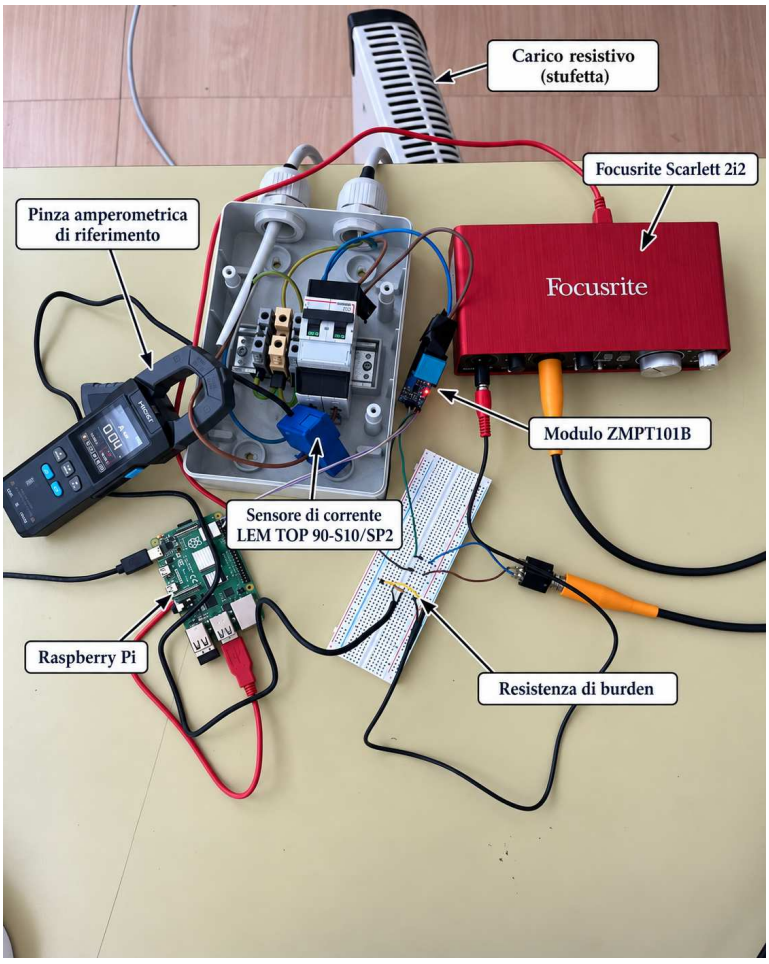


Figura 6.9: Dettaglio del setup sperimentale e della catena di acquisizione utilizzata per la misura dei segnali di tensione e corrente.



Figura 6.10: Ulteriore vista del setup utilizzato per la validazione sperimentale con la stufa elettrica come carico prevalentemente resistivo.

Il confronto tra i valori misurati dagli strumenti di riferimento e quelli ottenuti mediante il sistema sviluppato ha consentito di verificare la correttezza della taratura in ampiezza dei rami di tensione e corrente.

La prova con carico prevalentemente resistivo è risultata inoltre particolarmente utile per verificare la misura della fase.

Dopo l'applicazione della compensazione determinata durante la taratura, la differenza di fase tra tensione e corrente è risultata prossima a zero, in accordo con il comportamento atteso per il carico utilizzato.

La prova ha quindi consentito di verificare complessivamente il corretto funzionamento:

- della catena analogica di misura;
- dell'interfaccia di acquisizione;
- delle procedure di calibrazione;

- dell'algoritmo per la determinazione dello sfasamento;
- del calcolo delle principali grandezze elettriche.

Capitolo 7

Risultati sperimentali

In questo capitolo vengono riportati e discussi i principali risultati sperimentali ottenuti con il sistema di misura realizzato. I dati sono stati acquisiti in tempo reale tramite Simulink e successivamente salvati per l'analisi offline mediante MATLAB.

7.1 Acquisizione dei segnali

Le prove sperimentali sono state effettuate mediante più acquisizioni della durata di 50 s, eseguite variando l'entità del carico resistivo collegato al sistema. Con una frequenza di campionamento pari a 8000 Hz, ciascuna acquisizione contiene:

$$N = 8000 \cdot 50 = 400000 \tag{7.1}$$

campioni per ciascun segnale.

Le diverse acquisizioni sono state utilizzate per verificare il comportamento del sistema in differenti condizioni di carico. Di conseguenza, le rappresentazioni grafiche e i risultati numerici riportati nel presente capitolo non fanno tutti riferimento alla medesima prova.

Le forme d'onda di tensione e corrente e le densità spettrali di potenza riportate nelle sezioni successive fanno riferimento a una prima acquisizione. I principali risultati numerici relativi ai valori efficaci, allo sfasamento, al fattore di potenza e alle potenze sono stati invece ottenuti mediante una seconda acquisizione, effettuata con un valore maggiore della corrente assorbita dal carico.

L'analisi statistica della frequenza ricavata dalla componente oscillante della potenza è stata infine eseguita su un'ulteriore acquisizione della durata di 50 s, dedicata specificamente a tale elaborazione.

I segnali sono stati salvati dopo la rimozione dell'offset e dopo l'applicazione dei coefficienti di calibrazione; essi risultano pertanto direttamente espressi rispettivamente in volt e ampere.

7.2 Forme d'onda

La visualizzazione dei segnali su finestre temporali brevi consente di verificare direttamente la forma d'onda acquisita. Considerando una finestra temporale di 0.2 s e una fre-

quenza di rete prossima a 50 Hz, sono visualizzati circa dieci periodi della componente fondamentale.

La Figura 7.1 mostra l'andamento temporale della tensione acquisita.

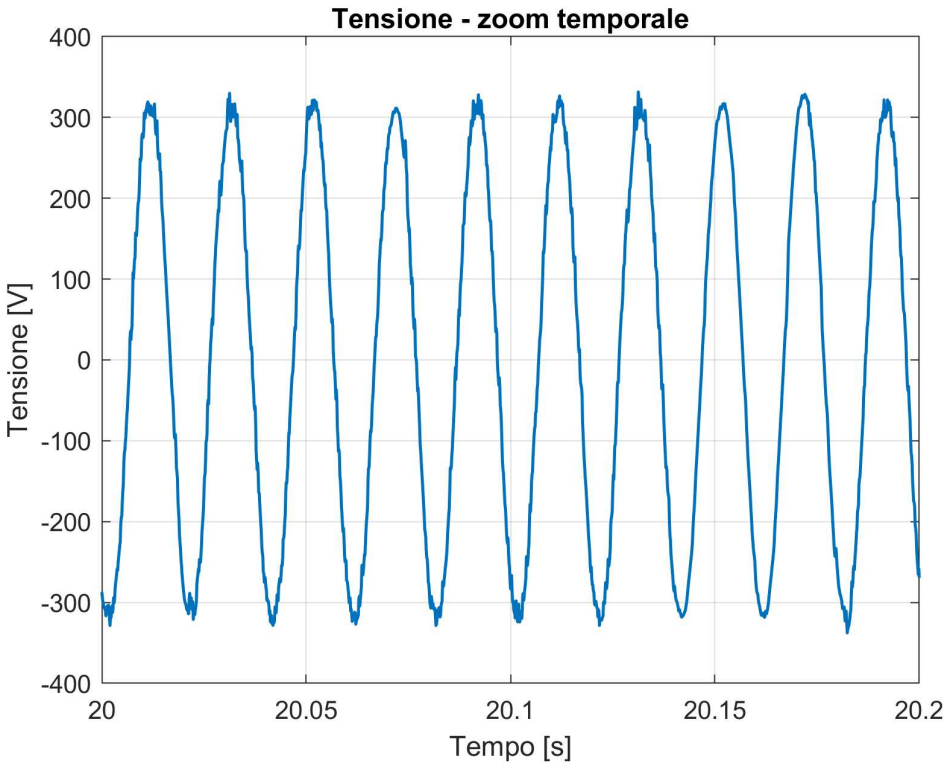


Figura 7.1: Andamento temporale della tensione acquisita su una finestra di 0.2 s.

La tensione presenta un andamento prevalentemente sinusoidale. Le piccole variazioni rispetto alla forma sinusoidale ideale possono essere associate sia alle caratteristiche della tensione di rete sia alla catena di misura utilizzata.

La Figura 7.2 mostra invece l'andamento temporale della corrente acquisita.

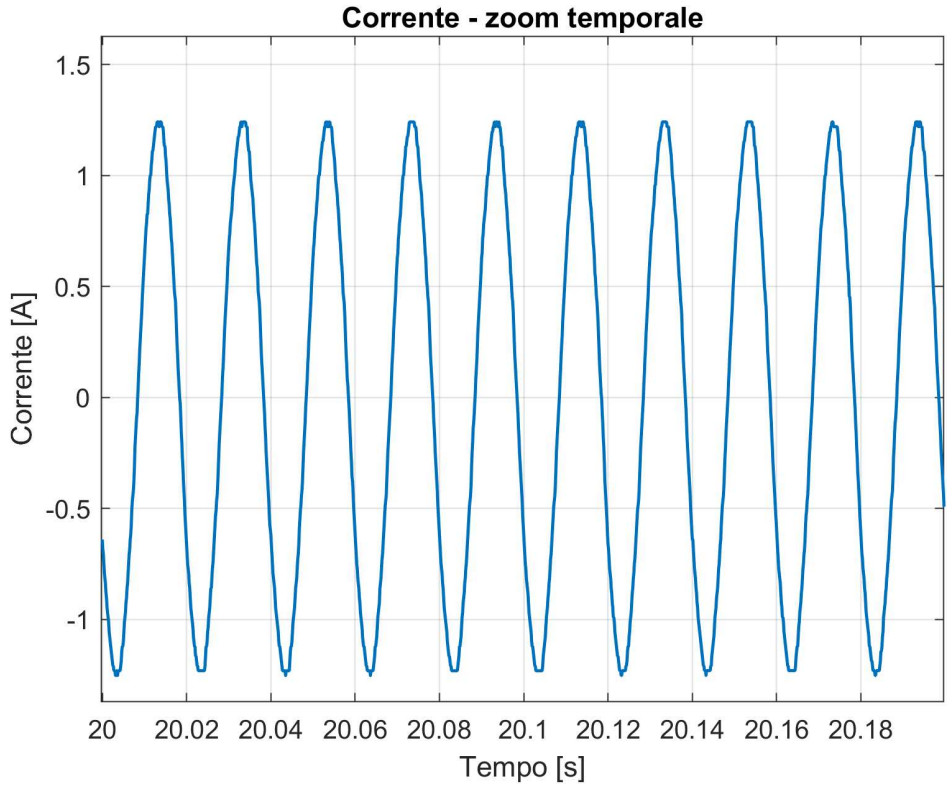


Figura 7.2: Andamento temporale della corrente acquisita su una finestra di 0.2 s.

Anche il segnale di corrente presenta un andamento periodico. Rispetto alle prime prove sperimentali, l'utilizzo dell'interfaccia Focusrite Scarlett 2i2 ha permesso di ottenere una forma d'onda maggiormente regolare e più adatta alle successive elaborazioni.

7.3 Analisi spettrale

Per valutare il contenuto in frequenza dei segnali acquisiti è stata stimata la densità spettrale di potenza, o *Power Spectral Density* (PSD), mediante il metodo di Welch [18].

L'analisi spettrale è stata effettuata sulla stessa acquisizione utilizzata per la rappresentazione delle forme d'onda di tensione e corrente nel dominio del tempo.

Il metodo di Welch suddivide il segnale in segmenti parzialmente sovrapposti, applica a ciascun segmento una finestra e calcola la media dei periodogrammi ottenuti. Rispetto alla rappresentazione diretta della trasformata discreta di Fourier, questa procedura consente di ottenere una stima spettrale meno sensibile alle oscillazioni locali e più adatta alla visualizzazione del contenuto energetico dei segnali.

L'analisi è stata eseguita sull'intera banda disponibile, compresa tra 0 Hz e la frequenza di Nyquist, pari a 4000 Hz, essendo la frequenza di campionamento uguale a 8000 Hz.

La Figura 7.3 mostra la densità spettrale di potenza del segnale di tensione.

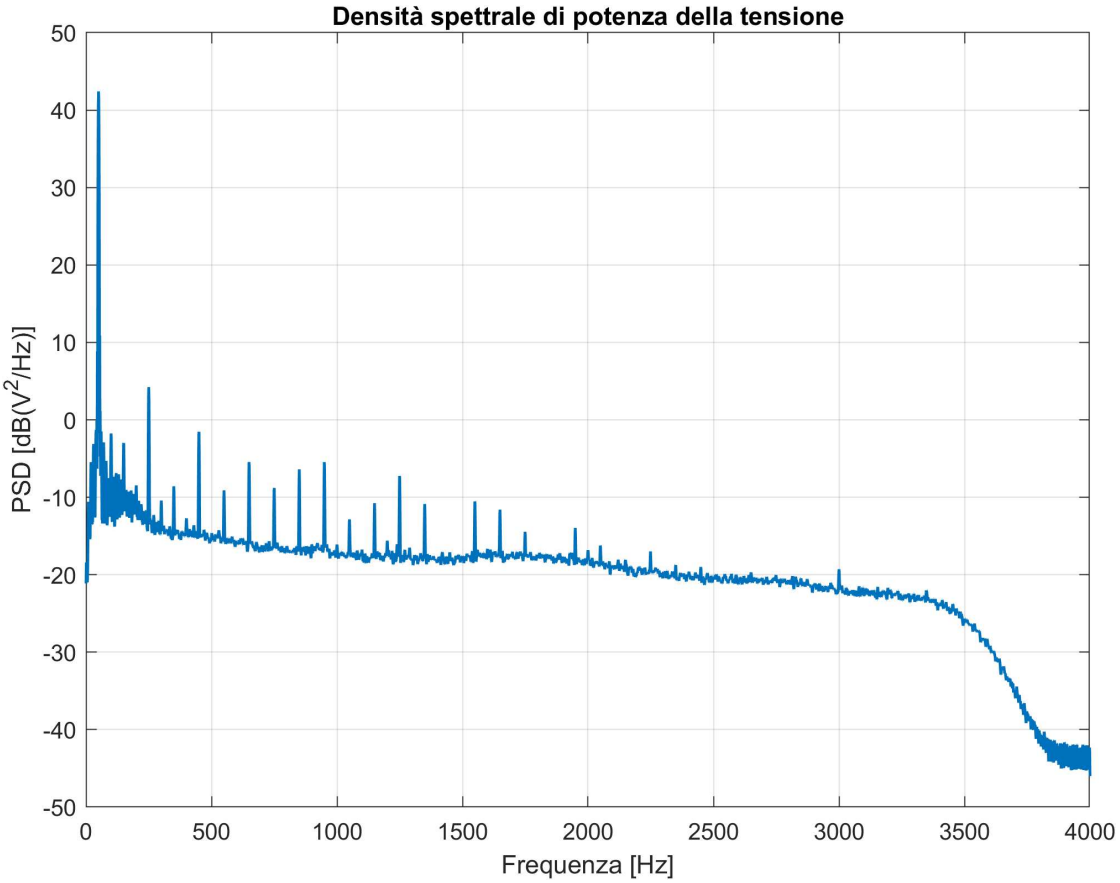


Figura 7.3: Densità spettrale di potenza del segnale di tensione, stimata mediante il metodo di Welch.

Nella rappresentazione è chiaramente individuabile la componente fondamentale in prossimità di 50 Hz. Sono inoltre visibili componenti caratterizzate da un livello spettrale inferiore alle frequenze superiori, riconducibili alla distorsione del segnale e alle caratteristiche complessive della catena di acquisizione. La densità spettrale della tensione è espressa in $\mathrm{dB(V^2/Hz)}$.

Analogamente, la Figura 7.4 riporta la densità spettrale di potenza del segnale di corrente.

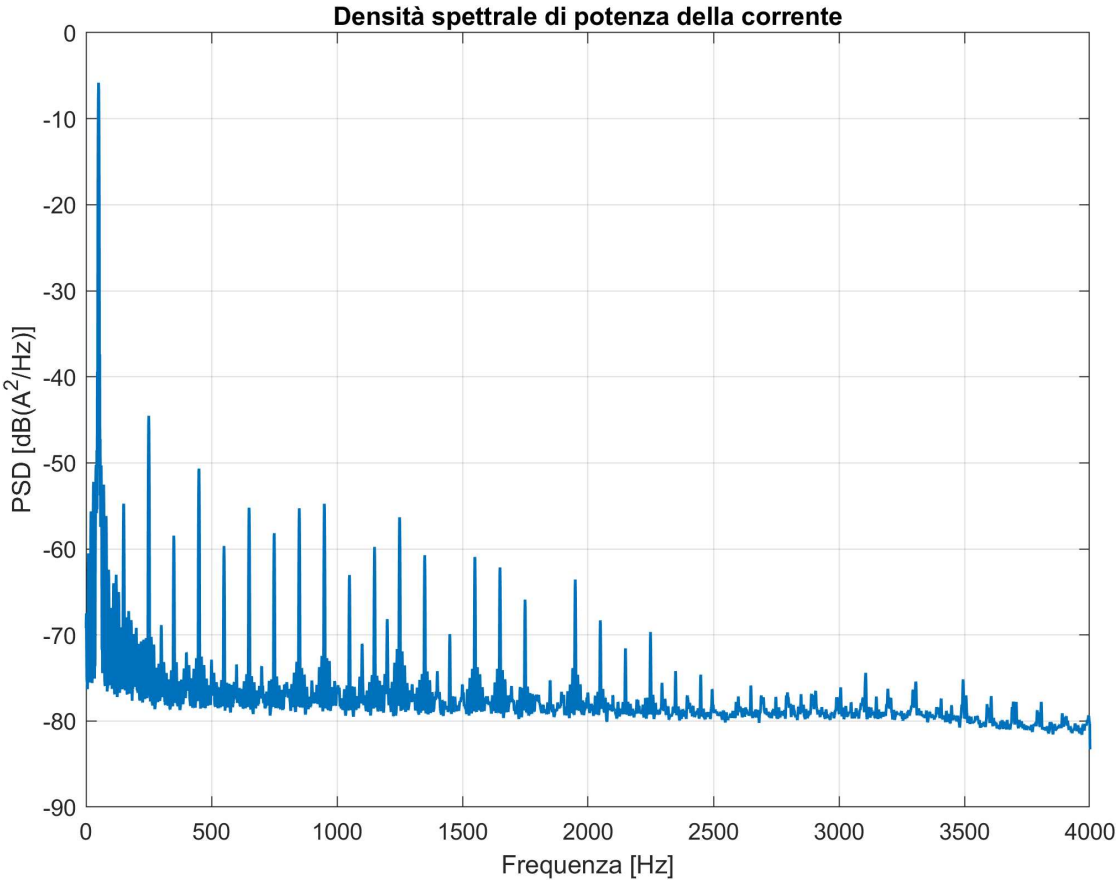


Figura 7.4: Densità spettrale di potenza del segnale di corrente, stimata mediante il metodo di Welch.

Anche nello spettro della corrente è possibile individuare la componente fondamentale prossima a 50 Hz e le componenti presenti alle frequenze superiori. La densità spettrale della corrente è espressa in $\mathrm{dB(A^2/Hz)}$.

La stima mediante il metodo di Welch viene utilizzata per la rappresentazione grafica della distribuzione spettrale. Il calcolo della frequenza fondamentale e della distorsione armonica totale viene invece effettuato a partire dalle ampiezze ottenute tramite trasformata discreta di Fourier, come descritto nelle sezioni successive.

7.4 Valori efficaci

I valori efficaci vengono calcolati sia in tempo reale nel modello Simulink sia offline tramite MATLAB.

Per la prova con carico resistivo collegato, la tensione misurata sul primario del sensore di tensione mediante multimetro di riferimento era pari a 224 V. Dopo la calibrazione del ramo di tensione, il valore efficace visualizzato in Simulink risulta coerente con tale misura.

Analogamente, la corrente efficace viene confrontata con il valore fornito dalla pinza

amperometrica. La coerenza tra i valori ottenuti conferma la validità della taratura del ramo di corrente.

7.5 Analisi della frequenza

La frequenza è stata valutata mediante differenti procedure. Una prima stima viene effettuata direttamente sul segnale di tensione, mediante gli attraversamenti positivi dello zero e mediante l'individuazione del picco principale dello spettro.

A questa elaborazione è stata affiancata un'analisi statistica basata sulla componente oscillante della potenza istantanea, eseguita su un'acquisizione della durata di 50 s.

7.5.1 Stima mediante tensione e FFT

Il metodo degli attraversamenti dello zero applicato alla tensione si basa sul calcolo del periodo medio tra due attraversamenti positivi consecutivi.

L'istante di ciascun attraversamento viene raffinato mediante interpolazione lineare tra i due campioni adiacenti al passaggio per lo zero.

Il periodo medio viene quindi calcolato come media delle durate dei periodi individuati tra attraversamenti positivi consecutivi dello zero.

La frequenza viene successivamente determinata come inverso del periodo medio:

$$f = \frac{1}{\overline{T}}, \tag{7.2}$$

dove $\overline{T}$ rappresenta il periodo medio misurato. La procedura adottata, quindi, non calcola prima le singole frequenze associate ai singoli periodi per poi mediarle, ma determina inizialmente il periodo medio e ne calcola successivamente l'inverso.

Il secondo metodo individua invece il picco spettrale principale nell'intervallo compreso tra 40 Hz e 60 Hz.

Le frequenze ottenute mediante entrambe le procedure risultano prossime alla frequenza nominale della rete elettrica.

7.5.2 Analisi mediante la potenza istantanea

A partire dai segnali calibrati di tensione e corrente, la potenza istantanea viene calcolata campione per campione mediante:

$$p[n] = v[n]i[n]. \tag{7.3}$$

La polarità del ramo di corrente è stata impostata secondo la convenzione di potenza assorbita positiva.

Nel caso di segnali sinusoidali alla frequenza f, la potenza istantanea contiene una componente media e una componente oscillante alla frequenza doppia:

$$f_p = 2f. \tag{7.4}$$

Per una frequenza di rete prossima a 50 Hz, la componente oscillante della potenza presenta quindi una frequenza prossima a 100 Hz e un periodo atteso pari a:

$$T_p \simeq \frac{1}{100} = 10\,\text{ms}. \tag{7.5}$$

La Figura 7.5 mostra un breve intervallo dei segnali utilizzati per l'analisi.

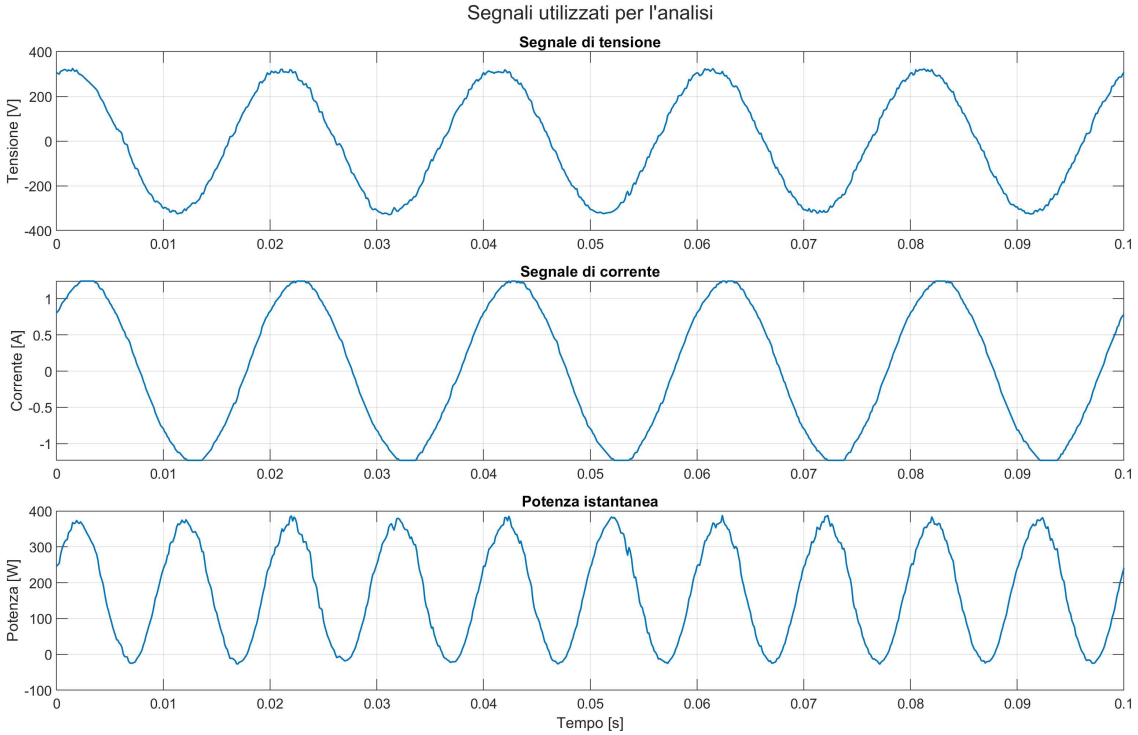


Figura 7.5: Segnali di tensione e corrente acquisiti e corrispondente potenza istantanea. La polarità del ramo di corrente è stata impostata secondo la convenzione di potenza assorbita positiva. La componente oscillante della potenza presenta frequenza doppia rispetto a quella dei segnali di tensione e corrente.

Nell'intervallo rappresentato si osservano circa cinque periodi della tensione e della corrente e circa dieci periodi della potenza istantanea.

7.5.3 Individuazione dei periodi della potenza

La potenza istantanea presenta una componente media non nulla. Per individuare gli attraversamenti dello zero è stata pertanto ricavata la sola componente oscillante mediante:

$$p_{\text{osc}}[n] = p[n] - \overline{p}[n], \tag{7.6}$$

dove $\overline{p}[n]$ è una media mobile lentamente variabile.

Successivamente è stata applicata una breve media mobile per ridurre il rumore presente nella forma d'onda senza modificare significativamente la posizione temporale degli attraversamenti.

Gli attraversamenti positivi dello zero vengono individuati cercando le coppie di campioni per le quali:

$$p_{\text{osc}}[n] < 0, \qquad p_{\text{osc}}[n+1] \geq 0. \tag{7.7}$$

L'istante esatto dell'attraversamento viene stimato mediante interpolazione lineare tra i due campioni.

La Figura 7.6 mostra il risultato della procedura su un intervallo di 0.2 s.

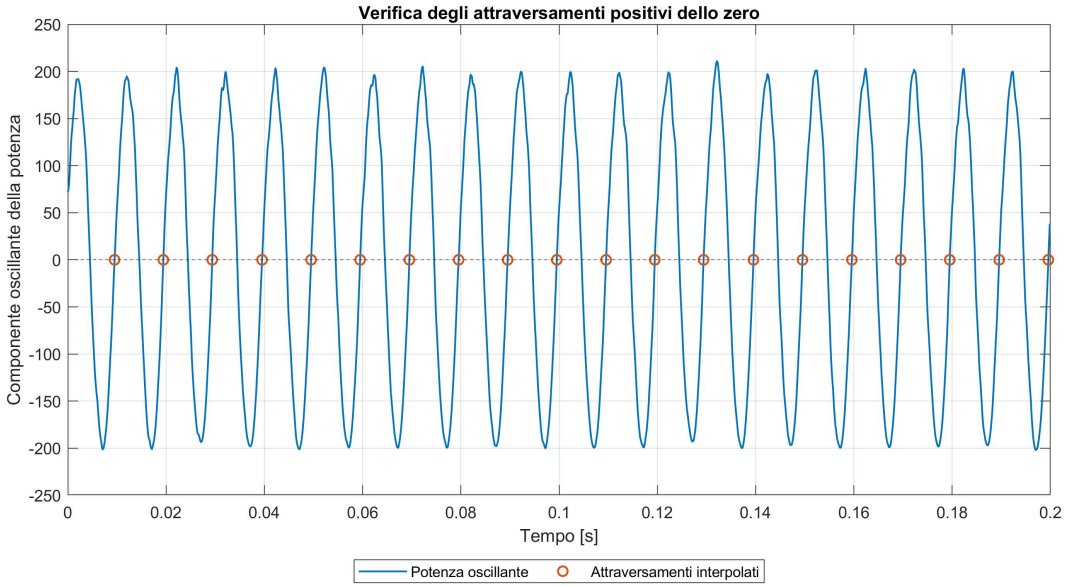


Figura 7.6: Individuazione degli attraversamenti positivi dello zero della componente oscillante della potenza. I marcatori rappresentano gli istanti ottenuti mediante interpolazione lineare.

Come mostrato nella figura, viene individuato un solo attraversamento positivo per ciascun periodo della potenza.

Indicando con t_k e t_{k+1} due attraversamenti positivi consecutivi, la durata del singolo periodo viene calcolata come:

$$T_{p,k} = t_{k+1} - t_k. \tag{7.8}$$

La frequenza della componente oscillante della potenza è:

$$f_{p,k} = \frac{1}{T_{p,k}}. \tag{7.9}$$

La corrispondente frequenza equivalente della rete viene quindi calcolata mediante:

$$f_{\text{rete},k} = \frac{f_{p,k}}{2} = \frac{1}{2T_{p,k}}. \tag{7.10}$$

Sono stati considerati validi soltanto i periodi corrispondenti a una frequenza della potenza compresa tra 80 Hz e 120 Hz, in modo da escludere eventuali attraversamenti anomali dovuti al rumore.

7.5.4 Suddivisione in intervalli da dieci secondi

La durata degli intervalli di analisi è stata fissata pari a 10 s, prendendo come riferimento l'intervallo temporale indicato per la misura della *power frequency* dalla norma IEC 61000-4-30, come riportato nel confronto degli standard di misura presentato da Shabbir et al. [11].

Nel presente lavoro tale intervallo è stato utilizzato per organizzare statisticamente i risultati ottenuti mediante uno script MATLAB sviluppato appositamente per l'elaborazione offline dei segnali acquisiti.

Lo script importa le serie temporali di tensione e corrente, verifica l'allineamento temporale dei due segnali e calcola la potenza istantanea campione per campione secondo la relazione:

$$p[n] = v[n]i[n]. \tag{7.11}$$

Dopo la rimozione della componente media della potenza, vengono individuati gli attraversamenti positivi dello zero della componente oscillante. Gli istanti degli attraversamenti sono raffinati mediante interpolazione lineare e utilizzati per calcolare la durata dei singoli periodi e la corrispondente frequenza equivalente della rete.

La procedura sviluppata non costituisce un'implementazione certificata della norma IEC 61000-4-30, poiché la frequenza equivalente viene ricavata sperimentalmente dalla componente oscillante della potenza istantanea, anziché direttamente dal segnale di tensione secondo una procedura normativa.

L'acquisizione complessiva di 50 s è stata quindi suddivisa dallo script in cinque intervalli consecutivi da 10 s.

Per ogni intervallo sono stati calcolati:

- il numero di periodi validi;

- il periodo medio della potenza;
- la deviazione standard dei periodi;
- la frequenza equivalente media della rete;
- la deviazione standard delle misure di frequenza.

In ciascun intervallo da 10 s sono attesi circa 1000 periodi della componente oscillante della potenza. Essi corrispondono a circa 500 periodi della tensione e della corrente di rete.

I risultati sono riportati nella Tabella 7.1.

Tabella 7.1: Risultati dell'analisi statistica della frequenza negli intervalli da 10 s.

Intervallo	**Periodi**	$\overline{T}_p$ [ms]	σ_{T_p} [µs]	$\overline{f}_{\text{rete}}$ [Hz]	σ_f [Hz]
0–10 s	999	10.005	65.119	49.975	0.323
10–20 s	999	10.005	68.291	49.977	0.341
20–30 s	999	10.005	58.794	49.975	0.295
30–40 s	1000	10.005	52.726	49.977	0.264
40–50 s	999	10.003	45.761	49.987	0.229

Il numero di periodi individuati in ogni intervallo risulta prossimo al valore teorico di 1000. Le piccole differenze dipendono dai periodi incompleti presenti agli estremi dell'acquisizione o in corrispondenza dei limiti tra due intervalli consecutivi.

La Figura 7.7 mostra le singole misure del periodo e della frequenza insieme ai rispettivi valori medi e alle deviazioni standard calcolate nei cinque intervalli.

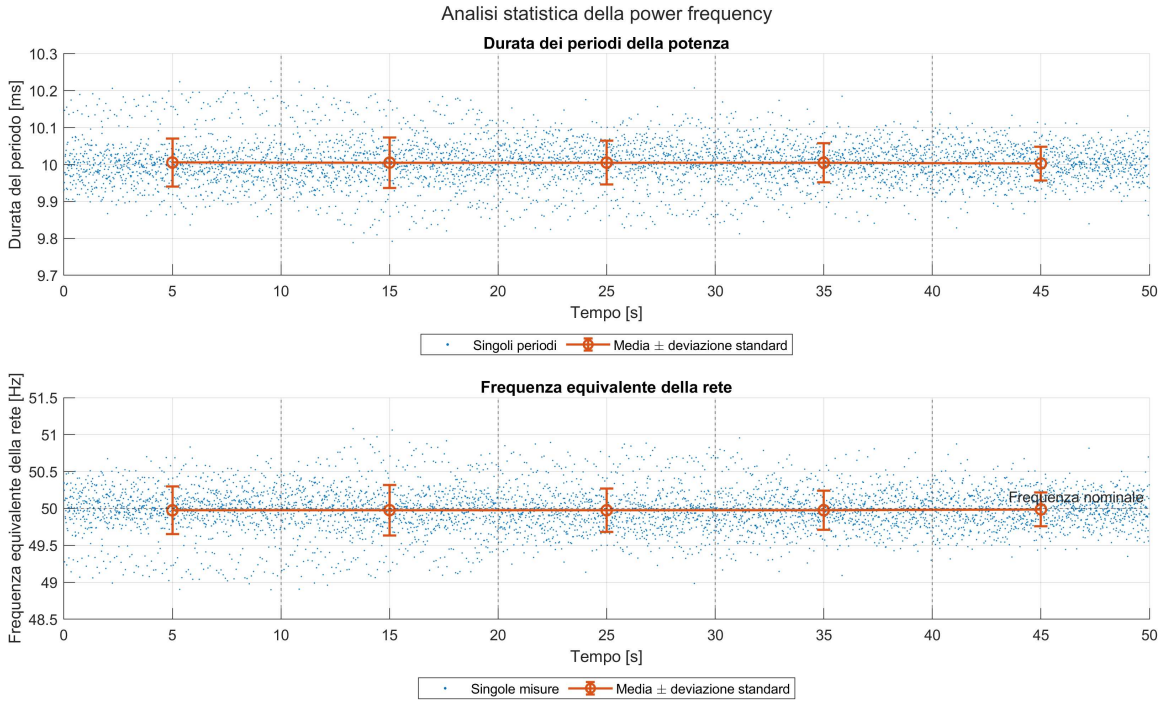


Figura 7.7: Analisi statistica della durata dei periodi della potenza e della frequenza equivalente della rete. I marcatori evidenziati rappresentano la media e la deviazione standard nei cinque intervalli da 10 s.

Le medie delle frequenze equivalenti ottenute nei cinque intervalli sono comprese tra:

$$49.974991\,\text{Hz} \leq \overline{f}_{\text{rete}} \leq 49.986822\,\text{Hz}. \tag{7.12}$$

La variazione tra le medie calcolate nei differenti intervalli risulta quindi contenuta.

7.5.5 Distribuzione complessiva delle misure

Sull'intera acquisizione sono stati individuati complessivamente 4996 periodi validi della componente oscillante della potenza.

Il periodo medio è risultato:

$$\overline{T}_p = 10.005\,\text{ms}, \tag{7.13}$$

con deviazione standard:

$$\sigma_{T_p} = 58.694\,\mu\text{s}. \tag{7.14}$$

La frequenza media della componente oscillante della potenza è risultata pari a:

$$\overline{f}_p = 99.956\,\text{Hz}. \tag{7.15}$$

La media delle frequenze equivalenti della rete calcolate periodo per periodo è risultata:

$$\overline{f}_{\text{rete}} = 49.978\,\text{Hz}, \tag{7.16}$$

con deviazione standard:

$$\sigma_f = 0.293\,\text{Hz}. \tag{7.17}$$

La distribuzione complessiva delle durate e delle frequenze è mostrata in Figura 7.8.

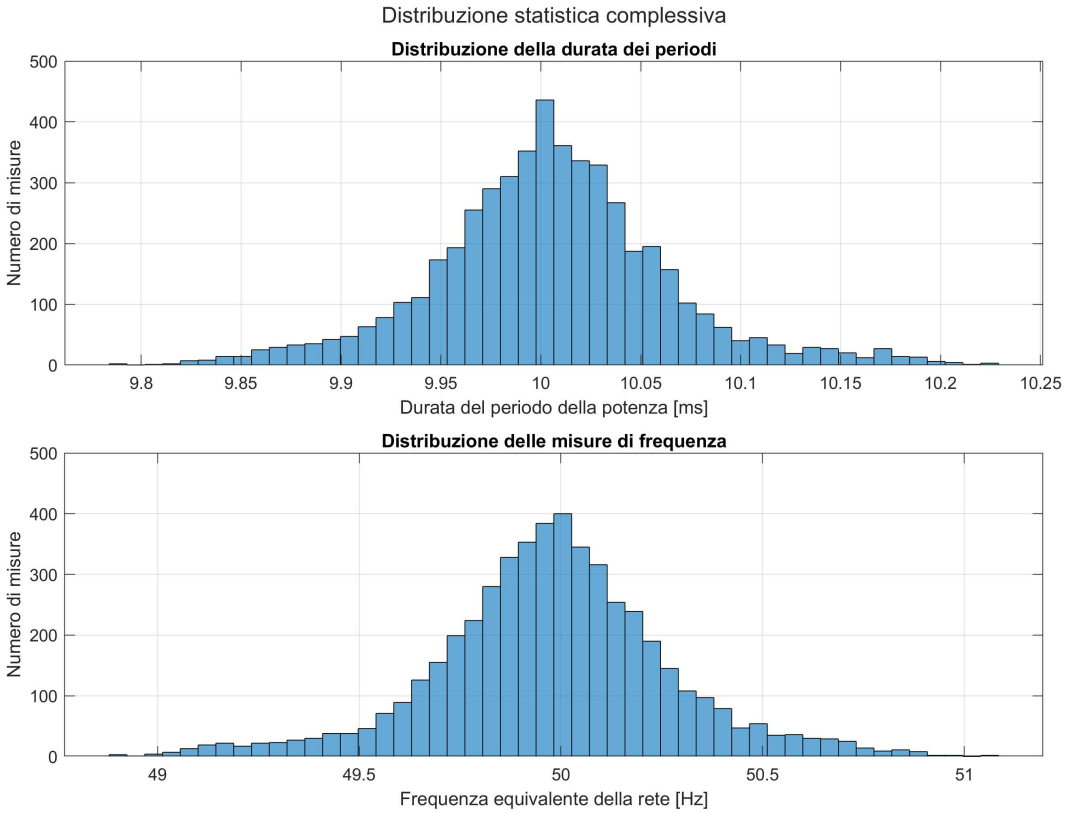


Figura 7.8: Distribuzione statistica complessiva della durata dei periodi della potenza e della corrispondente frequenza equivalente della rete.

Gli istogrammi risultano concentrati intorno a un periodo della potenza pari a circa 10 ms e a una frequenza equivalente della rete prossima a 50 Hz.

La deviazione standard di 0.292971 Hz riguarda la dispersione delle stime effettuate periodo per periodo. Essa non rappresenta esclusivamente una variazione reale della frequenza di rete, ma comprende anche gli effetti del rumore, della distorsione delle forme d'onda, della frequenza di campionamento finita e dell'incertezza associata all'individuazione degli attraversamenti dello zero.

Le medie calcolate su intervalli da 10 s risultano significativamente più stabili rispetto alle singole misure periodo per periodo.

7.6 Fase e fattore di potenza

La fase viene calcolata tramite la proiezione dei segnali sulla componente fondamentale.

Dopo la calibrazione effettuata con carico resistivo, lo sfasamento tensione-corrente risulta prossimo a zero. Di conseguenza, il fattore di potenza risulta prossimo all'unità, come atteso per un carico prevalentemente resistivo.

7.7 Calcolo delle potenze

Nel caso prevalentemente sinusoidale e resistivo considerato durante le prove, le grandezze di potenza sono state determinate a partire dai valori efficaci di tensione e corrente e dallo sfasamento compensato.

La potenza apparente viene calcolata come:

$$S = V_{\mathrm{rms}} I_{\mathrm{rms}}. \tag{7.18}$$

La potenza attiva e la potenza reattiva vengono quindi determinate utilizzando lo sfasamento compensato, ottenuto compensando lo sfasamento introdotto dalla catena di misura:

$$P = S \cos \varphi_{\mathrm{comp}}, \tag{7.19}$$

$$Q = S \sin \varphi_{\mathrm{comp}}. \tag{7.20}$$

Per il carico resistivo analizzato, lo sfasamento compensato risulta prossimo a zero. Di conseguenza, la potenza attiva risulta circa uguale alla potenza apparente, mentre la potenza reattiva assume un valore molto ridotto.

La potenza istantanea può essere calcolata direttamente come prodotto tra i campioni simultanei di tensione e corrente:

$$p[n] = v[n] i[n]. \tag{7.21}$$

Tuttavia, il valore medio di tale prodotto coincide con la potenza attiva stimata mediante il modello fasoriale soltanto dopo aver tenuto conto dello sfasamento introdotto dalla catena di acquisizione. Nel presente lavoro la compensazione è stata applicata alla stima fasoriale dello sfasamento, mentre i campioni utilizzati per la rappresentazione della potenza istantanea non sono stati riallineati temporalmente.

Per questo motivo, i valori finali di potenza attiva e reattiva riportati nella Tabella 7.2 sono stati calcolati mediante lo sfasamento compensato.

7.8 Analisi armonica

L'analisi armonica viene effettuata tramite la trasformata discreta di Fourier dei segnali acquisiti.

Lo script MATLAB calcola una stima della THD considerando le armoniche dalla seconda alla settantanovesima. Tale misura non ha valore certificativo, ma consente di valutare qualitativamente la presenza di componenti armoniche nei segnali acquisiti.

I risultati numerici ottenuti dallo script MATLAB consentono di valutare le principali grandezze elettriche del sistema, tra cui il valore efficace di tensione e corrente, la frequenza, lo sfasamento, la potenza attiva, la potenza apparente, la potenza reattiva e la distorsione armonica totale.

I principali risultati ottenuti dalle diverse acquisizioni sperimentali sono riportati nella Tabella 7.2.

Tabella 7.2: Sintesi dei principali risultati ottenuti nelle diverse acquisizioni sperimentali.

Grandezza	**Valore**
Tensione RMS	227.21 V
Corrente RMS	1.479 A
Frequenza stimata dalla tensione	50.012 Hz
Frequenza equivalente media dalla potenza	49.978 Hz
Periodo medio della potenza	10.005 ms
Sfasamento compensato	0.609°
Fattore di potenza	0.9999
Potenza apparente	336.11 VA
Potenza attiva	336.09 W
Potenza reattiva	3.57 VAR
THD tensione	0.732 %
THD corrente	0.455 %

La tabella raccoglie i risultati ottenuti mediante le diverse acquisizioni sperimentali descritte nel capitolo. I due valori di frequenza derivano inoltre da procedure differenti: il primo è ricavato direttamente dal segnale di tensione, mentre il secondo è ottenuto mediante l'analisi statistica dei periodi della componente oscillante della potenza.

7.9 Salvataggio dei dati

I dati acquisiti vengono salvati in file `.mat`, in modo da poter essere analizzati offline senza la necessità di ripetere l'acquisizione.

Ogni misura viene salvata con un nome differente, ad esempio:

`misura_resistivo_50s.mat`

Il file utilizzato per l'analisi statistica contiene le serie temporali:

`v_tensione_50s`

e:

`i_corrente_50s`.

Ciascuna serie contiene 400000 campioni acquisiti alla frequenza di 8000 Hz, per una durata complessiva di 50 s.

I risultati dell'analisi della *power frequency* vengono inoltre esportati in un file Excel contenente:

- il riepilogo delle statistiche nei cinque intervalli da 10 s;
- la durata e la frequenza associate a ciascun periodo individuato;
- i risultati statistici complessivi dell'acquisizione.

7.10 Validazione in sala server

Al termine delle prove effettuate con carico prevalentemente resistivo, il sistema di misura è stato utilizzato anche in un contesto applicativo reale, eseguendo alcune acquisizioni presso una sala server. L'obiettivo di questa prova è stato verificare il comportamento della catena di misura in presenza di carichi elettronici reali, caratterizzati da un assorbimento non necessariamente sinusoidale e da un possibile contenuto armonico più marcato rispetto al caso resistivo.

Le misure sono state effettuate sulla presa 8 del rack DICEA, monitorata anche dal sistema di supervisione della sala server. La Figura 7.9 mostra il setup sperimentale utilizzato per le acquisizioni e la schermata dell'applicativo di monitoraggio impiegata come riferimento esterno. I valori indicati dal sistema di monitoraggio sono stati considerati come riferimento complessivo per il confronto, poiché le acquisizioni sono state svolte sulla stessa linea e in condizioni operative confrontabili.

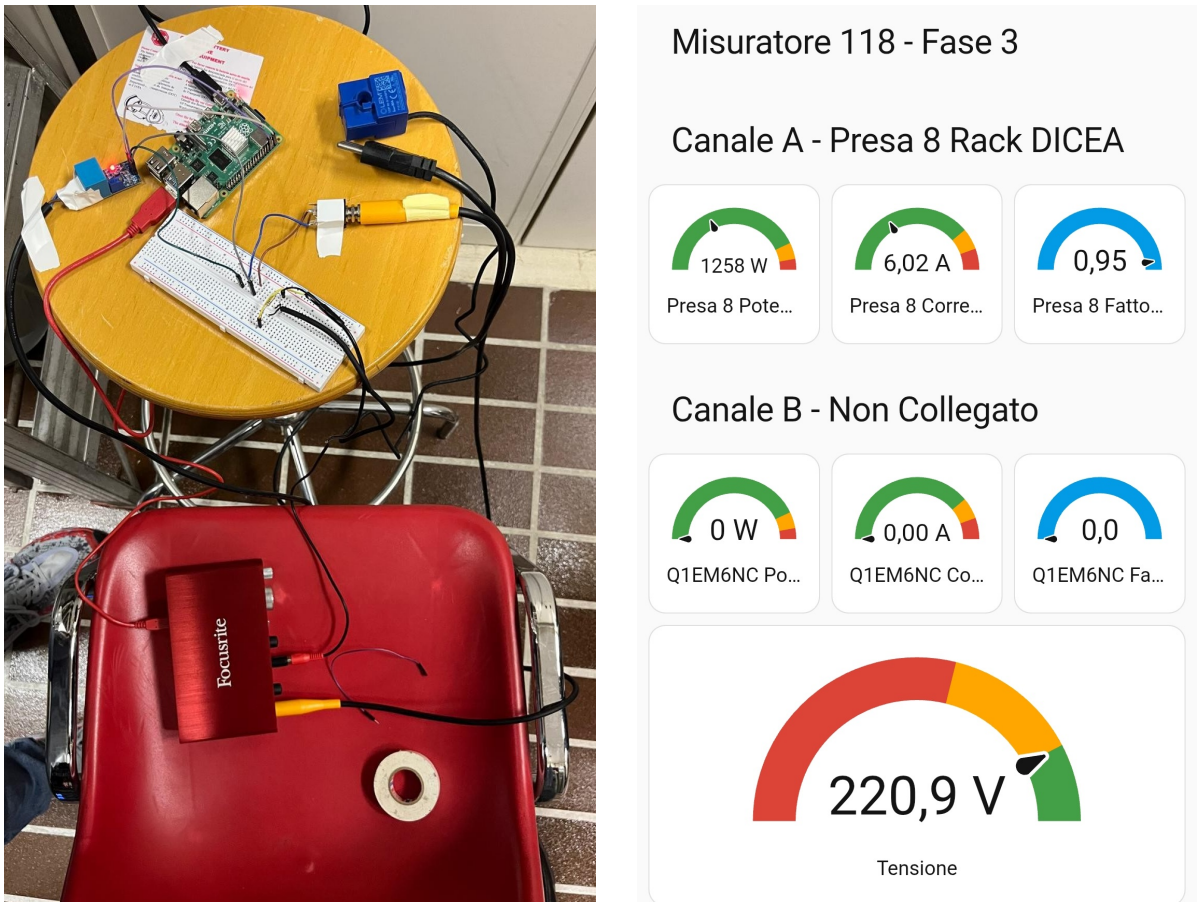


Figura 7.9: Setup sperimentale utilizzato per l'acquisizione dei segnali in sala server e schermata del sistema di monitoraggio utilizzata come riferimento.

La catena di misura impiegata è la stessa descritta nei capitoli precedenti: il segnale di tensione viene acquisito mediante il modulo ZMPT101B, mentre la corrente viene rilevata tramite il sensore LEM TOP 90-S10/SP2 con resistenza di burden. I segnali analogici vengono inviati all'interfaccia Focusrite Scarlett 2i2 e successivamente acquisiti dalla Raspberry Pi, sulla quale viene eseguito il modello Simulink in modalità real-time.

Durante la prova sono state eseguite quattro acquisizioni, denominate `salaserver1.mat`, `salaserver2.mat`, `salaserver3.mat` e `salaserver4.mat`. I segnali acquisiti sono stati analizzati con la stessa procedura utilizzata per le prove precedenti, ricavando i valori efficaci, la frequenza, la fase, le potenze e la distorsione armonica totale. Per rendere omogeneo il confronto tra le acquisizioni, l'analisi armonica è stata eseguita considerando le armoniche dalla seconda alla settantanovesima.

La Tabella 7.3 riporta i risultati numerici ottenuti dalle quattro acquisizioni.

Tabella 7.3: Risultati delle acquisizioni effettuate in sala server.

File	V_{rms} [V]	I_{rms} [A]	f [Hz]	Fase [°]	$\cos\varphi$	P [W]	Q [var]	S [VA]	THD_V [%]	THD_I [%]
salaserver1	219.1393	5.9039	49.9858	-6.2932	0.9940	1285.9737	-141.8175	1293.7699	0.5940	8.6140
salaserver2	219.6156	5.9151	50.0382	-6.2098	0.9941	1291.4186	-140.5158	1299.0407	0.8384	13.5752
salaserver3	218.6124	5.9207	50.0085	-6.2156	0.9941	1286.7247	-140.1369	1294.3334	1.0669	16.5828
salaserver4	219.9199	5.9156	50.0151	-6.3311	0.9939	1293.0294	-143.4613	1300.9636	0.9871	18.2906

Si osserva che, nel caso delle acquisizioni in sala server, il carico non può essere considerato perfettamente sinusoidale. Pertanto, i valori di potenza attiva, potenza reattiva e fattore di potenza riportati devono essere interpretati in relazione al modello di calcolo adottato, basato sui valori efficaci dei segnali e sullo sfasamento della componente fondamentale. Il confronto con il sistema di monitoraggio interno va quindi inteso come una verifica di coerenza complessiva della misura e non come una taratura certificativa dello strumento.

I risultati riportati in Tabella 7.3 mostrano una buona stabilità delle principali grandezze elettriche misurate. La tensione efficace rimane compresa tra circa 218.6 V e 219.9 V, mentre la corrente efficace si mantiene attorno a 5.9 A. Anche la frequenza risulta coerente con il valore nominale della rete, mantenendosi prossima a 50 Hz in tutte le acquisizioni.

Le potenze calcolate risultano confrontabili nelle quattro prove. La potenza attiva si mantiene nell'intervallo compreso tra circa 1286 W e 1293 W, mentre la potenza apparente risulta compresa tra circa 1294 VA e 1301 VA. Il valore di $\cos\varphi$ calcolato dallo script MATLAB risulta circa pari a 0.994 in tutte le acquisizioni, indicando uno sfasamento contenuto della componente fondamentale.

Il confronto con il sistema di monitoraggio della sala server conferma la coerenza complessiva dei risultati. La schermata dell'applicativo riporta una tensione pari a 220.9 V, una corrente pari a 6.02 A, una potenza attiva pari a 1258 W e un fattore di potenza pari a 0.95. Tali valori risultano dello stesso ordine di grandezza e prossimi a quelli ricavati dal sistema sviluppato.

La differenza più evidente riguarda il fattore di potenza: il sistema di monitoraggio della sala server indica un valore pari a 0.95, mentre lo script MATLAB fornisce un valore di $\cos\varphi$ pari a circa 0.994. Questa differenza può essere attribuita al diverso criterio di valutazione. Nel caso dello script MATLAB, infatti, il valore riportato è ricavato principalmente dallo sfasamento della componente fondamentale di tensione e corrente. Il sistema di monitoraggio della sala server, invece, può tenere conto anche degli effetti legati alla distorsione armonica della corrente, tipici dei carichi elettronici presenti in una sala server.

L'andamento temporale dei segnali acquisiti in una delle prove è riportato in Figura 7.10. Dal grafico si osserva che la tensione mantiene un andamento pressoché

sinusoidale, mentre la corrente presenta una forma d'onda maggiormente deformata.

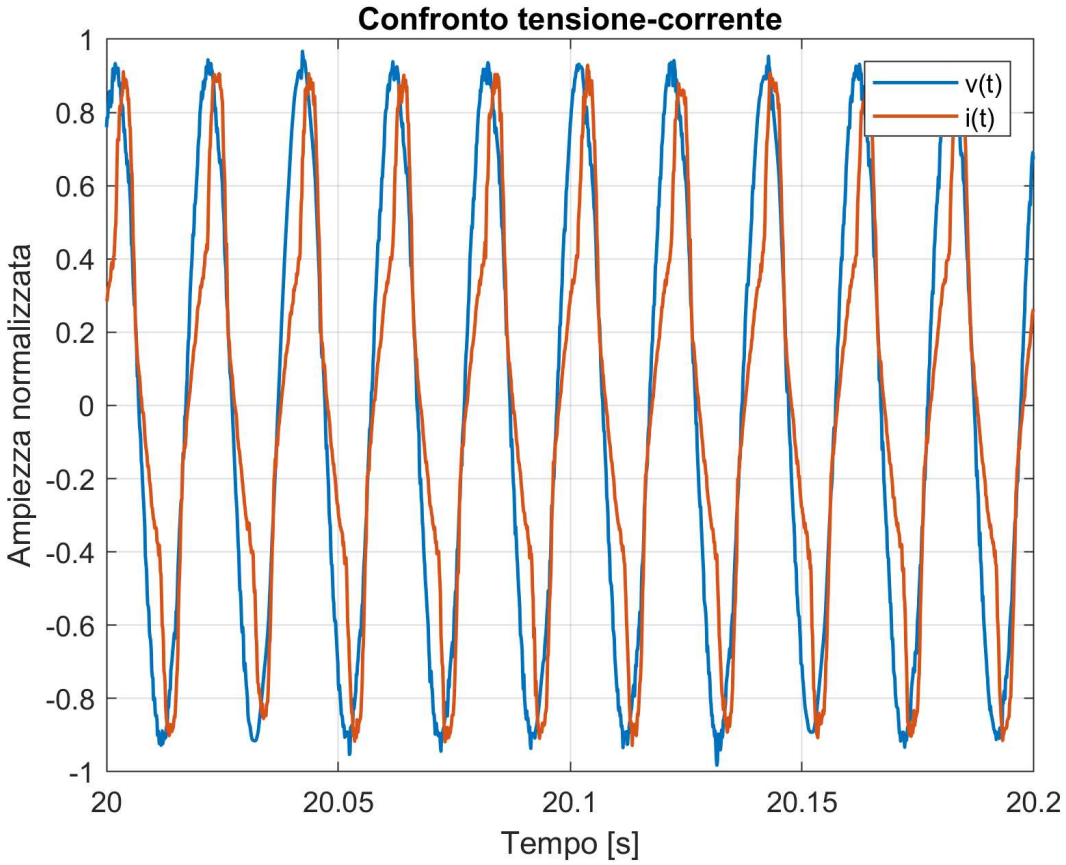


Figura 7.10: Andamento temporale dei segnali di tensione e corrente acquisiti durante una misura in sala server.

Questa osservazione è confermata dall'analisi armonica. La distorsione armonica totale della tensione rimane contenuta, con valori inferiori o prossimi all'1%, mentre la THD della corrente assume valori più elevati e variabili tra le acquisizioni. In particolare, la THD della corrente passa da circa 8.6% nella prima acquisizione fino a circa 18.3% nella quarta acquisizione.

Le Figure 7.11 e 7.12 mostrano rispettivamente la densità spettrale della tensione e della corrente per una delle acquisizioni effettuate.

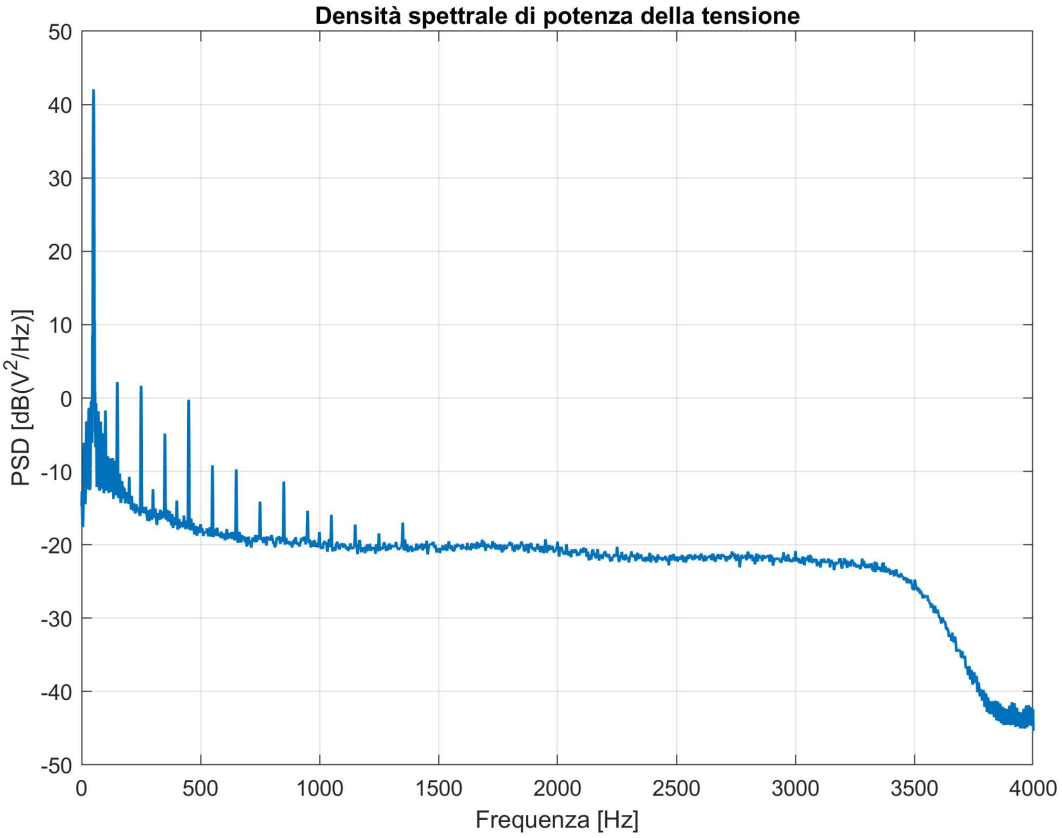


Figura 7.11: Densità spettrale di potenza del segnale di tensione acquisito in sala server.

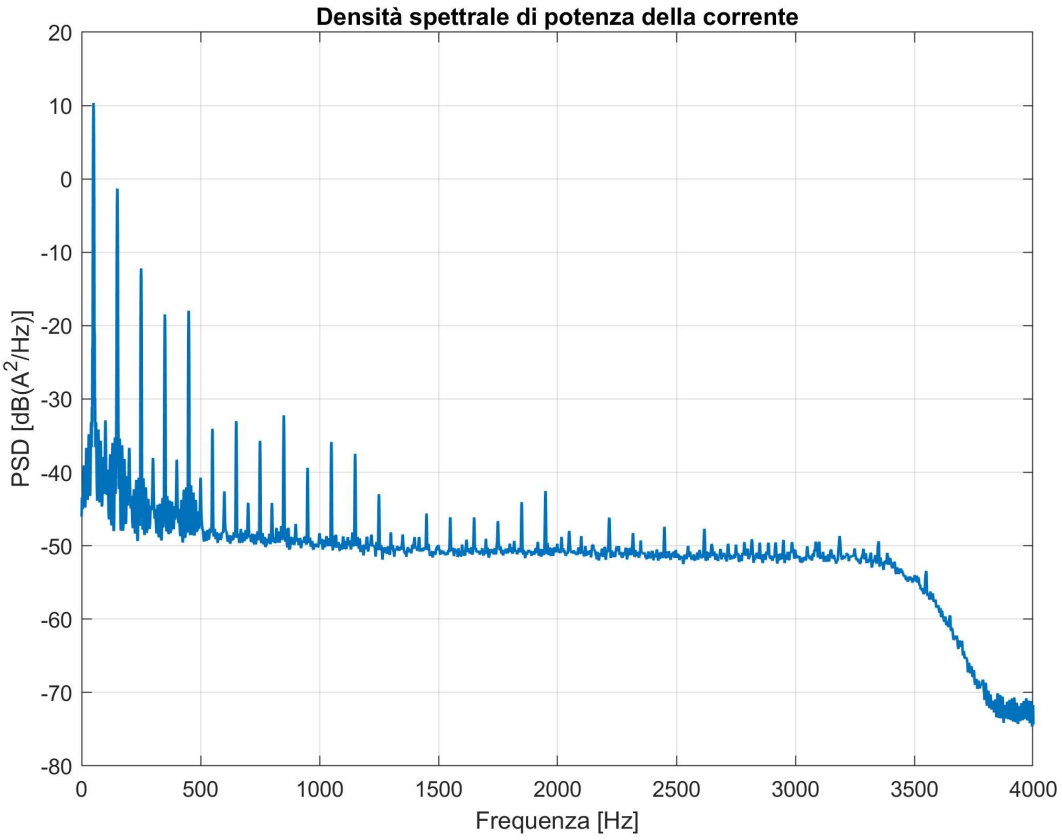


Figura 7.12: Densità spettrale di potenza del segnale di corrente acquisito in sala server.

La maggiore distorsione della corrente è coerente con la natura dei carichi presenti in sala server, costituiti prevalentemente da alimentatori elettronici e dispositivi digitali. Tali carichi possono assorbire corrente con forma d'onda non perfettamente sinusoidale, pur mantenendo valori efficaci e potenza assorbita relativamente stabili nel tempo.

Nel complesso, la prova in sala server ha permesso di validare il sistema in un ambiente reale, diverso dal carico resistivo utilizzato nelle prove di taratura. Le acquisizioni mostrano una buona coerenza dei valori efficaci, della frequenza e delle potenze rispetto al sistema di monitoraggio interno, evidenziando al tempo stesso la capacità dello script MATLAB di mettere in evidenza il contenuto armonico della corrente.

Conclusioni

Nel presente lavoro è stato sviluppato un sistema di misura real-time per grandezze elettriche in regime alternato mediante la Rasp berry Pi, Simulink e interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2.

Il sistema consente di acquisire simultaneamente i segnali proporzionali alla tensione e alla corrente, elaborarli in tempo reale e determinare le principali grandezze elettriche di interesse, tra cui valori efficaci, frequenza, sfasamento, fattore di potenza, potenza attiva, potenza apparente e potenza reattiva. I segnali acquisiti possono inoltre essere registrati e successivamente analizzati mediante MATLAB, consentendo anche lo studio del loro contenuto armonico.

Una parte significativa dell'attività ha riguardato la configurazione della Raspberry Pi 4 Model B e dell'ambiente MATLAB/Simulink per permettere l'esecuzione real-time del modello. Sono stati configurati il collegamento tra MATLAB e la Raspberry Pi, l'interfaccia audio USB, i parametri di campionamento, il solver e le finestre di elaborazione necessarie al corretto funzionamento del sistema.

La realizzazione della catena di misura ha richiesto inoltre la taratura di due distinti rami di acquisizione. La corrente è stata misurata mediante il trasformatore amperometrico LEM TOP 90-S10/SP2 con opportuna resistenza di burden, mentre per la tensione è stato utilizzato un modulo basato sul trasformatore ZMPT101B.

Particolare attenzione è stata dedicata al ramo di tensione. Le informazioni fornite dal datasheet non risultavano infatti sufficienti a descrivere con precisione il comportamento dell'intero modulo utilizzato, poiché sulla scheda sono presenti anche il circuito di condizionamento e il trimmer di regolazione. Per questo motivo è stata effettuata una caratterizzazione sperimentale mediante lo strumento Moku:Go, che ha permesso di analizzare il rapporto tra il segnale applicato e quello restituito dal modulo, l'eventuale offset e lo sfasamento introdotto nelle condizioni di prova considerate.

Durante lo sviluppo sono state affrontate diverse problematiche sperimentali, tra cui gli effetti di quantizzazione riscontrati con la prima interfaccia audio, la presenza di una componente continua nei segnali acquisiti e lo sfasamento introdotto dai diversi elementi della catena di misura. La sostituzione dell'interfaccia iniziale con la Focusrite Scarlett 2i2, la rimozione dell'offset e l'introduzione di opportuni coefficienti di calibrazione e compensazione hanno permesso di migliorare la qualità dei segnali acquisiti e l'affidabilità delle grandezze calcolate.

La validazione mediante una stufa elettrica utilizzata come carico prevalentemente resistivo ha consentito di verificare il comportamento complessivo del sistema e, in particolare, la correttezza della misura dello sfasamento tra tensione e corrente dopo

l'applicazione della compensazione determinata durante la fase di taratura. In tale condizione, essendo il carico quasi puramente resistivo, ci si attende uno sfasamento ridotto tra tensione e corrente; il risultato ottenuto ha quindi fornito un primo riscontro sulla coerenza della catena di misura.

Il sistema è stato inoltre verificato in un contesto applicativo reale mediante acquisizioni effettuate in sala server. Le misure sono state confrontate con i valori forniti dal sistema di monitoraggio interno, utilizzato come riferimento esterno per la presa analizzata. Il confronto ha mostrato una buona coerenza dei valori di tensione, corrente e potenza attiva, confermando la validità complessiva della catena di misura sviluppata anche al di fuori delle condizioni controllate di laboratorio.

Le acquisizioni in sala server hanno evidenziato un comportamento diverso rispetto alla prova con carico prevalentemente resistivo. In particolare, la tensione ha mantenuto un andamento pressoché sinusoidale e una distorsione armonica contenuta, mentre la corrente ha mostrato una maggiore deformazione e valori di THD più elevati. Tale comportamento è coerente con la presenza di carichi elettronici, alimentatori switching e dispositivi digitali, tipici di un ambiente server.

Dal punto di vista metrologico, il lavoro svolto ha evidenziato l'importanza di considerare il sistema non come una semplice acquisizione di segnali, ma come una catena di misura completa. Ogni elemento, dai sensori all'interfaccia di acquisizione, fino all'elaborazione digitale, può infatti introdurre errori di ampiezza, offset o fase. La taratura sperimentale dei rami di tensione e corrente, la caratterizzazione del modulo ZMPT101B e la compensazione end-to-end della fase hanno permesso di individuare e ridurre gli errori sistematici principali.

Il sistema sviluppato costituisce quindi un prototipo completo di acquisizione ed elaborazione real-time, nel quale la piattaforma Raspberry Pi e l'ambiente MATLAB/Simulink vengono integrati con una catena di misura analogica e con procedure di calibrazione sviluppate sperimentalmente. Le prove effettuate hanno mostrato che il sistema è in grado di fornire misure coerenti delle principali grandezze elettriche e di evidenziare differenze significative tra carichi prevalentemente resistivi e carichi elettronici reali.

Possibili sviluppi futuri possono riguardare l'impiego di sistemi di acquisizione dedicati in sostituzione dell'interfaccia audio, il miglioramento del circuito di condizionamento analogico e un approfondimento più sistematico degli aspetti metrologici del sistema. Ulteriori prove potrebbero inoltre essere effettuate su un numero maggiore di carichi e in condizioni operative differenti, includendo carichi non lineari, induttivi o capacitivi, e confrontando i risultati con strumenti di misura certificati.

Bibliografia

[1] Raspberry Pi (Trading) Ltd., *Raspberry Pi 4 Model B Datasheet*, March 2024. Release 1.1, datasheet del dispositivo utilizzato nel progetto.

[2] The MathWorks, Inc., *Simulink Documentation*, 2026. Documentazione ufficiale Simulink. Disponibile online: `https://www.mathworks.com/help/simulink/`.

[3] The MathWorks, Inc., *Raspberry Pi Blockset*, 2026. Pagina ufficiale del Raspberry Pi Blockset. Disponibile online: `https://it.mathworks.com/products/raspberry-pi.html`. Link fornito dal relatore.

[4] F. Leccese, M. Cagnetti, S. D. Pasquale, S. Giarnetti, and M. Caciotta, "A new power quality instrument based on raspberry-pi," *Electronics*, vol. 5, no. 4, p. 64, 2016.

[5] A. J. Christe, S. Negrashov, and P. M. Johnson, "Design, implementation, and evaluation of open power quality," *Energies*, vol. 13, no. 15, p. 4032, 2020.

[6] M. R. Balwani, K. Thirumala, V. Mohan, S. Bu, and M. S. Thomas, "Development of a smart meter for power quality-based tariff implementation in a smart grid," *Energies*, vol. 14, no. 19, p. 6171, 2021.

[7] A.-V. Pălăcean, D.-C. Trancă, R.-V. Rughiniş, and D. Rosner, "Smart internet of things power meter for industrial and domestic applications," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 17, p. 7621, 2024.

[8] C. K. Alexander and M. N. O. Sadiku, *Fundamentals of Electric Circuits*. McGraw-Hill Education, 6 ed., 2017.

[9] "Ieee standard definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions," 2010.

[10] C. Muscas, "Power quality monitoring in modern electric distribution systems," *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, pp. 19–27, October 2010. Materiale fornito dal relatore.

[11] N. Shabbir, L. Kütt, M. Jarkovoi, M. N. Iqbal, A. Rassõlkin, and K. Daniel, "An overview of measurement standards for power quality," *Agronomy Research*, vol. 19, no. S1, pp. 944–960, 2021. Materiale fornito dal relatore.

[12] Focusrite, *Scarlett 2i2 Specifications*, 2026. Scheda tecnica dell'interfaccia audio Focusrite Scarlett 2i2. Disponibile online: `https://focusrite.com/products/scarlett-2i2`.

[13] The MathWorks, Inc., *Get Started with Audio Signal Processing Using Raspberry Pi*, 2026. Esempio MathWorks relativo all'elaborazione di segnali audio su Raspberry Pi. Disponibile online: `https://it.mathworks.com/help/raspberrypi/ref/get-started-with-audio-signal-processing-using-raspberry-pi.html`. Link fornito dal relatore.

[14] The MathWorks, Inc., *ALSA Audio Capture Block Documentation*, 2026. Documentazione del blocco utilizzato per l'acquisizione audio tramite ALSA all'interno del modello Simulink.

[15] LEM International SA, "Top 90-s10/sp2 current transformer," s.d. Dati di targa del sensore di corrente utilizzato: modello TOP 90-S10/SP2, Imax = 90 A, codice 715130.

[16] Qingxian Zeming Langxi Electronic, *ZMPT101B Current-type Voltage Transformer Datasheet*, s.d. Datasheet tecnico del trasformatore di tensione ZMPT101B, disponibile presso `http://www.micro-transformer.com`.

[17] The MathWorks, Inc., *Getting Started with Raspberry Pi Hardware*, 2026. Documentazione MathWorks per la configurazione dell'hardware Raspberry Pi. Disponibile online: `https://it.mathworks.com/help/raspberrypi/ref/getting-started-with-raspberry-pi-hardware.html`. Link fornito dal relatore.

[18] P. D. Welch, "The use of fast fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms," *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. 15, no. 2, pp. 70–73, 1967.

[19] Liquid Instruments, *Moku:Go Oscilloscope / Voltmeter User Manual*. Liquid Instruments, 2024. Manuale utente dello strumento Oscilloscope/Voltmeter utilizzato per la caratterizzazione sperimentale del modulo ZMPT101B.

[20] Liquid Instruments, "Moku:go with 15 integrated instruments." `https://liquidinstruments.com/products/hardware-platforms/mokugo/`.