

UNIVERSITÀ DI MODENA E REGGIO EMILIA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA

**TESI DI LAUREA IN
INGEGNERIA ELETTRONICA**

**Progetto e realizzazione di un Energy meter IoT
basato su ESP32-S3**

Relatore:

Prof. Luigi Rovati

Candidato:

Andrea Gavioli

Anno accademico 2023/2024

Indice

Introduzione	1
1 Circuito	3
1.1 Microcontrollore	3
1.2 Alimentazione	4
1.3 Trasduttori	5
1.3.1 Trasduttore di corrente	5
1.3.2 Trasduttore di tensione	5
1.4 Condizionamento dei segnali	8
1.4.1 Un partitore per sensore	9
1.4.2 Unico bias utilizzando un OpAmp	10
1.4.3 Passa banda passivo	11
1.5 Interfacce	12
1.5.1 WiFi	12
1.5.2 USB	13
1.5.3 Contatti puliti	13
1.5.4 Buzzer	14
1.5.5 Schermo I2C	15
1.6 DataLogging	15
1.6.1 Scheda SD	15
1.6.2 RTC	16
1.7 Schematico Completo	16
2 PCB	19
2.1 Alta frequenza	19
2.1.1 Coppia differenziale USB	19
2.1.2 Linee dati SD	20
2.2 Analogico	21
2.3 Alimentazione	21
2.4 Isolamento	21
2.4.1 Isolamento dei relè	22
2.5 PCB Layout	24
2.5.1 Disposizione dei componenti	24

2.5.2	Layer	26
2.5.3	3D Rendering	27
2.5.4	La scheda assemblata	27
3	Software	29
3.1	Richiami teoria utilizzata e discretizzazione	29
3.1.1	Valore efficace	30
3.1.2	Potenza attiva	30
3.1.3	Potenza apparente	31
3.1.4	Sfasamento	31
3.1.5	WattOra	31
3.1.6	Frequenza	31
3.1.7	Distorsione armonica	32
3.2	Rimozione dell'offset	32
3.2.1	Filtro passa basso o passa alto software	32
3.2.2	Media delle letture dell'ADC	32
3.3	CORE 0 - Campionamento	32
3.4	CORE 1 - Tasks	33
3.5	Logging su scheda SD	34
3.6	WebServer	34
3.6.1	Index	35
3.6.2	File Manager	36
3.6.3	OTA	36
3.6.4	Settings	37
4	Calibrazione e validazione	39
4.1	Tensione	39
4.1.1	Setup di prova	39
4.1.2	Misure ottenute	40
4.2	Corrente	41
4.2.1	Setup di prova	41
4.2.2	Misure ottenute	42
4.3	Potenza attiva e sfasamento	44
	Conclusioni	45
	Bibliografia	48

Elenco delle figure

Figura 1	Schema a blocchi hardware	2
Figura 2	ESP32-S3 internal diagram	4
Figura 3	SCT013-030	5
Figura 4	SCT013-030 internal circuit	5
Figura 5	Foglio di calcolo potenza	6
Figura 6	ZMPT107-1	7
Figura 7	ZMPT101B	7
Figura 8	ZMPT101B, ZMPT107-1 phase response changing output load resistor .	7
Figura 9	ZMPT101B, ZMPT107-1 phase response interpolated for 115Ω, range operativo 230V evidenziato in grigio	8
Figura 10	Circuito con partitore, variazione della tensione di bias nel tempo campionando a 17kHz	10
Figura 11	Circuito con OpAmp, variazione della tensione di bias nel tempo campionando a 17kHz	11
Figura 12	Circuito band pass, diagramma di Bode	12
Figura 13	USB-C circuit	13
Figura 14	USB-C 3D model	13
Figura 15	Relay circuit	14
Figura 16	Relay 3D model	14
Figura 17	Buzzer circuit	14
Figura 18	Buzzer 3D model	14
Figura 19	Micro SD circuit	15
Figura 20	Micro SD 3D model	15
Figura 21	RV-3028 RTC circuit	16
Figura 22	RV-3028 RTC, Seiko MS621FE battery 3D model	16
Figura 23	Schema elettrico completo	17
Figura 24	USB Differential Pair	20
Figura 25	SDIO Lines	21
Figura 26	IPC 2221 Table	22
Figura 27	Relay footprint with gaps	23
Figura 28	IEC 60664 Calculator	23

Figura 29	Disposizione dei componenti top	24
Figura 30	Disposizione dei componenti bottom	25
Figura 31	Copper top layer	26
Figura 32	Copper bottom layer	26
Figura 33	3D board rendering	27
Figura 34	PCB assemblato top	28
Figura 35	PCB assemblato bottom	28
Figura 36	ESP32-S3 core assignment	29
Figura 37	Index monofase	35
Figura 38	Index trifase	36
Figura 39	File manager webpage	36
Figura 40	OTA webpage	37
Figura 41	Settings webpage	37
Figura 42	Combinazioni trasformatore [18]	39
Figura 43	Setup misura tensione	39
Figura 44	Tabella delle misure di tensione	40
Figura 45	Grafico errore al variare della tensione	41
Figura 46	Setup prova corrente raddoppiata	42
Figura 47	Tabella delle misure di corrente	42
Figura 48	Grafico errore al variare della corrente	43
Figura 49	Sfasamento corrente tensione	44
Figura 50	Fotografia termica della parte più calda della scheda (PCB bottom) . . .	46

Introduzione

Oggi più che mai, con la larga diffusione dei sistemi ad energia rinnovabile, come i pannelli solari e le turbine eoliche, è fondamentale avere una chiara comprensione dei propri consumi energetici e dello stato della rete elettrica. Questi sistemi, spesso dotati di inverter che possono generare interferenze e introdurre potenza reattiva nelle reti, richiedono un monitoraggio attento della produzione per garantire un funzionamento efficiente e sicuro [1]. Parallelamente, la crescente adozione di veicoli elettrici, che presentano assorbimenti considerevoli e spesso necessitano di alimentazione trifase, rende ancora più cruciale la gestione accurata del consumo energetico. Sapere esattamente quanta energia viene utilizzata e quando, non solo aiuta a ottimizzare l'uso delle risorse, ma permette anche di prevenire sovraccarichi e di pianificare meglio gli interventi di manutenzione e potenziamento delle infrastrutture elettriche. L'eccesso di energia reattiva può causare inefficienze e perdite nella rete elettrica. Monitorare e controllare l'energia reattiva permette di migliorare il fattore di potenza e ridurre i costi operativi, oltre a prevenire eventuali problemi tecnici e aumentare la stabilità della rete. È inoltre requisito fondamentale per le aziende quello di mantenere al di sotto di una certa soglia il proprio consumo di energia reattiva pena un aumento dei costi della materia energia o il distacco dalla rete nei casi più gravi. In questo contesto, strumenti di monitoraggio avanzati e sistemi di gestione intelligente dell'energia diventano indispensabili. Questi strumenti offrono la possibilità di visualizzare in tempo reale i flussi energetici, identificare eventuali anomalie e prendere decisioni informate per migliorare l'efficienza e la sostenibilità del proprio sistema energetico, includendo anche la gestione ottimale dell'energia reattiva e la mitigazione degli sfasamenti causati dai sistemi di energia rinnovabile. A fronte di quanto detto sopra l'obiettivo di questa tesi è la realizzazione di un power meter IoT con costi contenuti e capacità di datalogging in locale. Per riuscire a combinare tutte queste caratteristiche si è optato per una riduzione al minimo dei componenti fisici sfruttando successivamente la capacità di calcolo del microcontrollore (ESP32-S3) che integra già anche la parte RF per la connessione Wi-Fi ed ha una architettura dual core per gestire simultaneamente l'elaborazione e l'invio dei dati. I segnali di corrente e tensione sono campionati direttamente dall'ADC dell'ESP32-S3 ponendo quindi una ulteriore sfida per ottenere la precisione più alta possibile da un ADC che di suo non vanta caratteristiche eccezionali combinando efficacemente

la parte hardware con quella software. Il progetto prevede la possibilità di monitorare tre fonti di tensione e quattro di corrente per essere utilizzato o con sistemi trifase dove il quarto sensore di corrente viene utilizzato sul neutro o con sistemi monofase dove utilizzo una sola fonte di tensione e posso monitorare la corrente su quattro linee diverse.

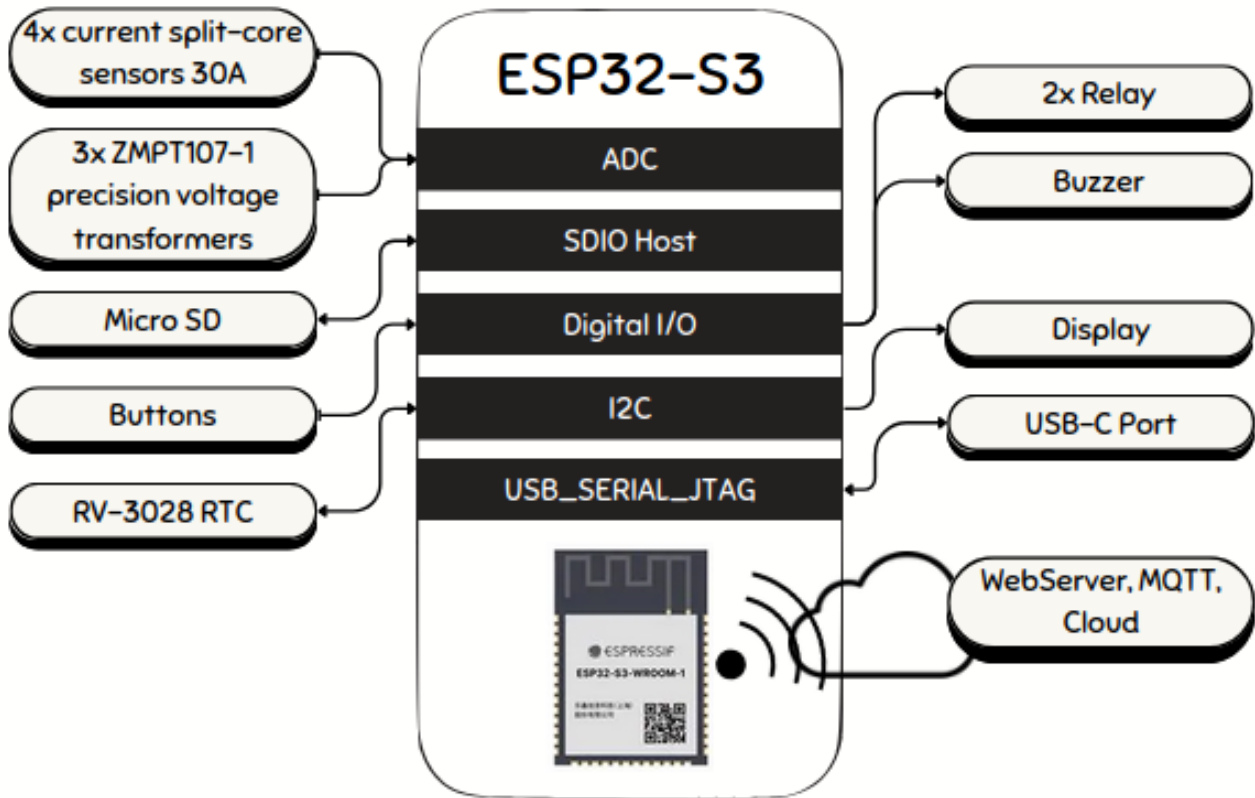


Figura 1: Schema a blocchi hardware

1. Circuito

Come in ogni sfida ingegneristica ci sono varie strade perseguibili per ottenere risultati simili. In questo caso per spingere ulteriormente i limiti del progetto ho deciso di utilizzare un solo microcontrollore, di non utilizzare IC power meter già disponibili a causa dei costi elevati e di perseguire la massima precisione possibile nelle misure. La via più diretta nella riduzione dei costi "immediati" sta nel limitare la complicatezza dell'hardware per questo ho deciso di utilizzare condizionamenti dei segnali passivi sia per il campionamento della tensione che per la corrente. Per la scelta dei trasduttori ho eseguito la comparazione di alcune diverse soluzioni che illustrerò di seguito. Tra le possibilità per il campionamento della tensione di rete vi è quella di un partitore resistivo che è stata scartata per evitare di esporre l'utente a potenziali pericoli (tutto il circuito a questo punto deve essere considerato "sotto tensione") e per facilitare il debug tramite USB senza l'utilizzo di isolatori che avrebbero alzato i costi rispetto all'uso di un SMPS (switched-mode power supply) per l'alimentazione del microcontrollore e dei trasformatori per la tensione. In un progetto commerciale, se non si prevede la possibilità di utilizzare la porta USB, diventerebbe invece conveniente dal punto di vista economico perseguire questa strada.

1.1 Microcontrollore

Data la sua completezza per i progetti IoT ho scelto di utilizzare la famiglia ESP32 in particolare l'ESP32-S3 il quale, a differenza dei suoi predecessori, utilizza un nuovo processore dual-core XTensa LX7 da 32bit e può gestire direttamente un collegamento con standard USB. Ha la possibilità di usare una matrice per i pin a disposizione in questo modo tra le altre cose viene semplificato il routing delle tracce sul PCB (Printed Circuit Board). Per semplificare le operazioni di saldatura e non dover dimensionare la parte RF dell'antenna, utilizzerò il modulo ESP32-S3-WROOM-1 N16R8 che integra oltre al microcontrollore e l'antenna da 2.4GHz, anche un modulo EEPROM da 16MB quad-SPI e un modulo PSRAM da 8MB octal-SPI.

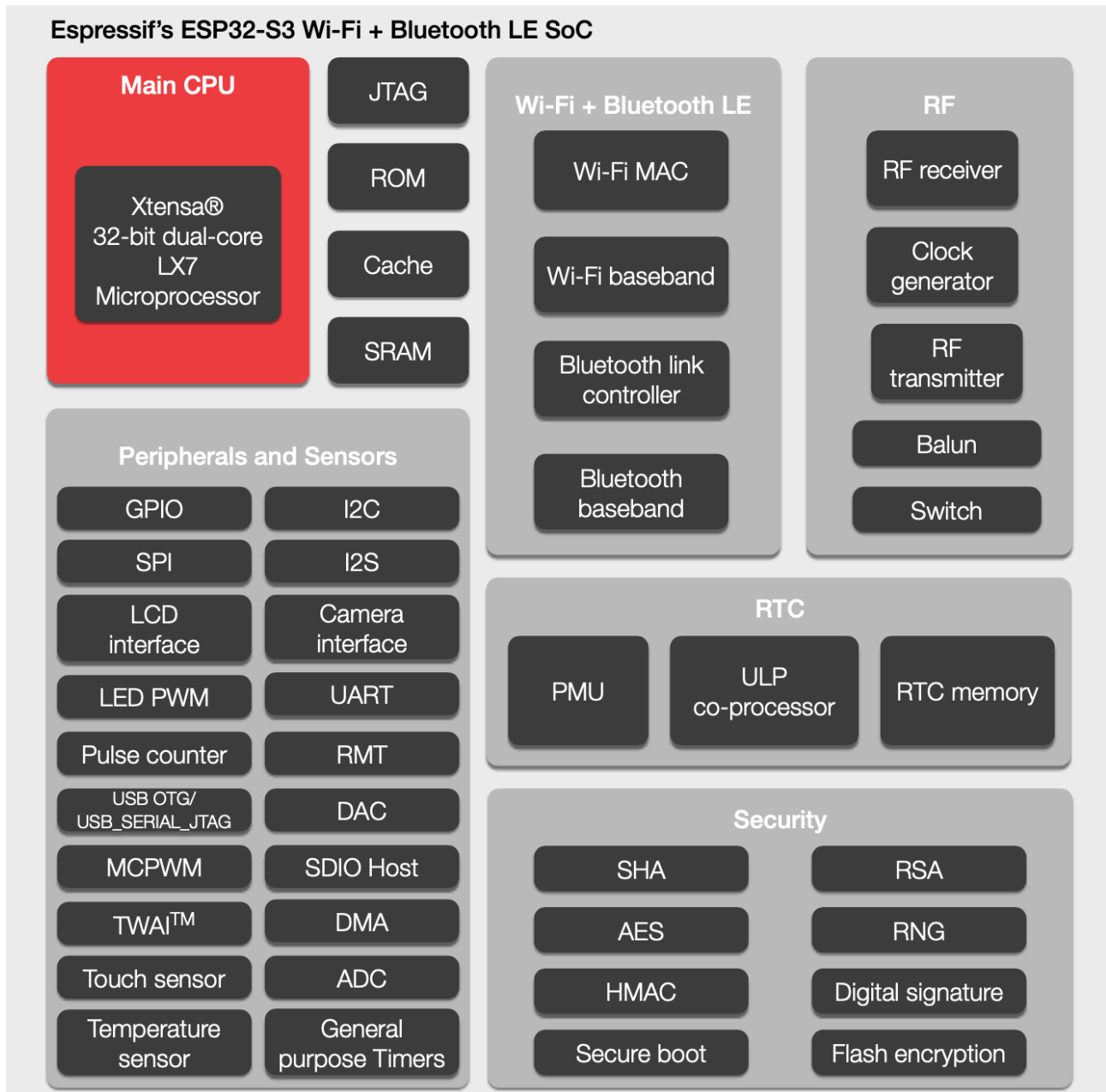


Figura 2: ESP32-S3 internal diagram

1.2 Alimentazione

Al fine di ridurre il numero di componenti sulla scheda e quindi il costo del progetto ho scelto di utilizzare un SMPS (Switching Mode Power Supply) da saldare sul PCB che non richiedesse componenti esterni per funzionare ed essere ritenuto sicuro. Per questo la scelta è ricaduta su un alimentatore con un uscita direttamente di 3.3V stabilizzato (al posto della più classica scelta di un AC/DC con output da 5V e un regolatore lineare da 3.3V) con una corrente di

uscita maggiore di 500mA cioè il MeanWell IRM-03-3.3 da 3.3V 3W [2].

1.3 Trasduttori

Per poter campionare i segnali abbiamo bisogno di trasduttori di corrente e di tensione, con un particolare occhio ai prezzi dei componenti

1.3.1 Trasduttore di corrente

Per evitare di limitare fortemente le possibilità dell'utente finale ho deciso di utilizzare un trasformatore di corrente split-core in modo tale che possa essere installato in modo facile anche successivamente alla posa di una linea di alimentazione. Per evitare danni o potenziali rischi elettrici questi trasformatori hanno internamente già integrato un resistore e un TVS (transient voltage suppressor) in parallelo alla bobina per limitare la tensione in uscita. La scelta è ricaduta sulla gamma SCT-013 in particolare sul modello 030 (30A $\rightarrow$ 1V) che garantisce una non-linearità del $\pm 3\%$ dal 10% al 120% della rated input current. Il rapporto del trasformatore non è ben specificato nel datasheet [3] ma può essere facilmente ricavato guardando al resistore utilizzato nel dichiarare i (30A $\rightarrow$ 1V) cioè 62Ω quindi $I_{rms_{sec}} = \frac{V_{rms_{sec}}}{R} = \frac{1V}{62\Omega} = 16.13mA$ quindi $\frac{30A}{16.13mA} = 1860$ determinando un rapporto di 1:1860. Essendo un tipo di trasduttore molto comune nulla impedisce di cambiare il modello di sensore, per esempio per ampliare il range di corrente, semplicemente cambiando il resistore in parallelo alla bobina.



Figura 3: SCT013-030

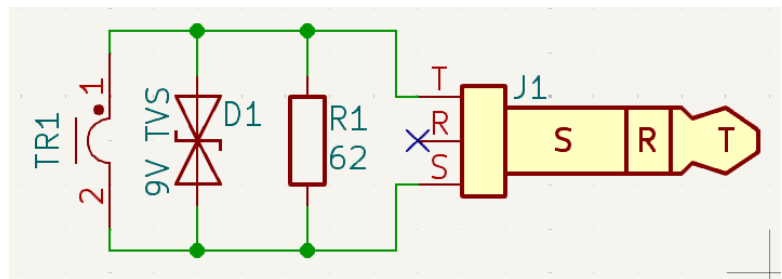


Figura 4: SCT013-030 internal circuit

1.3.2 Trasduttore di tensione

Scartato il partitore di tensione per evitare di creare situazioni di pericolo per l'utilizzatore, per isolare galvanicamente il lato alta tensione da quello bassa tensione è stato preso in considerazione anche l'utilizzo di un optoisolatore, che però di suo non è un componente lineare ed andrebbe inevitabilmente a fare perdere informazioni sul segnale. Anche l'utilizzo di un ADC isolato è stato scartato per i costi estremamente elevati che suggerirebbero tra i due di utilizzare

un IC Power Meter. Il classico trasformatore di tensione, soprattutto se con footprint contenuto, spesso lavora già in saturazione causando oltre ad una dissipazione nell'ordine dei Watt già a vuoto, una distorsione significativa del segnale in uscita rispetto a quello in ingresso. Per questo ho optato per utilizzare trasformatori di precisione a basso costo restringendo la scelta tra gli ZMPT101B [4] (Figura 6) o ZMPT107-1 [5] (Figura 7) entrambi con rapporto 1000:1000 per i quali sono già disponibili le curve caratteristiche (vedi Figura 8). Questi trasformatori richiedono l'utilizzo di un resistore al primario per imporre la corrente ed uno al secondario per la conversione in tensione. Guardando alla Figura 8 si nota come ad una corrente più elevata corrisponda una risposta più piatta della fase. Si può notare come a questo punto vi sia bisogno di prestare particolare attenzione alla dissipazione ed al voltage rating dei resistori al primario. Per questo ho esaminato alcune opzioni sia in termini di numero di resistori in serie sia in termini di package aiutandomi con un foglio di calcolo (Figura 5) optando alla fine per l'utilizzo di due resistori da $47k\Omega$ con package MELF 0207 i quali hanno un basso TCR (Temperature Coefficient of Resistance) che mi garantisce un drift minimo al variare della temperatura. Alla tensione nominale dissipo circa $281mW$ per resistore, ben al di sotto del rating massimo del componente e per la quale potenza dissipata, interpolando i dati disponibili da datasheet [6], mi aspetto un cambiamento massimo di resistenza P_{70} dopo circa 25 anni nell'ordine di $\left|\frac{\Delta R}{R}\right| \leq 0.7\%$.

Single resistor (Ω)	PPM/K	dT (°C)	dR (Ω)	Error %			Measure variation (V)	
47000	50	10	23,5	0,05			0,23	
Package to air thermal resistance K/W								
200								
Nominal Voltage (V)	Res number	Dissipated power for each resistor (W)		Current (A)		Burden Res (Ω)	Power*4 Burden (W)	
230	2	0,281		0,00245		115,6	0,000692	
		Diss*4 (W)						
		1,126						
Total resistance (Ω)		Total dissipated power (W)						
94000		0,563						

Figura 5: Foglio di calcolo potenza

In Figura 9 ho ricreato il grafico per un carico di 115Ω interpolando i valori in Python, in grigio viene evidenziata l'area di lavoro di $230V \pm 10\%$ garantita da Enel in Italia [7], range comunque simile se non più restrittivo in tutta Europa, cioè $207V-253V$ che in corrente attraverso il componente si traduce in $I_{rms} = \frac{V_{rms}}{47k\Omega + 47k\Omega}$ cioè $2.2mA-2.7mA$. Ho dunque optato per l'utilizzo dello ZMPT107-1 per i suoi ingombri più contenuti, la sua minore variazione dello sfasamento

a parità di punto di lavoro e per il suo costo minore.

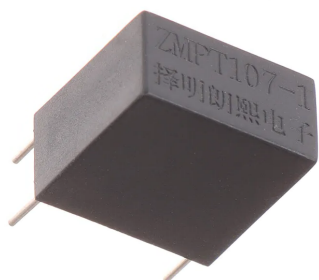


Figura 6: ZMPT107-1



Figura 7: ZMPT101B

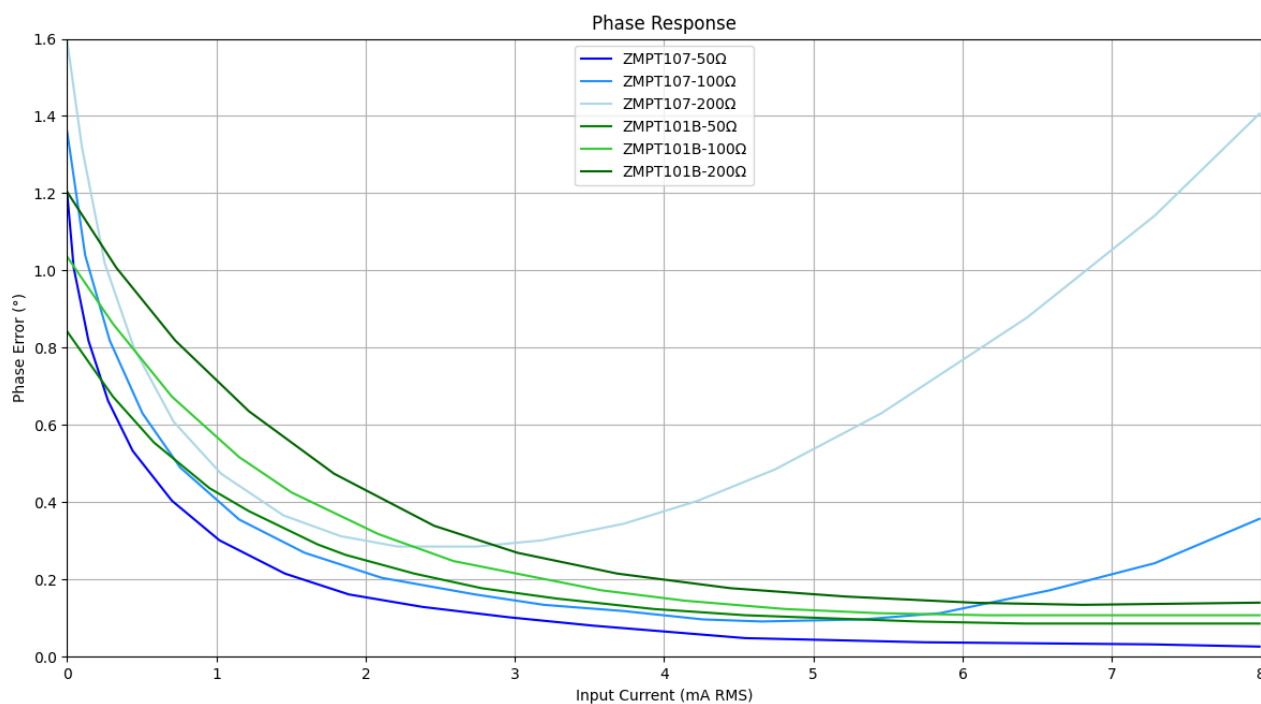


Figura 8: ZMPT101B, ZMPT107-1 phase response changing output load resistor

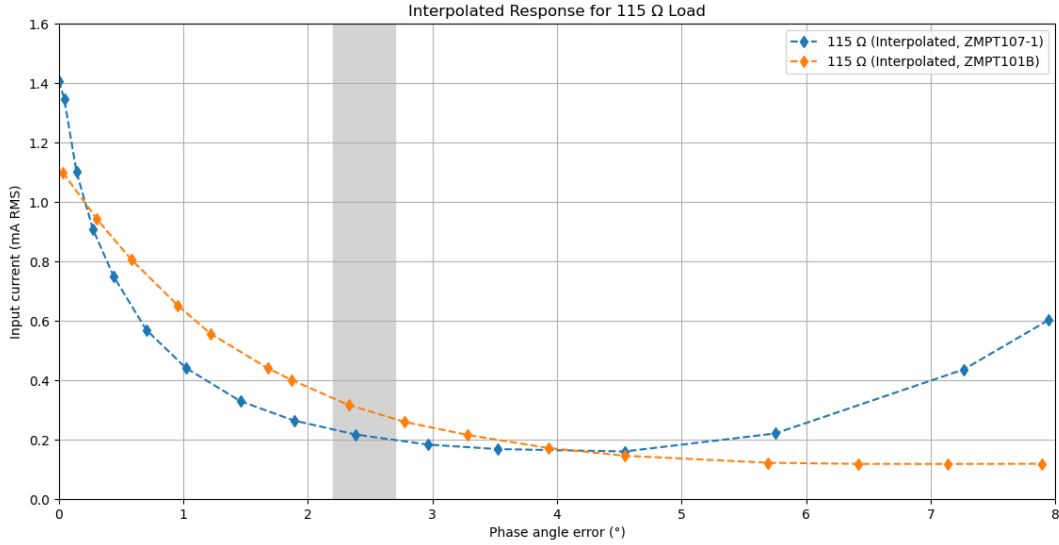


Figura 9: ZMPT101B, ZMPT107-1 phase response interpolated for 115Ω , range operativo 230V evidenziato in grigio

1.4 Condizionamento dei segnali

Sono state testate alcune soluzioni tramite simulazione su LTspice per poter leggere i segnali direttamente dall'ADC dell'ESP32S3. L'ADC in questione è di tipo SAR (Successive Approximation Register) ed ha una tensione di riferimento che varia da chip a chip con una media di 1.1V [8]. Per riuscire quindi ad accettare in ingresso una tensione fino ai 3.3V di alimentazione del uC è stato implementato internamente un attenuatore 0 a 11 dB. L'utilizzo dell'attenuatore aumenta però le non linearità, per questo ho optato per non attenuare il segnale in ingresso e di rimanere quindi in un range dagli 0 ai 950mV. Al segnale alternato che arriva dai sensori viene sommato un offset di circa 425mV per fare sì che il voltaggio non diventi negativo andando a generare errori di misura e potenzialmente danneggiando il microcontrollore. Tolta la resistenza per la conversione da corrente a tensione, il circuito di condizionamento è uguale per i trasduttori di corrente e tensione così da introdurre uno sfasamento identico per tutti i sensori. Le simulazioni sono state fatte predendo in considerazione un modello di ZMPT107-1 accoppiando due induttanze da 144H, 120Ω (misurato con RLC meter) con rapporto di 1. In tutte le soluzioni riportate di seguito è stato inserito un passa basso RC prima dell'ingresso dell'ADC. Il resistore da 1kΩ previene danni al microcontrollore perchè i pin dell'ADC1 (quelli da me utilizzati) nei primi 60μs di startup vengono portati bassi quindi senza resistore starei potenzialmente generando un cortocircuito verso massa dei sensori. Il condensatore da 10nF

viene posto più vicino possibile al pin del microcontrollore come consigliato da Espressif [8]. Viene quindi creato un passa basso RC con frequenza di taglio di $\frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi 1k\Omega 10nF} \approx 16kHz$ che allo stesso tempo mi garantisce di non perdere dati nel calcolo della THD (Total Harmonic Distorsion) che viene calcolata fino alla 50esima armonica (Class A of IEC 61000-4-30:2008 [9]) cioè 2.5 kHz nel caso dei 50Hz.

1.4.1 Un partitore per sensore

Collegando uno dei due capi dei sensori ad una tensione di bias generata da un partitore dai 3.3V di alimentazione. In Figura 10 si può vedere il circuito preso in analisi. Si nota come, quando collegato a un carico per simulare il campionamento da parte dell'ADC del segnale (50nA da datasheet, circa 17kHz), il fatto che non abbia un riferimento diretto a massa fa spostare la tensione di bias con un settling time di circa 1s. Per evitare questo problema si può utilizzare un OpAmp come voltage follower.

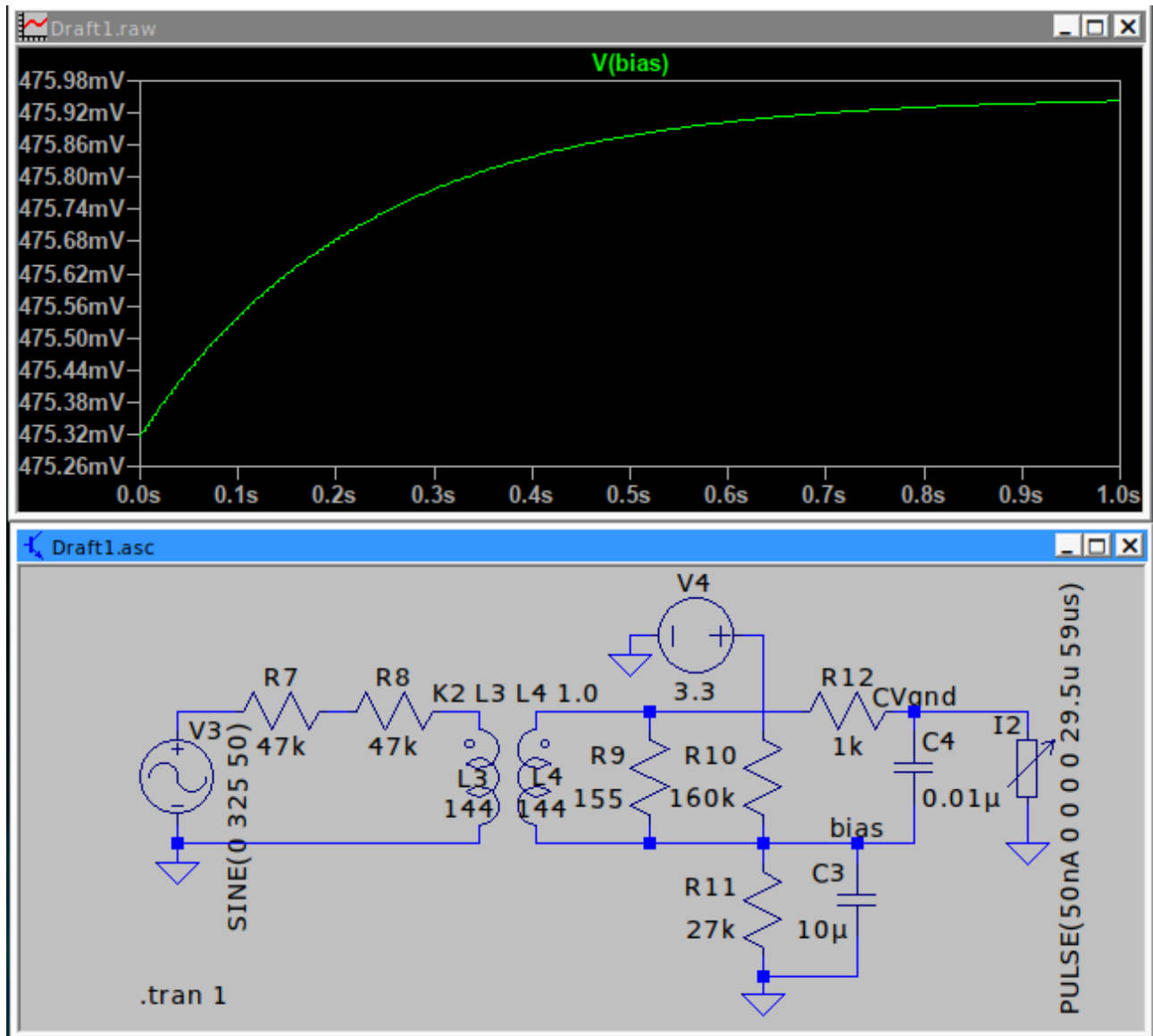


Figura 10: Circuito con partitore, variazione della tensione di bias nel tempo campionando a 17kHz

1.4.2 Unico bias utilizzando un OpAmp

Utilizzando un TLV9062 che ci garantisce un input e output rail to rail e una tensione common mode da $(V^-) - 0.5V$ a $(V^+) + 0.5V$ che quindi rientra nei margini per la tensione di riferimento, del quale è anche disponibile un modello SPICE direttamente dal produttore successivamente importato su LTspice. In questa configurazione viene mantenuto il bias costante ma aumenta il costo dell'hardware e vengono introdotte altre possibili instabilità causate dalla lunghezza della traccia che a causa degli ingombri dei componenti non era inferiore ai 5cm. All'aumentare della frequenza di campionamento già dalla simulazione si può notare come si ottenga un leggero

ripple che può essere corretto ma rende sconsigliata l'adozione di questa soluzione.

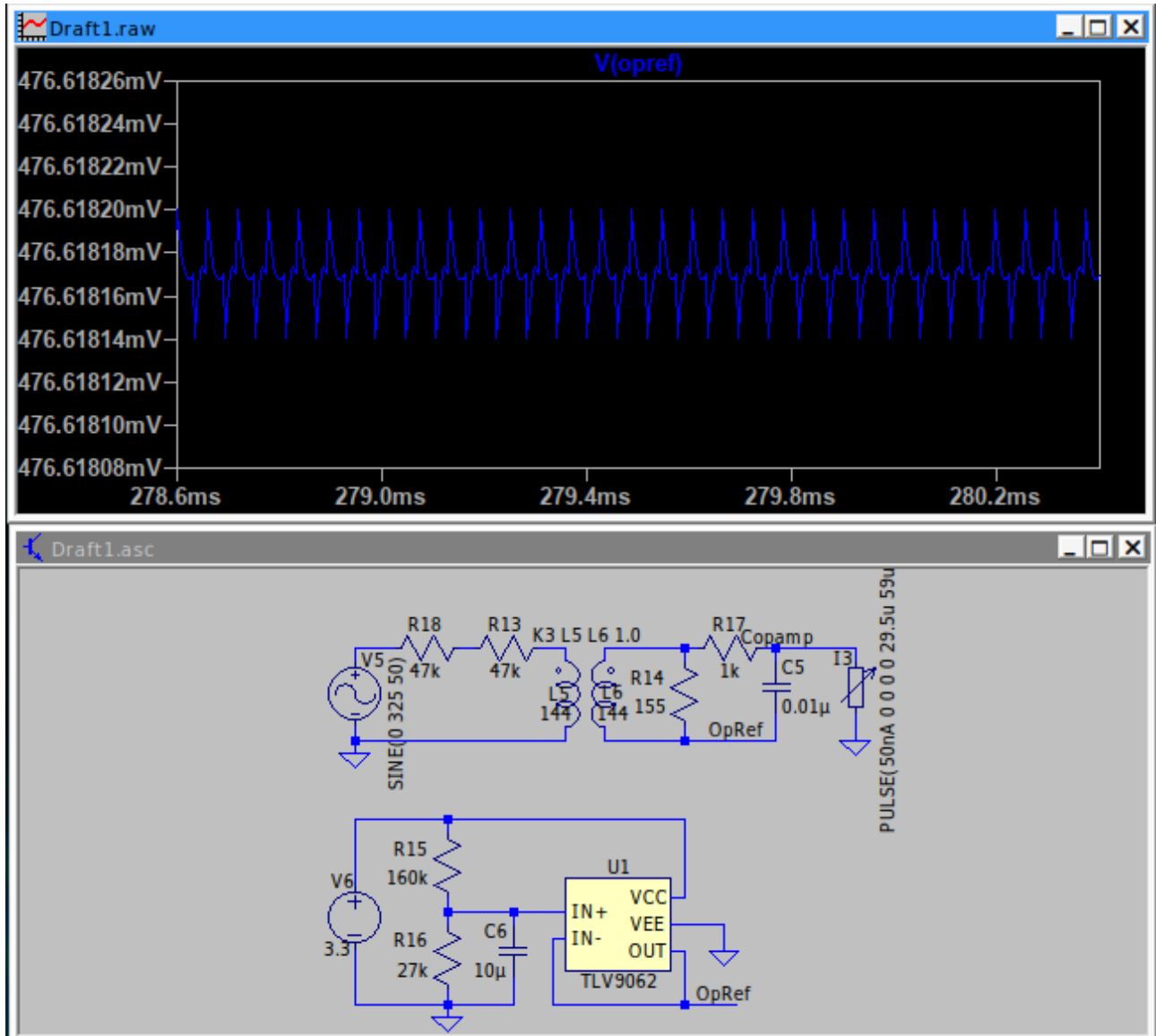


Figura 11: Circuito con OpAmp, variazione della tensione di bias nel tempo campionando a 17kHz

1.4.3 Passa banda passivo

Senza componenti attivi, permette di tenere uno dei due capi del sensore collegato direttamente al riferimento di massa. In questo modo il campionamento dell'ADC non genera uno spostamento del bias. La banda va da circa 1Hz a 15kHz bloccando la componente DC del segnale. La frequenza di taglio del passa alto vale $\frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(27k\Omega/160k\Omega)10\mu F} \approx 0.7Hz$. In particolare in Figura 12 possiamo notare come nel passa basso la slope sia di 40 dB/decade effetto generato dalla presenza del trasformatore nel circuito. Sarà il circuito utilizzato per tutti i sensori.

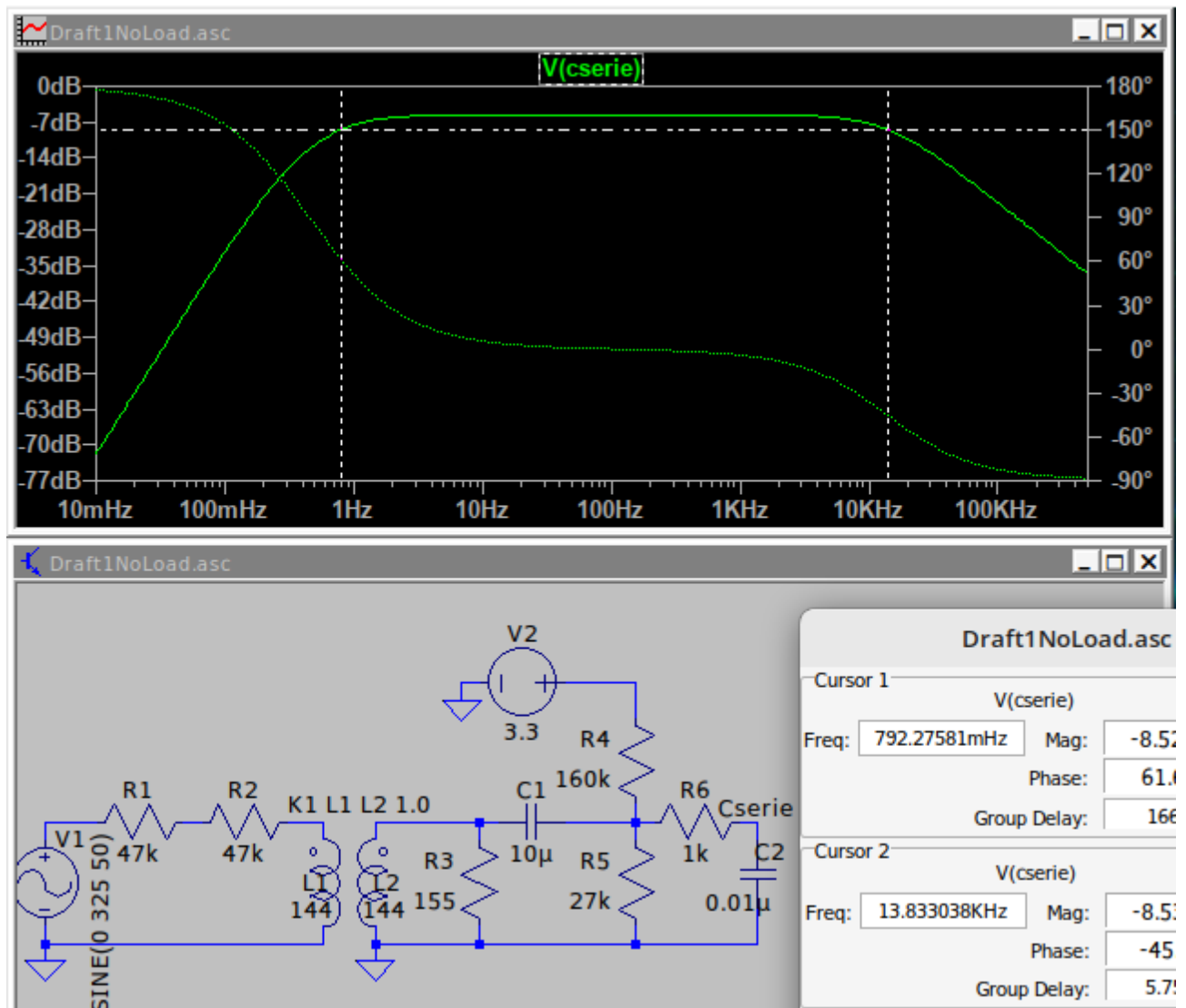


Figura 12: Circuito band pass, diagramma di Bode

1.5 Interfacce

Per poter comunicare i risultati delle elaborazioni sono state predisposte alcune interfacce ottimizzate dal punto di vista della complessità

1.5.1 WiFi

Sfruttando la presenza già integrata nell'ESP32-S3 della parte RF necessaria, è possibile connettersi ad una rete WiFi se presente, oppure crearne una per permettere all'utente di salvare le credenziali per l'accesso ad un'altra rete. Inoltre è possibile hostare internamente un server web per facilitare l'interfacciamento con l'utente.

1.5.2 USB

Il microcontrollore dispone già di una sua interfaccia USB compliant la cui funzione viene determinata da alcuni flag al momento della compilazione. In questo progetto, oltre che per caricare il firmware, viene utilizzata come seriale e JTAG Debugger per permettere all'utente di ottenere i dati dal Power Meter direttamente dal microcontrollore senza ulteriori componenti se non la porta stessa. Il connettore scelto è di tipo USB-C realizzando i collegamenti in modo tale da poter inserire il cavo in entrambi i versi e utilizzando due diodi ESD per proteggere il microcontrollore al momento dell'inserimento del cavo.

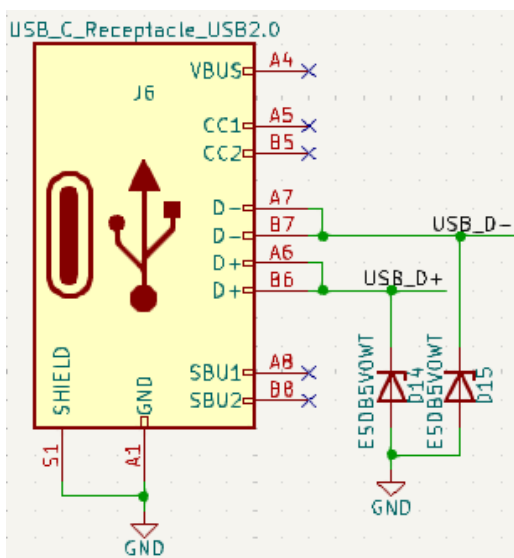


Figura 13: USB-C circuit

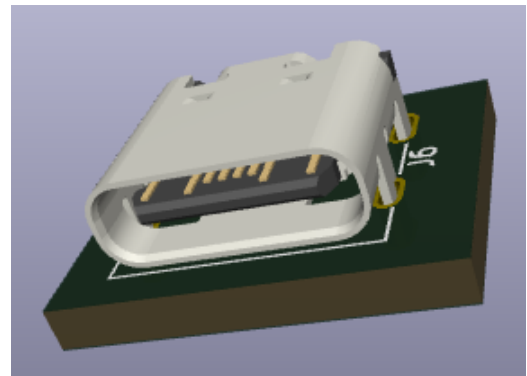


Figura 14: USB-C 3D model

1.5.3 Contatti puliti

Sono inoltre stati predisposti due contatti puliti programmabili utilizzando due mini relè da 3V per garantire l'isolamento elettrico tra il microcontrollore e il carico. I relè (modello HK4100F-DC3V-SHG [10]) inoltre sono rated per i 230V così da poter per esempio a loro volta comandare dei contattori. Per evitare possibili danni al microcontrollore i relè sono pilotati da un MOSFET con una resistenza in serie sul GATE per limitare la corrente. Il diodo in antiparallelo garantisce che quando il MOSFET non è in conduzione la tensione di rilascio della bobina non danneggi lo stesso.

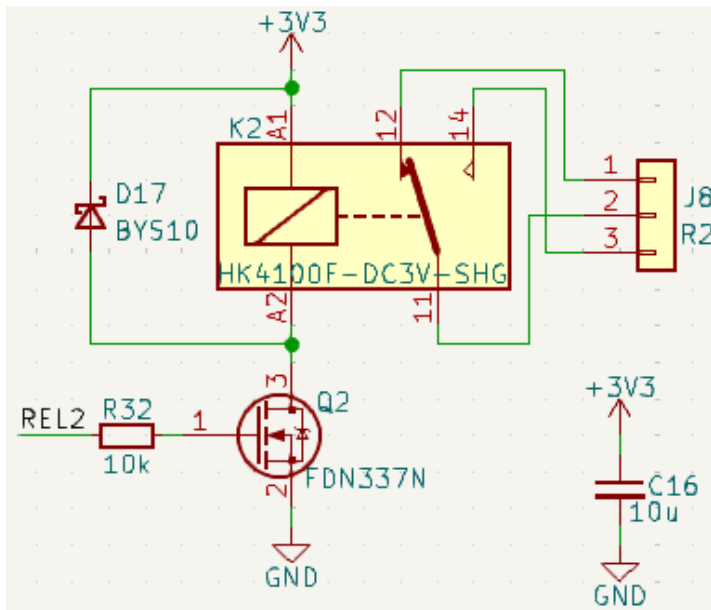


Figura 15: Relay circuit

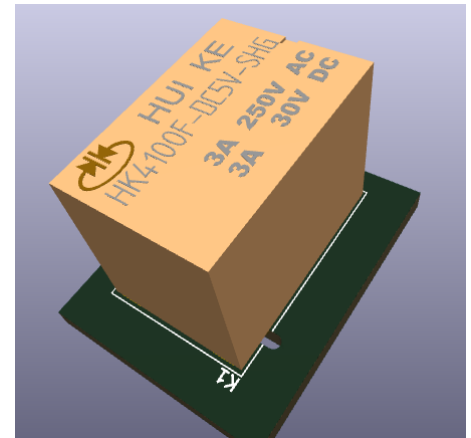


Figura 16: Relay 3D model

1.5.4 Buzzer

Per segnalare all'utente condizioni che richiedono la sua attenzione si può utilizzare il buzzer da 3V integrato nella scheda, anche esso pilotato da un MOSFET. Il diodo in antiparallelo è essenziale per scongiurare la possibilità che le oscillazioni meccaniche della scheda (in particolare se vicino alla frequenza di risonanza del buzzer) generino una tensione che vada a rompere il MOSFET.

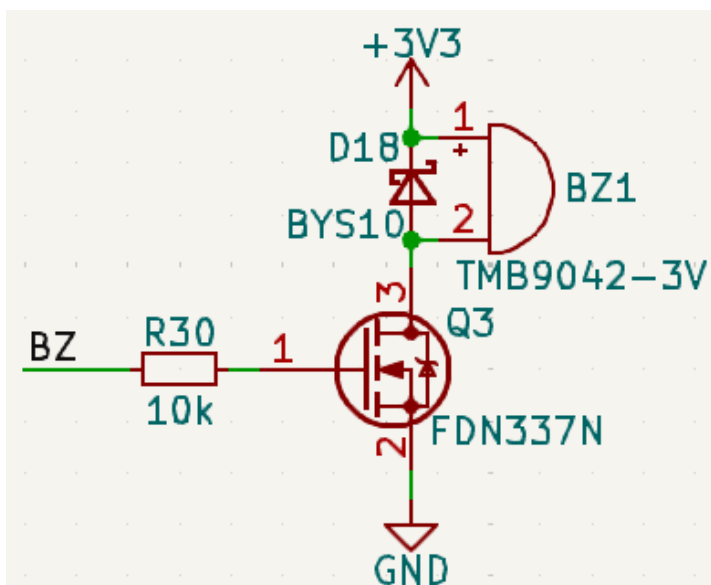


Figura 17: Buzzer circuit

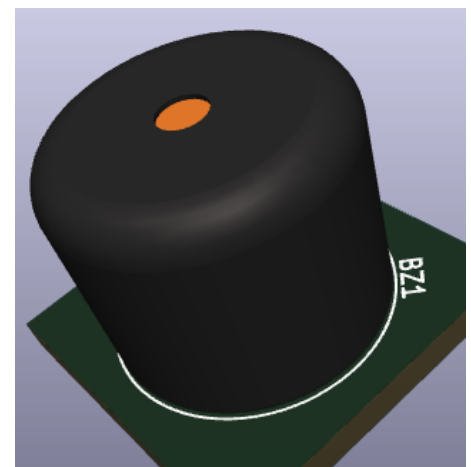


Figura 18: Buzzer 3D model

1.5.5 Schermo I2C

Sulla scheda è presente un connettore che espone il bus I2C, grazie a questo è possibile connettere un display per la visualizzazione diretta dei dati

1.6 DataLogging

La scheda ha la possibilità di loggare i dati in locale per permettere il funzionamento del sistema senza la connettività WiFi. Per rendere tutto questo possibile è stata prevista la presenza di una scheda SD e di un RTC (Real-Time Clock)

1.6.1 Scheda SD

Al fine di perdere meno tempo possibile durante letture e scritture la scheda micro SD è collegata in modalità SDIO al microcontrollore. Le linee dati sono inoltre protette da diodi ESD per evitare il danneggiamento dell'ESP32-S3 al momento dell'inserimento della scheda micro SD.

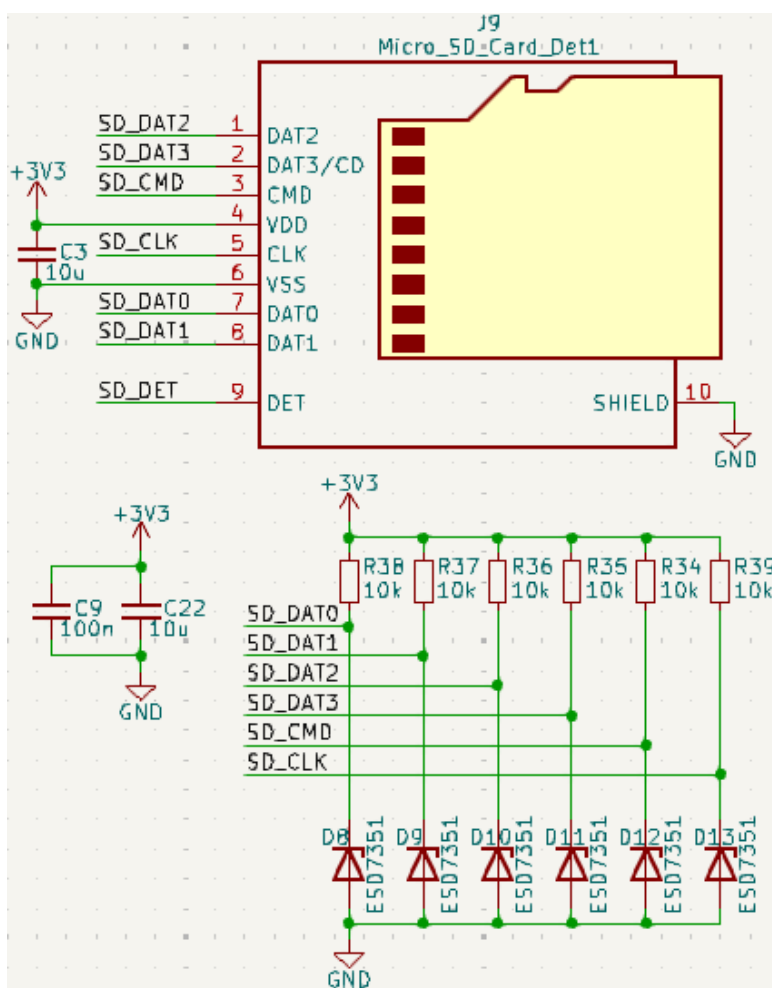


Figura 19: Micro SD circuit

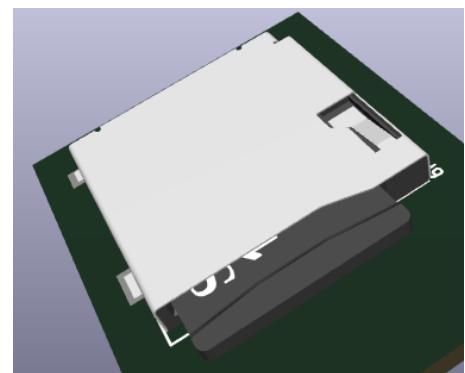


Figura 20: Micro SD 3D model

1.6.2 RTC

Per mantenere traccia dell'ora all'interno dei dati salvati su SD è necessario un modulo RTC. Per la scelta di questo componente sono state prese in considerazione varie caratteristiche quali costo, precisione e assorbimento in modalità backup. All'inizio la scelta era ricaduta sul DS3231 [11] con una precisione di $\pm 2ppm$ integrato in molti moduli dal prezzo contenuto salvo poi, ad una successiva disamina, notare che in genere questi moduli montassero la versione DS3231M [12] con precisione di $\pm 5ppm$ e non fossero come il primo dei temperature compensated RTC/TCXO ma integrassero semplicemente al loro interno un oscillatore al quarzo non compensato. Il loro assorbimento in backup si attesta sugli 1.5uA ed il costo presso supplier affidabili attorno ai 10 euro per il solo chip. Per questo il componente scelto è stato il RV-3028-C7 [13] che, grazie a un oscillatore compensato in temperatura, garantisce una precisione di $\pm 1ppm$ con una corrente di backp di 45nA ed un costo più contenuto attorno ai 4 euro. Ha integrato un sistema di trickle charging (carica a corrente molto bassa limitata da un resistore) che permette quindi di caricare la batteria quando il circuito è alimentato. Per questo ho optato per utilizzare una batteria ricaricabile dalle dimensioni contenute cioè la Seiko MS621FE con un diametro di 6.8mm e una capacità di 5.5mAh il che ci suggerisce che, prendendo in considerazione solo la scarica dovuta all'RTC, la sua durata in caso di mancanza di alimentazione sia di circa $\frac{5.5 \text{ mAh} \times 1,000,000 \text{ nAh/mAh}}{45 \text{ nA}} \times \frac{1 \text{ anno}}{24 \text{ ore/giorno} \times 365 \text{ giorni/anno}} \approx 13.95 \text{ anni}$

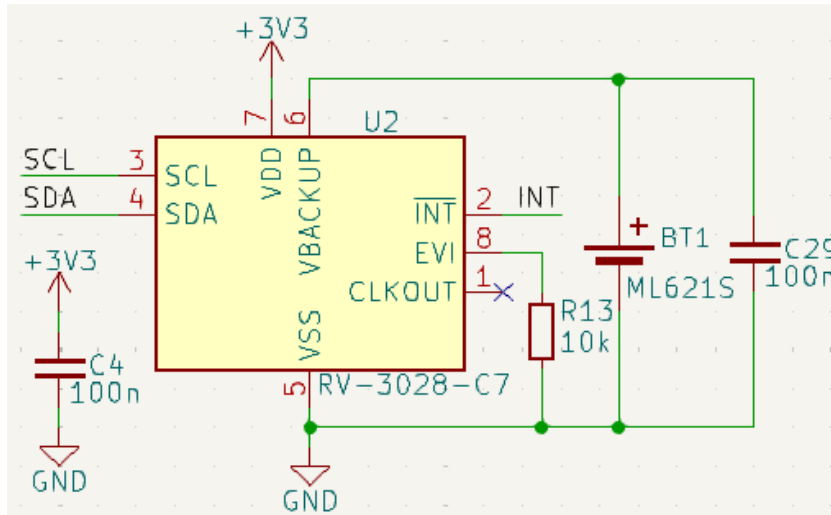


Figura 21: RV-3028 RTC circuit

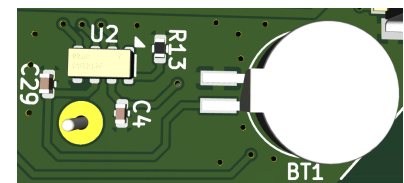
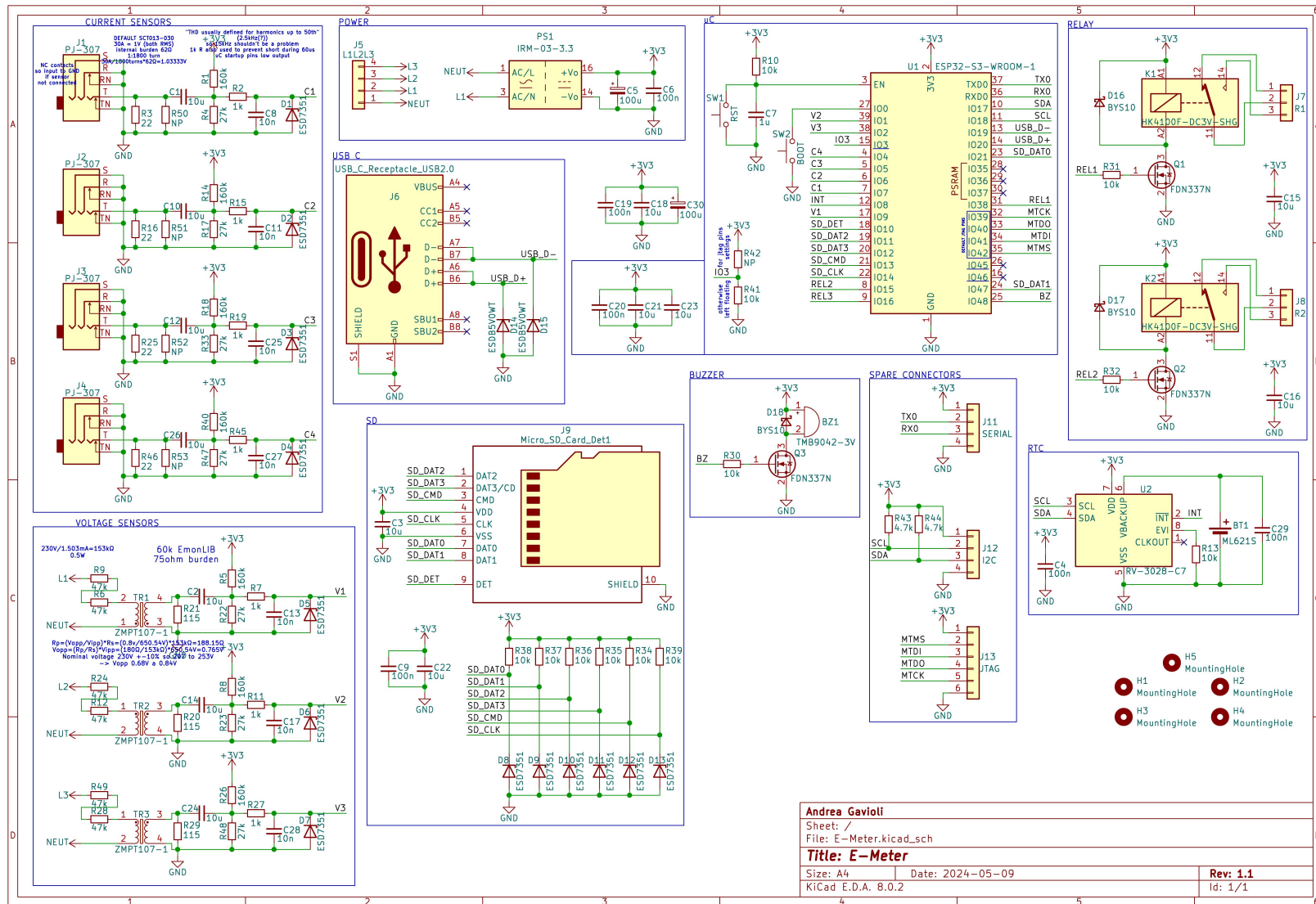


Figura 22: RV-3028 RTC, Seiko MS621FE battery 3D model

1.7 Schematico Completo



2. PCB

La fase di sviluppo del circuito stampato è stata seguita su KiCad, un software open source che permette di partire dallo schematico ad arrivare al PCB e di gestire anche i modelli 3D dei singoli componenti e della scheda completa. Per eseguire lo sbroglio sono state seguite le migliori pratiche imparate negli anni di Formula Student e facendo largo uso dei tool già presenti in KiCad per gestire gli isolamenti e le coppie differenziali. Nell'ottica di contenere i costi ho perseguito con successo la realizzazione della scheda utilizzando solamente due layer ed uno spessore standard di 1.6mm del PCB. Tra gli obiettivi della scheda prefissati vi era quello di occupare il minor spazio possibile, per questo oltre alla scelta di componenti con footprint contenuti e l'utilizzo di componenti passivi 0402 ove possibile, ho ottimizzato il layout arrivando alle dimensioni di 73x77mm con il lato più corto in direzione dei connettori per recuperare spazio. Queste dimensioni consentono anche l'inserimento della scheda su rail DIN. Di seguito il dettaglio di alcune parti del circuito degne di nota.

2.1 Alta frequenza

Una particolare attenzione va alle parti del circuito ad alta frequenza per prevenire perdita di qualità del segnale e per evitare di interferire con il resto dei segnali. L'utilizzo di un PCB con due sole facce è un fattore limitante nel corretto sbroglio delle piste ad alta frequenza perchè la distanza elevata tra gli strati obbliga a creare piste più larghe per ottenere l'impedenza corretta mentre già con un quattro strati ho due coppie di strati con una distanza molto più bassa tra loro. L'utilizzo di più strati permette inoltre una più facile gestione dell'EMI (Electromagnetic Interference), la scheda realizzata non è stata sottoposta a questi test e potrebbe essere quindi necessario un passaggio a quattro strati per poter passare ad una eventuale commercializzazione.

2.1.1 Coppia differenziale USB

Dato che USB utilizza la codifica NRZI (Non-Return-to-Zero Inverted), la frequenza effettiva del segnale dati è la metà della velocità di trasferimento dati. Dunque alla massima velocità di trasferimento dati dello standard USB 2.0 di 480Mbps la frequenza delle transizioni di segnale è di 240 MHz[14]. Il protocollo USB funziona grazie ad una coppia differenziale di segnali denominati in genere D+ e D- i quali devono rispettare l'impedenza caratteristica di 90Ω

dettata dallo standard. Per questo motivo anche nella progettazione delle piste lato PCB deve esserne tenuto conto. Utilizzando il tool integrato in KiCad per la progettazione di linee di trasmissione differenziali unendolo ai dati sui materiali utilizzati dal produttore dei PCB si può determinare la larghezza delle piste della coppia differenziale per ottenere l'impedenza caratteristica corretta. In Figura 24 si nota come i parametri sui quali possiamo agire sono i "Physical Parameters" cioè larghezza, lunghezza della coppia e la distanza tra le strip in particolare ci interessa determinare la larghezza che impatta direttamente sull'impedenza della coppia differenziale. Per ottenere la corretta impedenza con i parametri dettati dal produttore le piste dovranno avere una larghezza di 0.64mm.

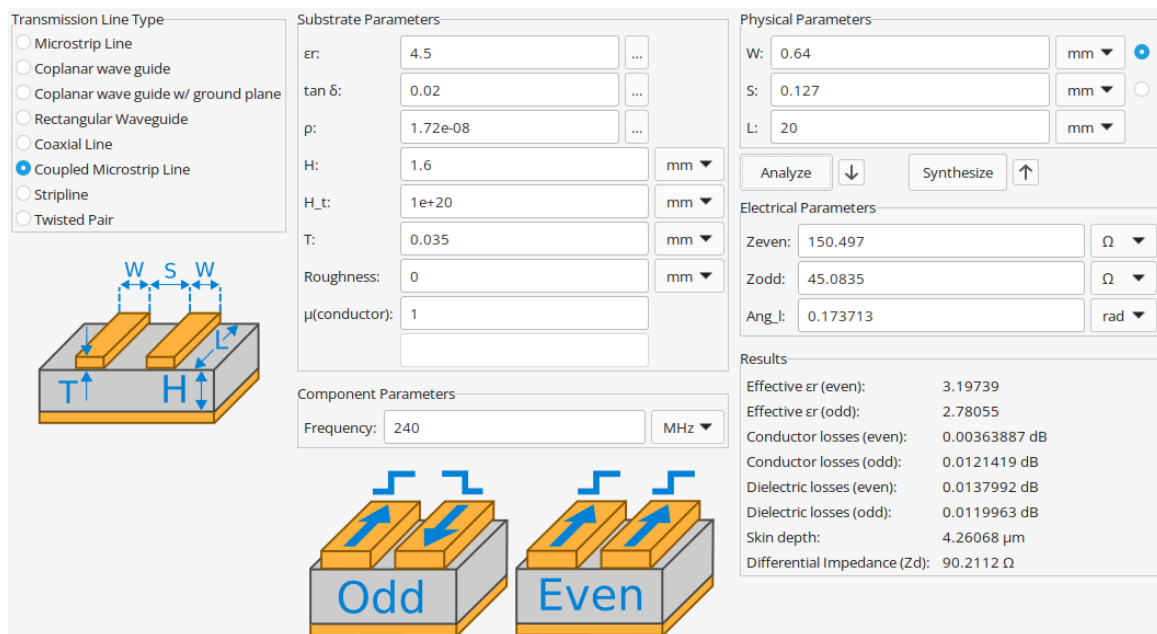
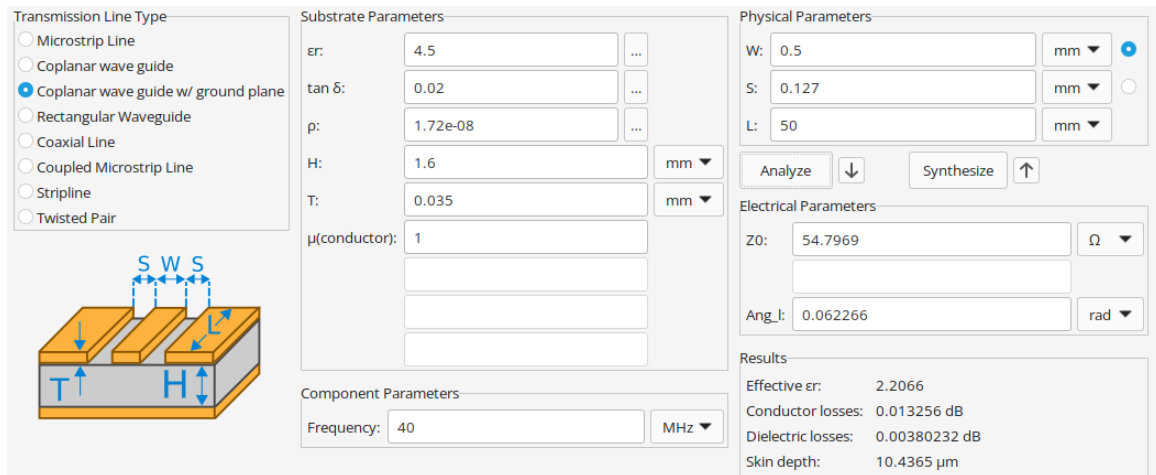


Figura 24: USB Differential Pair

2.1.2 Linee dati SD

La frequenza delle linee dati della micro SD è massimo di 40MHz [15]. L'impedenza caratteristica delle linee deve essere di 50Ω e devono presentare un mismatch massimo della lunghezza di ± 100 mils (2.54mm) [16]. A causa della disposizione dei componenti non posso utilizzare una microstrip line perchè otterrei una larghezza delle piste troppo elevata. Per questo ai fianchi della linea inserisco una zona di massa e, determinato di poter ottenere una larghezza massima della traccia di 0.5mm, ottengo una impedenza di 54Ω .



Transmission Line Type

- ☐ Microstrip Line
- ☐ Coplanar wave guide
- ☒ Coplanar wave guide w/ ground plane
- ☐ Rectangular Waveguide
- ☐ Coaxial Line
- ☐ Coupled Microstrip Line
- ☐ Stripline
- ☐ Twisted Pair

Substrate Parameters

ϵ_r : 4.5

$\tan \delta$: 0.02

ρ : 1.72e-08

H: 1.6 mm

T: 0.035 mm

$\mu(\text{conductor})$: 1

Physical Parameters

W: 0.5 mm

S: 0.127 mm

L: 50 mm

Analyze ↓ Synthesize ↑

Electrical Parameters

Z0: 54.7969 Ω

Ang. l: 0.062266 rad

Results

Effective ϵ_r : 2.2066

Conductor losses: 0.013256 dB

Dielectric losses: 0.00380232 dB

Skin depth: 10.4365 μm

Component Parameters

Frequency: 40 MHz

Figura 25: SDIO Lines

2.2 Analogico

Per evitare che i segnali ad alta frequenza causino interferenze sui campionamenti è stato posizionato un condensatore da $10nF$ il più vicino possibile al microcontrollore che forma un passa basso con una frequenza di taglio di circa 15kHz.

2.3 Alimentazione

Le sezioni delle tracce sono dimensionate in base all'assorbimento dei componenti ed alla loro distanza. Per quanto possibile non sono state mischiate le linee che forniscono il bias per i sensori da quelle dei componenti con assorbimenti e spunti elevati come i relè. Per evitare problemi a causa della corrente elevata di spunto della scheda SD sono stati posizionati condensatori da $10\mu F$ vicino al socket della scheda. Infine in entrambi i layer è presente un piano di massa con un grid di vias per garantire una bassa impedenza del piano in tutta la scheda.

2.4 Isolamento

Per garantire una adeguata separazione tra gli elementi HV e tra HV e LV ho seguito tabelle derivate da IPC 2221 utilizzando le distanze di B4 "External Conductors, with permanent polymer coating (any elevation)" e A6 "External Component lead/termination, uncoated" per il range da 301...500V. Si può inoltre aumentare questo dato applicando del conformal coating sulla scheda.

Note: Values are minimal values (from IPC 2221)

	B1	B2	B3	B4	A5	A6	A7
0 .. 15 V	0.05	0.1	0.1	0.05	0.13	0.13	0.13
16 .. 30 V	0.05	0.1	0.1	0.05	0.13	0.25	0.13
31 .. 50 V	0.1	0.6	0.6	0.13	0.13	0.4	0.13
51 .. 100 V	0.1	0.6	1.5	0.13	0.13	0.5	0.13
101 .. 150 V	0.2	0.6	3.2	0.4	0.4	0.8	0.4
151 .. 170 V	0.2	1.25	3.2	0.4	0.4	0.8	0.4
171 .. 250 V	0.2	1.25	6.4	0.4	0.4	0.8	0.4
251 .. 300 V	0.2	1.25	12.5	0.4	0.4	0.8	0.8
301 .. 500 V	0.25	2.5	12.5	0.8	0.8	1.5	0.8
> 500 V	4	10	50	5.375	5.375	6.075	5.375

* B1 - Internal Conductors

* B2 - External Conductors, uncoated, sea level to 3050 m

* B3 - External Conductors, uncoated, over 3050 m

* B4 - External Conductors, with permanent polymer coating (any elevation)

* A5 - External Conductors, with conformal coating over assembly (any elevation)

* A6 - External Component lead/termination, uncoated

* A7 - External Component lead termination, with conformal coating (any elevation)

Figura 26: IPC 2221 Table

2.4.1 Isolamento dei relè

Un'attenzione particolare è stata prestata per i relè in quanto, seppur dichiarati rated per i 230Vac hanno una distanza tra i contatti HV e LV di soli 2.54mm. Per questo ho realizzato il footprint per il componente con un gap fisico nella scheda il più grande possibile cioè di 1mm. Per determinare la larghezza e la lunghezza di questo gap ho seguito la norma IEC 60664 in Figura 24 ottenendo 1mm di clearance e 2mm di creepage.

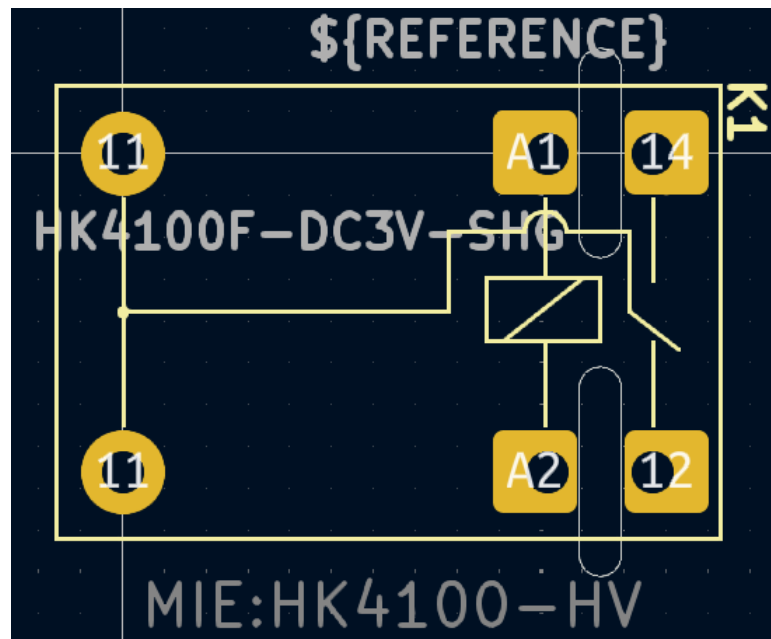


Figura 27: Relay footprint with gaps

Determine the transient impulse voltage to withstand

Rated Voltage (RMS or DC):

400

V

Impulse voltage:

2.5

kV

Overvoltage category:

OVC I

Compute the clearance and creepage distances

RMS Voltage:

400

V

Transient overvoltage:

2

kV

Recurring peak voltage:

0.4

kV

Type of insulation:

Functional

Pollution Degree:

PD2

Material group:

I

PCB material:

☒

Max altitude:

2000

m

Clearance:

1

mm

Creepage:

2

mm

Min groove width:

0.333333

mm

solid: clearance
dashed: creepage

Help

The goal of the IEC60664-1 is to provide guidance on designing insulation for products that have a connection to mains supply.

However some cases are not covered by this calculator:

- For frequencies higher than 30kHz, the dielectric performances are degraded. IEC60664-4 covers those cases
- When using a conformal coating or a potting in order to protect for pollution, if all conditions specified by IEC60664-3 are met, the clearance and creepage distances can be reduced. Soldermask is usually not considered as a conformal coating.
- Insulations trough liquids, compressed air or gases other than air are not in the scope of IEC60664

Figura 28: IEC 60664 Calculator

2.5 PCB Layout

Di seguito alcuni rendering delle piste e del posizionamento dei componenti nel circuito, nonchè il suo rendering 3D.

2.5.1 Disposizione dei componenti

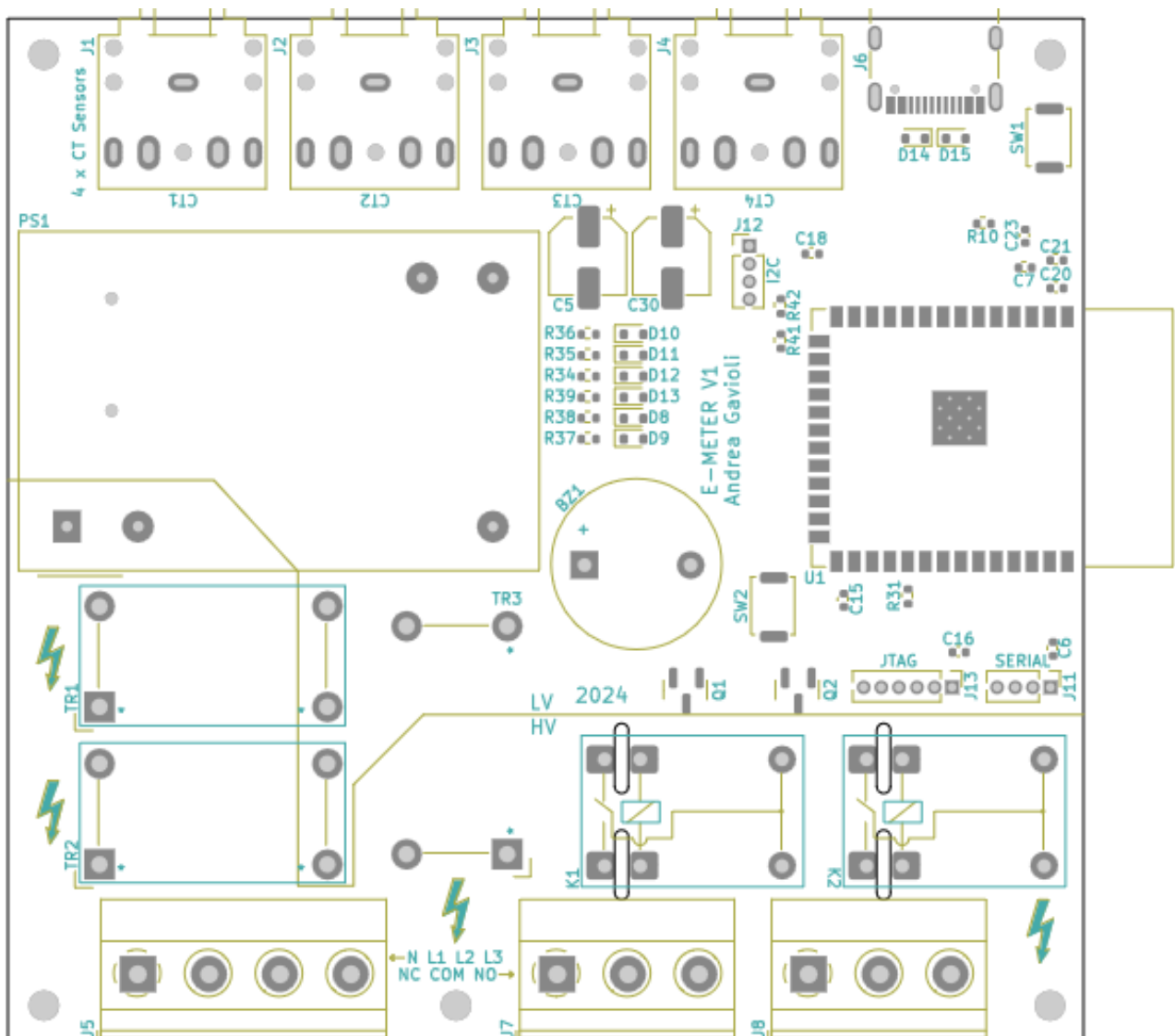


Figura 29: Disposizione dei componenti top

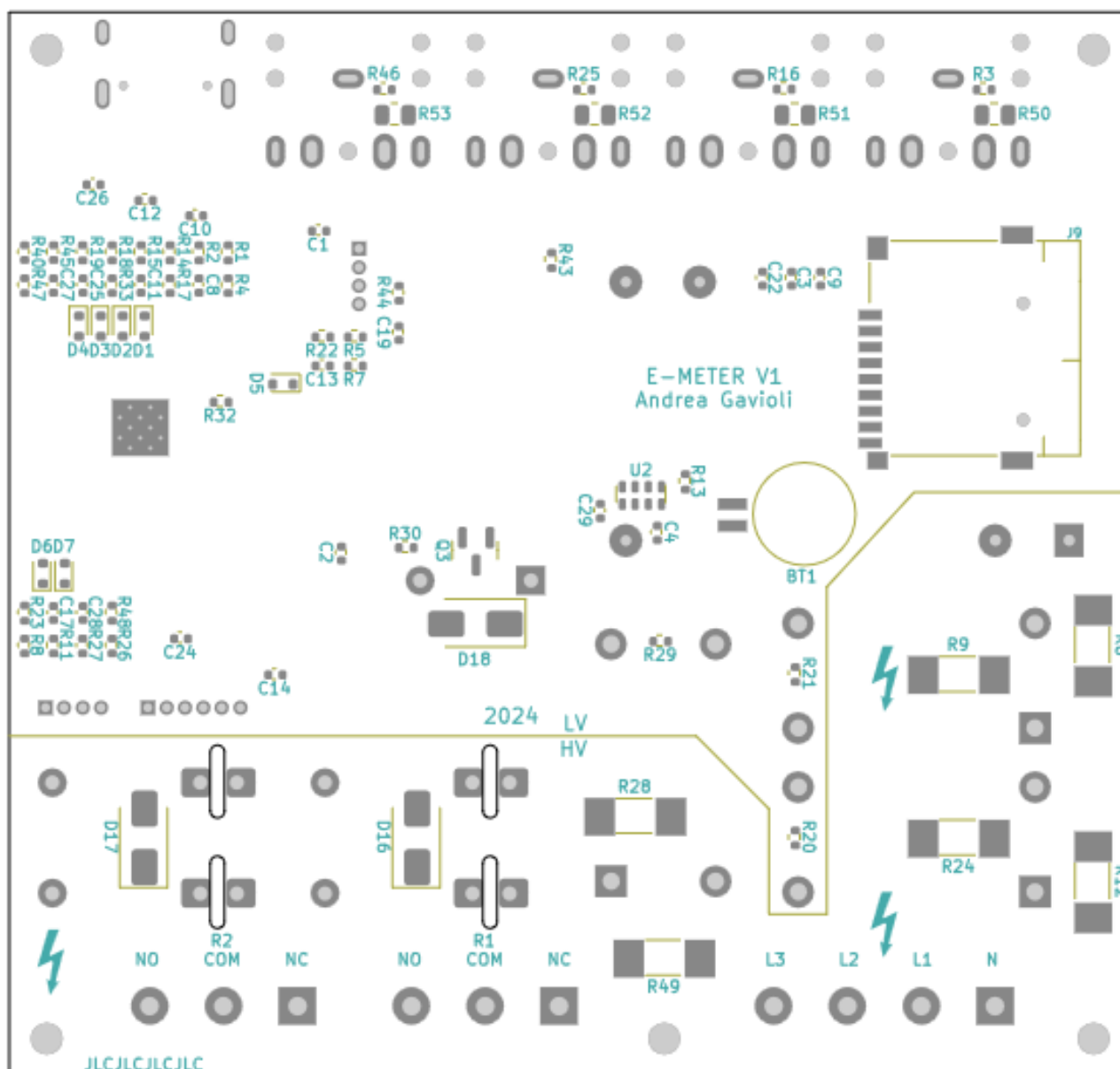


Figura 30: Disposizione dei componenti bottom

2.5.2 Layer

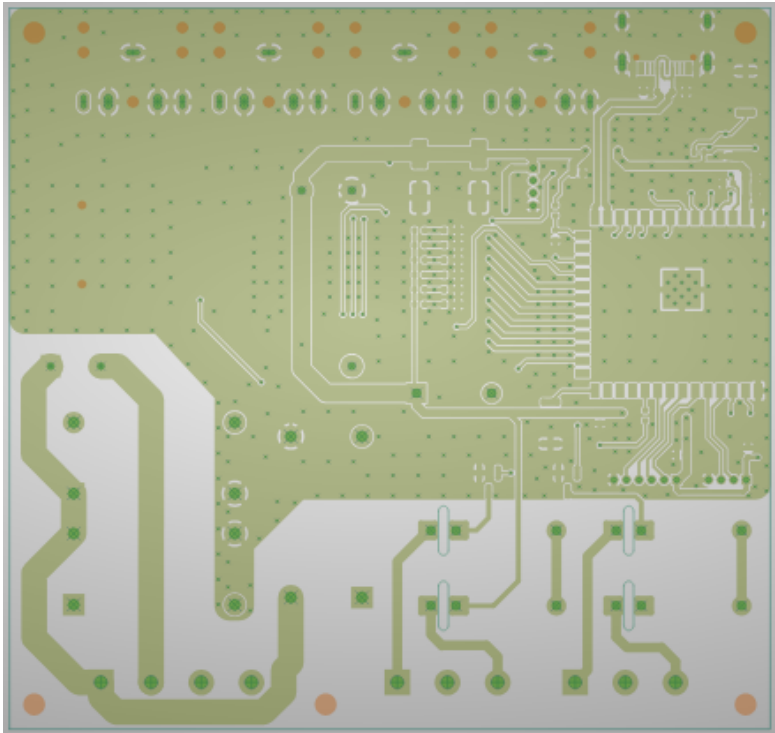


Figura 31: Copper top layer

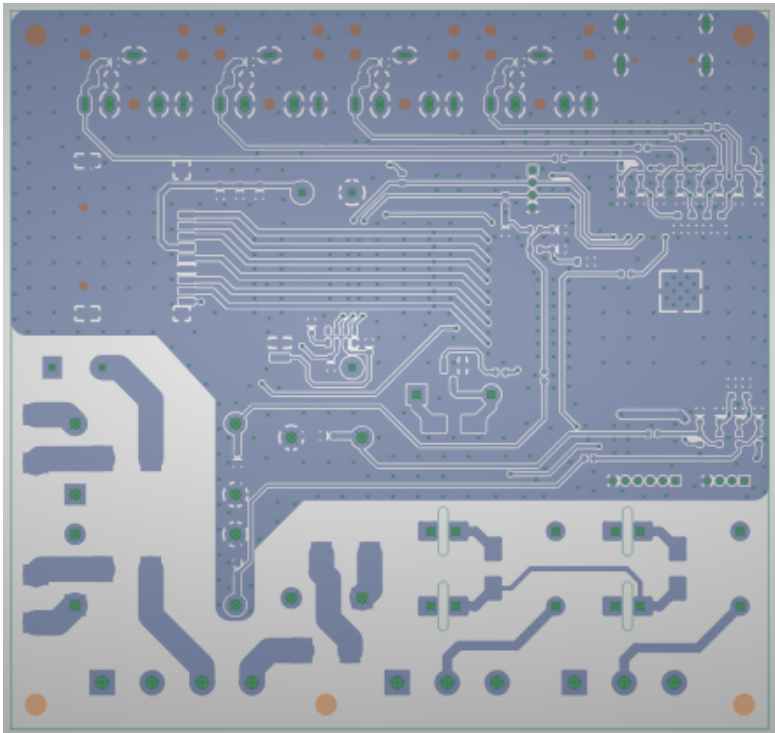


Figura 32: Copper bottom layer

2.5.3 3D Rendering

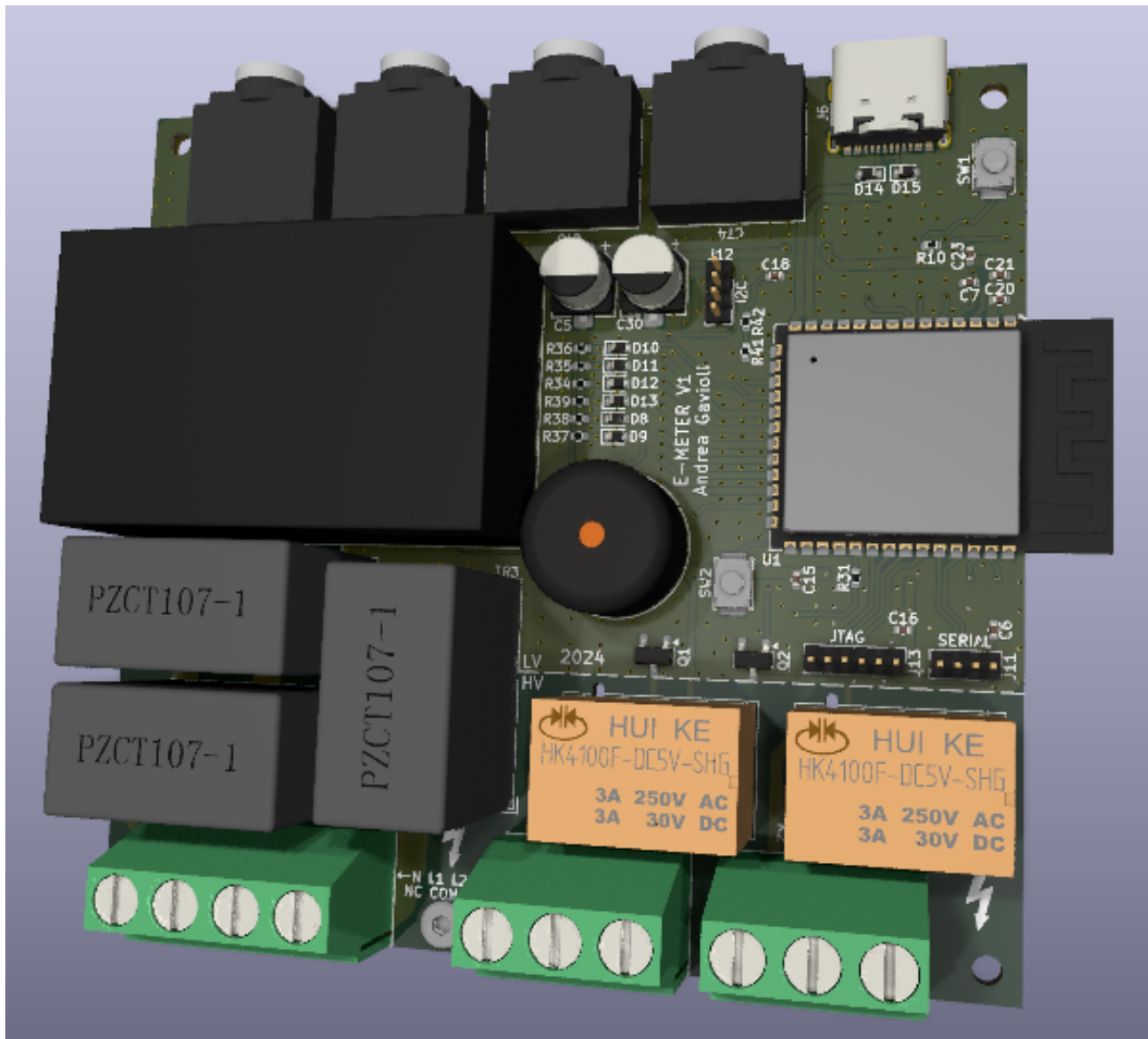


Figura 33: 3D board rendering

2.5.4 La scheda assemblata

Dopo la perdita di alcune diottrie a causa della scelta di utilizzare principalmente componenti 0402

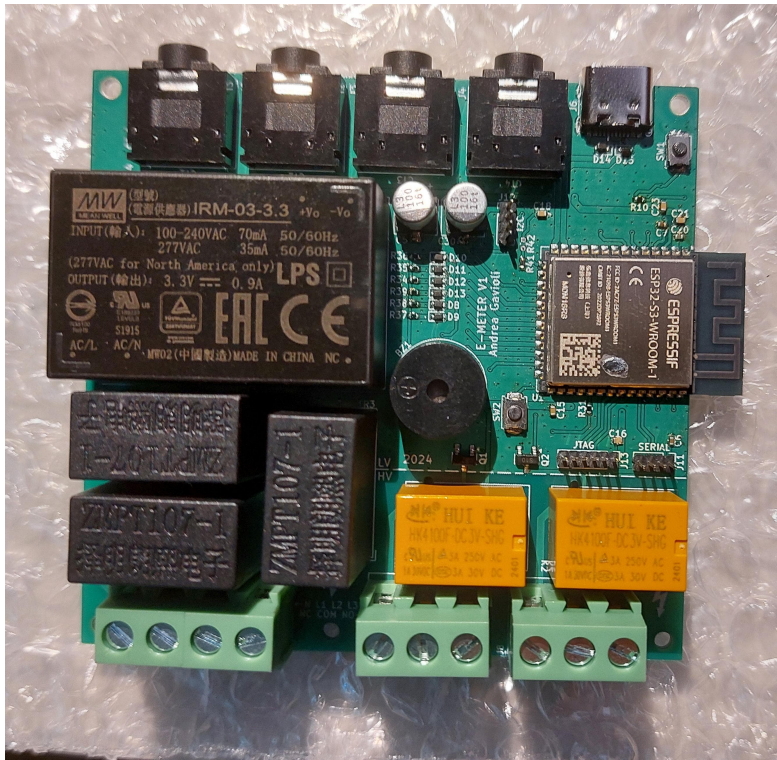


Figura 34: PCB assemblato top

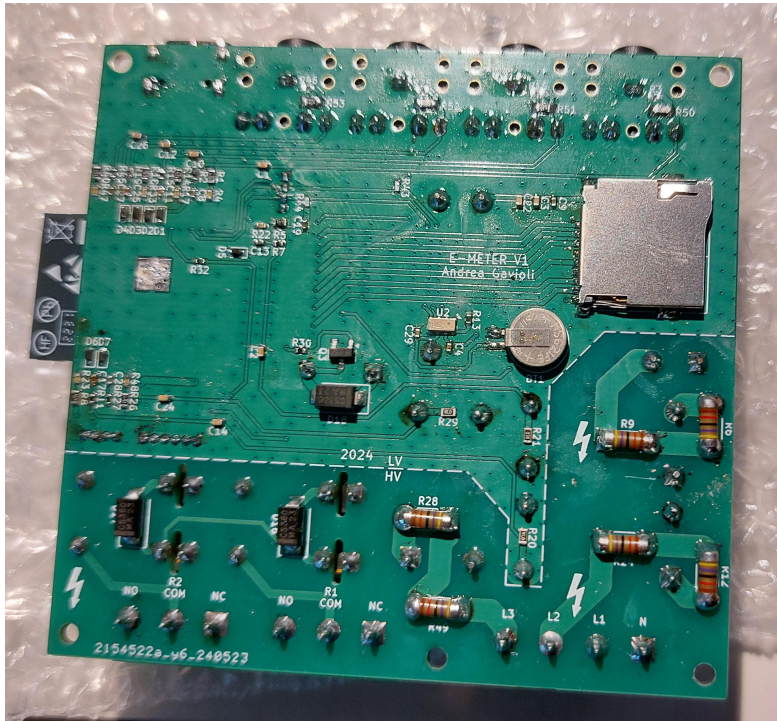


Figura 35: PCB assemblato bottom

3. Software

Il software per il microcontrollore è stato scritto per essere compatibile con il framework di Arduino implementandolo con le librerie messe a disposizione da Espressif ESP-IDF. Avendo relegato anche la parte di elaborazione dei dati direttamente all'ESP32-S3 ho sfruttato i suoi due core uno per il loop di misure dei segnali ed uno per la gestione dell'invio dei dati, WebServer e task periodici come update dell'RTC.

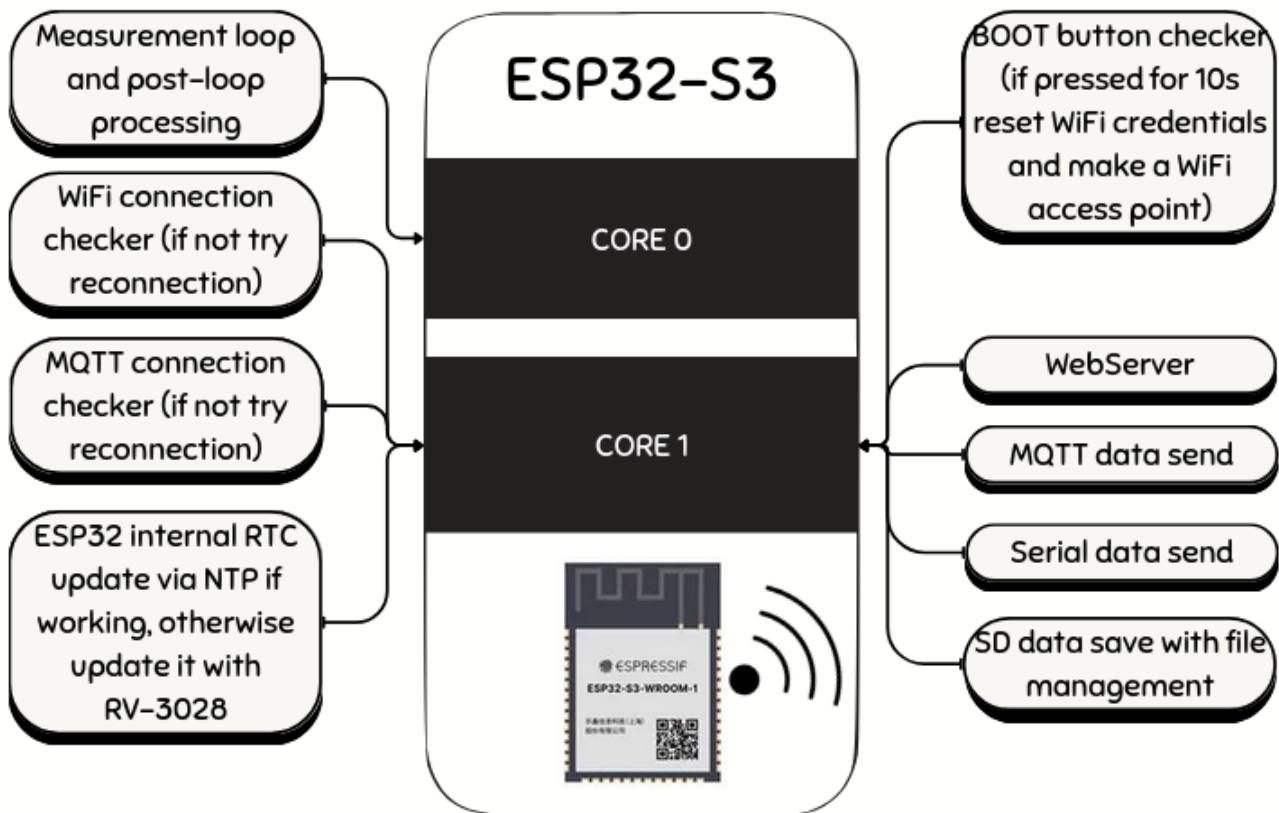


Figura 36: ESP32-S3 core assignment

3.1 Richiami teoria utilizzata e discretizzazione

Per poter calcolare i parametri di corrente, tensione, potenza attiva, sfasamento e THD (Total Harmonic Distorsion) è utile rimarcare la teoria dietro i calcoli [17].

3.1.1 Valore efficace

Dalla definizione di valore efficace

$$U_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} \qquad I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}$$

Discretizzando la formula sopra con un numero finito di campionamenti

$$U_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{n=1}^N u_n^2 \Delta T_n} \qquad I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{n=1}^N i_n^2 \Delta T_n}$$

Gli intervalli di tempo fra i campionamenti sono costanti $N = \frac{T}{\Delta T}$ di conseguenza

$$U_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_n^2} \qquad I_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_n^2}$$

3.1.2 Potenza attiva

La potenza attiva è il prodotto della corrente e della tensione istantanea in ogni momento.

$$P_{\text{active}} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt \equiv U_{\text{RMS}} I_{\text{RMS}} \cos(\phi)$$

Discretizzando la formula sopra con un numero finito di campionamenti, con intervalli di tempo costanti $N = \frac{T}{\Delta T}$

$$P_{\text{active}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_n i_n$$

Nella pratica per garantire la possibilità di calibrare lo sfasamento calcolo la potenza attiva sia con il valore di tensione appena misurato sia con quello misurato al passaggio precedente, in questo modo con le costanti a e b opportunamente calcolate posso andare a definire la potenza

attiva come

$$P_{\text{active}} = a \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_n i_n + b \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N u_{n-1} i_n$$

3.1.3 Potenza apparente

La potenza apparente è data dalla moltiplicazione della tensione efficace e la corrente apparente

$$P_{\text{apparent}} = U_{\text{RMS}} I_{\text{RMS}}$$

3.1.4 Sfasamento

A questo punto posso ottenere lo sfasamento semplicemente facendo il rapporto tra potenza attiva e potenza apparente

$$\cos(\phi) = \frac{P_{\text{active}}}{P_{\text{apparent}}}$$

3.1.5 WattOra

Vengono calcolati utilizzando la lettura della potenza attiva attuale e il tempo in millisecondi trascorso per massimizzare la precisione

$$Wh = \frac{P_{\text{active}} \cdot \text{tempo}(ms)}{3600000}$$

3.1.6 Frequenza

La frequenza è calcolata tendendo conto dei millisecondi trascorsi dall'inizio della conversione e del numero di passaggi per la soglia contati.

$$f = \frac{500 \cdot \text{crossing}}{\text{tempo}(ms)}$$

3.1.7 Distorsione armonica

Utilizziamo l'algoritmo di FFT (Fast Fourier Transform) in RADIX-2 ottimizzato in `__ae32` appositamente per l'ESP32-S3 per passare dal dominio del tempo a quello delle frequenze in modo efficiente. Successivamente calcoliamo la THD (Total Harmonic Distorsion) che ci permette di quantificare la presenza di armoniche nel segnale rispetto alla componente fondamentale. Dalla sua definizione [9]

$$U_{\text{THD}}\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{50} U_n^2}}{U_1} 100 \qquad I_{\text{THD}}\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{50} I_n^2}}{I_1} 100$$

dove:

- U_1, I_1 sono le ampiezze della componente fondamentale di tensione e corrente.
- $U_2, U_3, \dots, I_2, I_3, \dots$ sono le ampiezze delle armoniche superiori di tensione e corrente.

3.2 Rimozione dell'offset

Vi sono varie possibilità per rimuovere l'offset introdotto per misurare tensione e corrente istantanea. Tra queste troviamo

3.2.1 Filtro passa basso o passa alto software

Permettono di isolare l'offset nel caso del passa basso o il segnale in caso di passa alto. Il problema principale di questa soluzione è il settling time di questi filtri che obbligano ad attendere alcuni secondi prima di iniziare a prendere in considerazione i valori ottenuti. Dunque se immediatamente sottratti ai campioni generano alcuni dati non validi.

3.2.2 Media delle letture dell'ADC

Per ovviare al problema del settling time del filtro posso sommare tutti i valori ottenuti in una finestra di misura e successivamente dividere la somma per il numero di campioni. In questo modo posso successivamente rimuovere l'offset dai dati già parzialmente aggregati senza i problemi precedentemente evidenziati.

3.3 CORE 0 - Campionamento

Nel core 0 viene gestito il campionamento con una finestra di 10s con un loop che in ordine esegue

- **Attesa dello 0 crossing per la tensione:**
 - Attende che il segnale di tensione sia vicino allo zero.
- **Ciclo di Misurazione:**
 - Raccoglie campioni di tensione e corrente dall'ADC.
 - Rimuovi un offset di $\frac{2^{12}}{2}$ (metà del valore massimo dell'ADC) per evitare overflow inutili.
 - Accumula le $u(t)$ e $i(t)$ per la successiva rimozione dell'offset
 - Accumula $u(t)^2$ e $i(t)^2$ per il successivo calcolo del valore RMS.
 - Accumula potenze parziali.
 - Popola un array di campioni per le FFT.
 - Interrompi il ciclo se ho passato il numero di zero crossing richiesto della tensione.
- **Calcoli Post-Ciclo:**
 - Calcola V_{RMS} , I_{RMS} , potenza reale, apparente e fattore di potenza applicando i fattori di calibrazione e rimuovendo l'offset "residuale".
 - Aggiorna l'energia accumulata (Wh).
 - Calcola la frequenza dagli zero crossing.
 - Rimuove l'offset DC dall'array per la FFT, la computa ed infine calcola il THD.
 - Reset delle variabili di accumulo.

3.4 CORE 1 - Tasks

Sfruttando la capacità computazionale del microcontrollore utilizziamo il core 1 per i seguenti task:

- **Invio e salvataggio dei dati ricevuti dal CORE 0:**
 - Invio tramite MQTT
 - Invio tramite seriale
 - Salva i dati su SD in formato CSV (Comma Separated Value)
 - Gestisci la creazione di un nuovo file superata la grandezza di 100MB

- Riscrivi i file più vecchi quando la memoria è piena
- **Aggiornamento RTC ogni 15 minuti:**
 - Se disponibile l’NTP aggiorna l’RTC dell’ESP32 e il RV-3028
 - Se l’NTP non è disponibile l’RTC dell’ESP32 viene aggiornato dall’RV-3028
- **Controllo connessione WiFi e MQTT:**
 - Dopo ogni tentativo di invio dei dati se non è presente una connessione WiFi o al server MQTT viene rifatto un tentativo di connessione
- **Controllo pulsante BOOT:**
 - Se il pulsante viene tenuto premuto per 10 secondi l’ESP32 passa alla modalità access point permettendo all’utente di collegarsi e cambiare le credenziali della rete WiFi alla quale connettersi
- **Gestione WebServer:**
 - Gestione degli eventi
 - Pagine index, settings, file manager, OTA

3.5 Logging su scheda SD

Al fine di ridurre la quantità di dati occupata sulla scheda SD ho optato per il salvataggio dei dati in formato CSV, in tale modo l’header viene scritto solo alla creazione del file. Con questi accorgimenti salvando i dati ogni 10 secondi vengono utilizzati nel caso peggiore (trifase) 150byte cioè $150B \cdot 3.156 \cdot 10^6 = 0.47GB$ all’anno. Considerando l’attuale capacità delle schede SD potrebbero non arrivare a riempirsi prima del fine vita del power meter ma, volendo essere previdenti o nel caso qualcuno usasse una SD di dimensioni modeste, ho implementato un sistema che limita i file a 100MB e sovrascrive i file più vecchi quando la memoria è piena.

3.6 WebServer

I web server per ESP32 possono essere classificati principalmente in due categorie: sincroni e asincroni. Intuitivamente nel caso di server sincrónico le richieste vengono gestite una alla volta, il che può portare a blocchi se una richiesta richiede molto tempo per essere processata, cosa che accade nel progetto visto che viene gestito anche un mini file manager. Per questo nel progetto viene utilizzata una libreria asincrona denominata ESPAsyncWebServer.

3.6.1 Index

Landing page per la visualizzazione dei dati real time e l'accesso alle altre pagine del WebServer. Ne esistono due versioni: una per le misurazioni con 3 sensori di tensione e 4 di corrente (trifase) ed una per 1 sensore di tensione e 4 di corrente (monofase). Nella barra superiore sono presenti alcuni dati di telemetria del dispositivo.

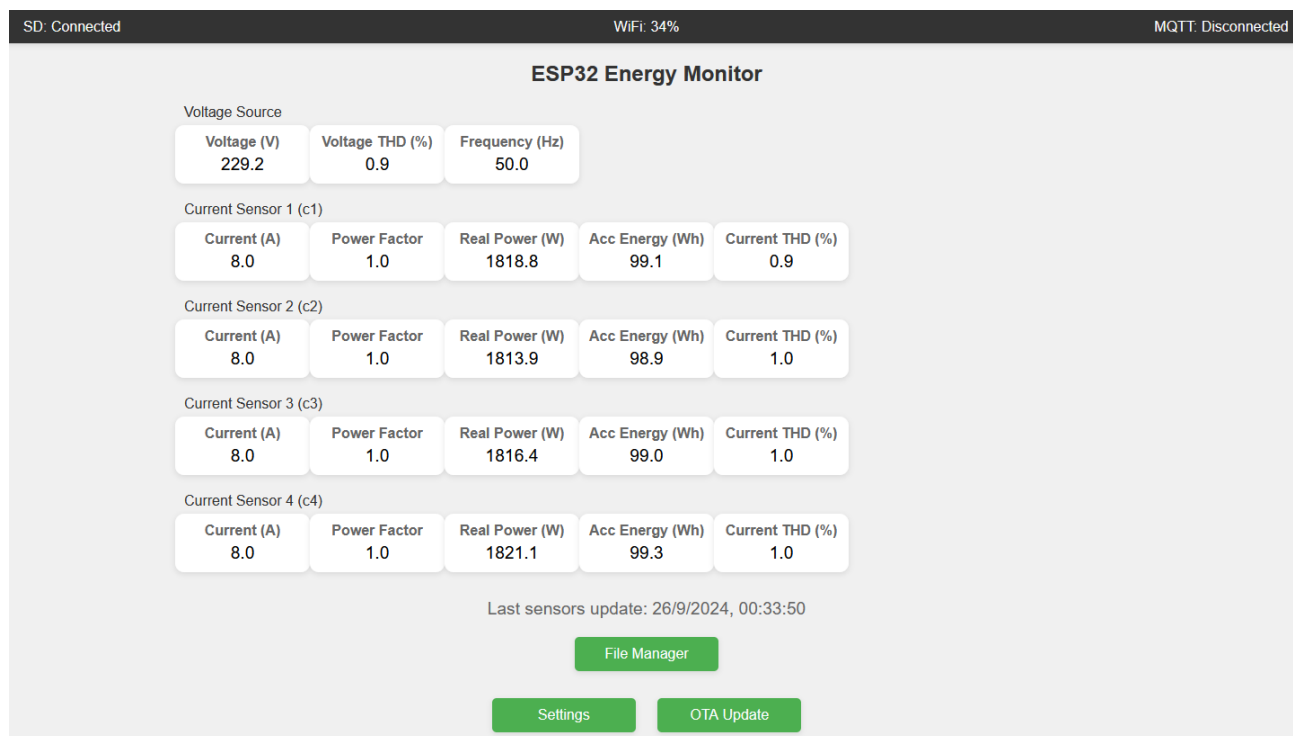


Figura 37: Index monofase

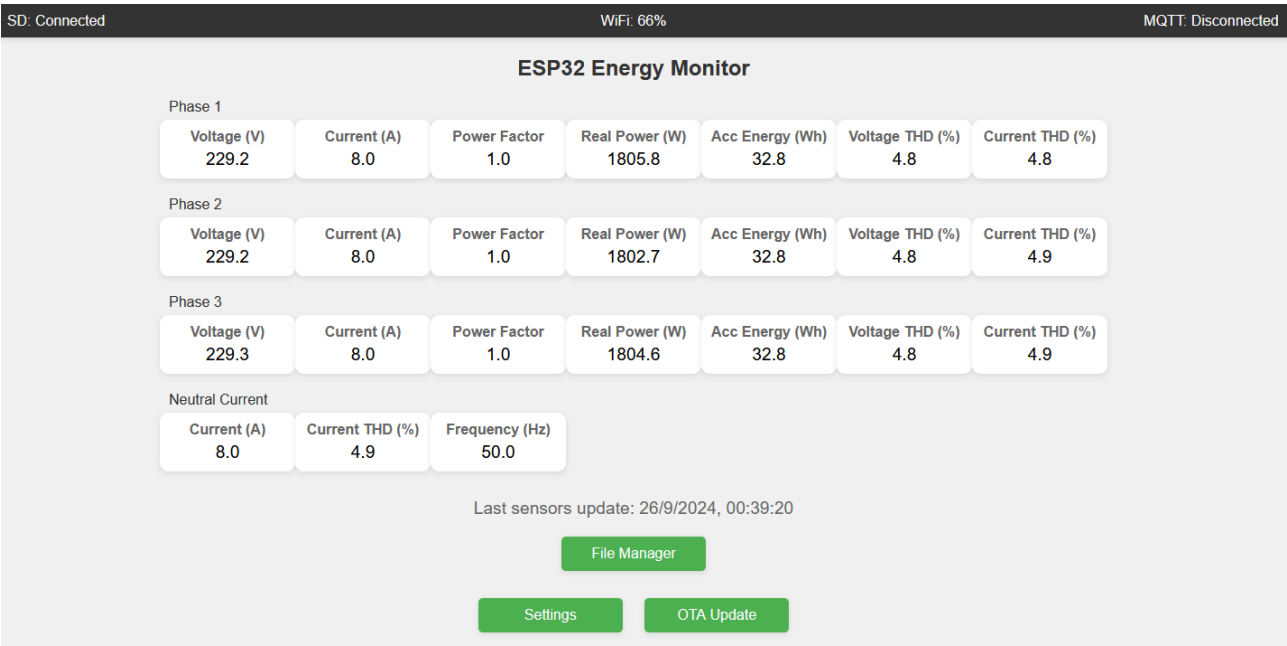


Figura 38: Index trifase

3.6.2 File Manager

Utilizzata per gestire i file all'interno della scheda SD con la possibilità di visualizzarli o scaricarli

E-Meter File Management		
File Name	Last Modified	Actions
log81.csv	6/8/2024, 16:01:06	View Download
log80.csv	6/8/2024, 15:59:16	View Download
log79.csv	6/8/2024, 15:55:14	View Download

Figura 39: File manager webpage

3.6.3 OTA

Utilizzata per poter aggiornare il firmware dell'ESP32-S3 tramite WiFi per mantenere il dispositivo aggiornato anche in caso di un suo posizionamento con un accesso difficoltoso

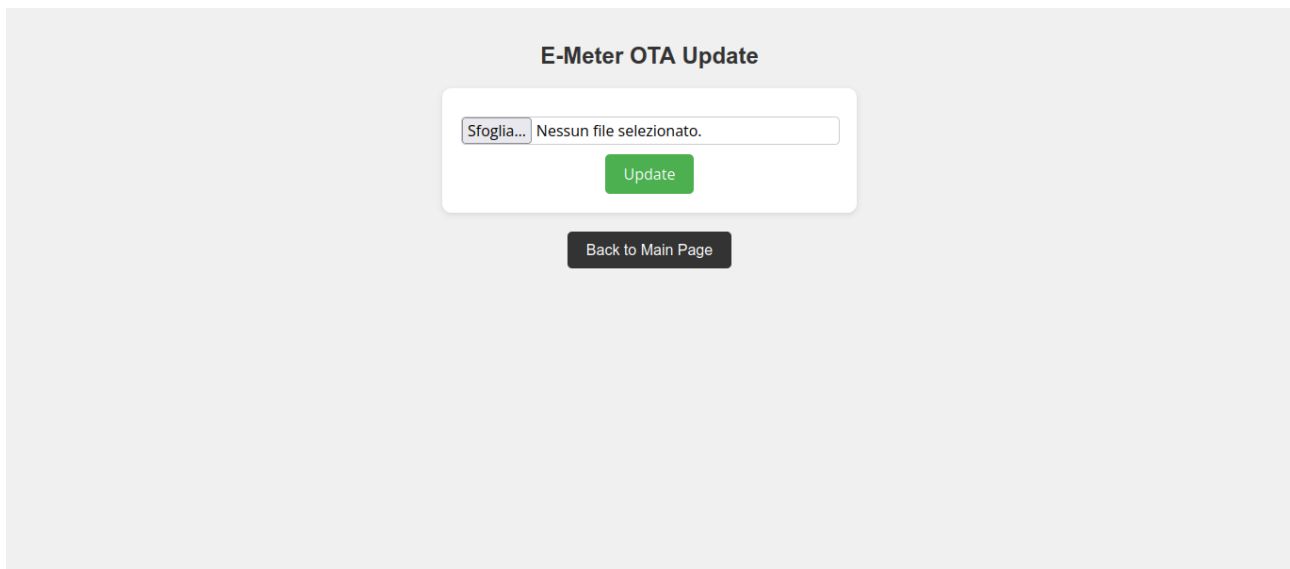


Figura 40: OTA webpage

3.6.4 Settings

Utilizzata per poter personalizzare le impostazioni del dispositivo, i settaggi vengono salvati nella memoria flash dell'ESP32-S3

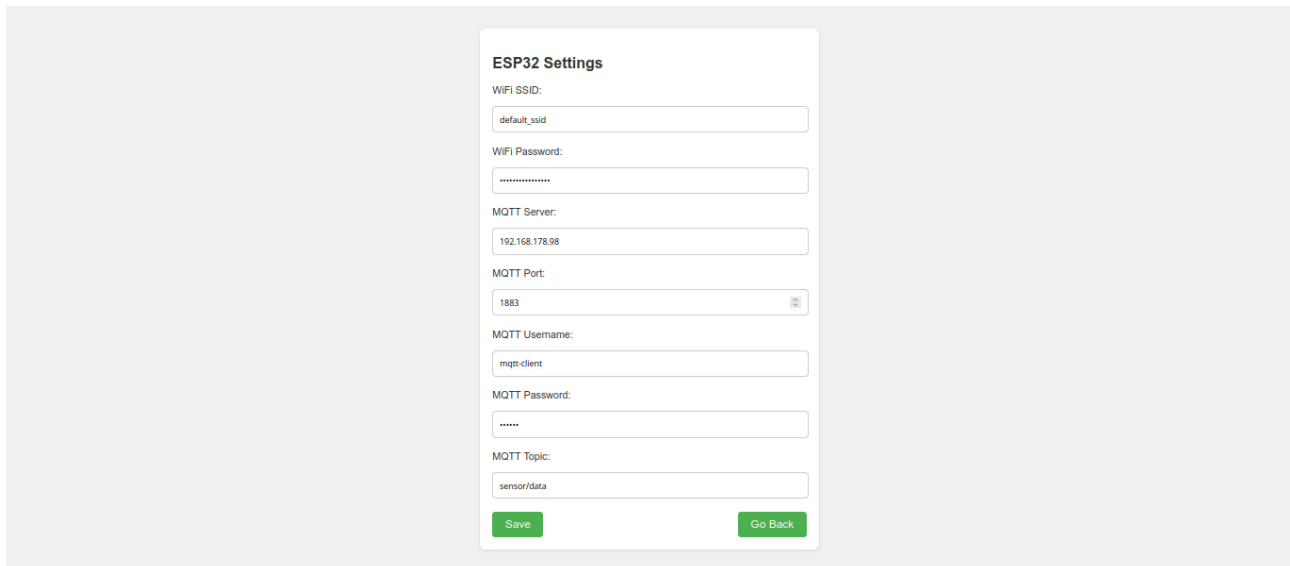


Figura 41: Settings webpage

4. Calibrazione e validazione

Per assicurare la lettura di dati validi il sistema è stato calibrato utilizzando strumentazione della quale sono noti risoluzione e accuratezza e sono stati ideati alcuni setup di test allo scopo.

4.1 Tensione

A seguito della calibrazione con un fattore moltiplicativo rispetto al valore RAW dell'ADC ad una tensione di circa 230V ho voluto verificare la bontà delle misure a partire dal range dell'AC/DC presente sulla scheda (MeanWell IRM-03-3.3) che va da dagli 85 ai 305Vac.

4.1.1 Setup di prova

Per variare la tensione di alimentazione ho utilizzato un trasformatore con primario da 230V e secondario da 24V il quale ha a disposizione più center taps sia al primario che al secondario, in questo modo combinando (quindi sommando o sottraendo) gli ingressi e le uscite del trasformatore sono riuscito ad ottenere alcuni valori di particolare interesse per i range dei 230V e 120V.

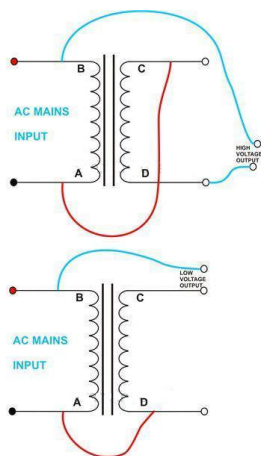


Figura 42:
Combinazioni
trasformatore
[18]

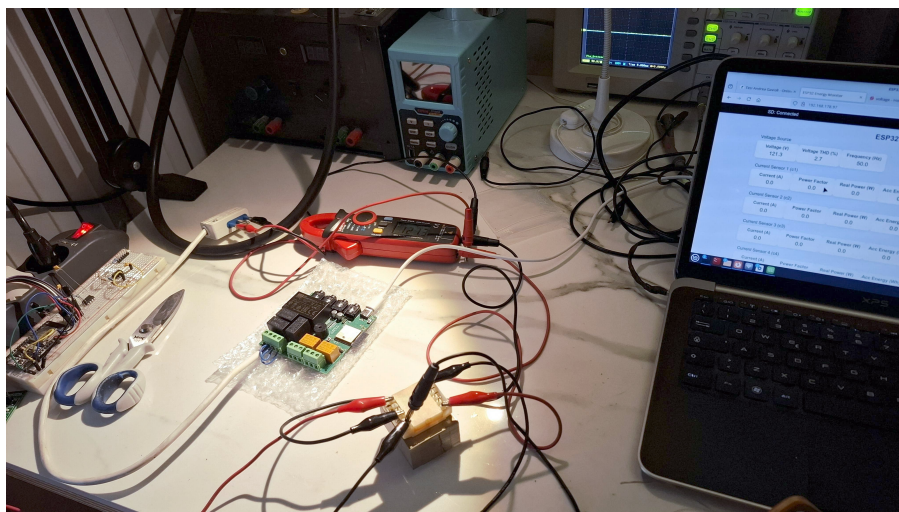


Figura 43: Setup misura tensione

4.1.2 Misure ottenute

Di seguito nella tabella sono riportate le misurazioni effettuate con un multimetro UNI-T UT210E (originariamente bloccato via software a 2000 counts ma portato a 6000) il quale per la misura di tensione effettuata presenta una risoluzione di 100mV e un accuratezza di $\pm(1\%+3)$ [19].

UT210E (V)	V1 (V)	V2 (V)	V3 (V)	Err UT (V)	Err V1 (V)	Err V2 (V)	Err V3 (V)	Etot V1 (V)	Etot V2 (V)	Etot V3 (V)	EQM V1 (V)
94,4	94,5	94,5	94,5	1,24	0,10	0,10	0,10	1,25	1,25	1,25	2,26
121,3	121,4	121,3	121,4	1,51	0,10	0,00	0,10	1,52	1,51	1,52	
134,7	134,8	134,7	134,6	1,65	0,10	0,00	-0,10	1,65	1,65	1,65	EQM V2 (V)
213,0	212,8	212,9	212,8	2,43	-0,20	-0,10	-0,20	2,44	2,43	2,44	2,25
230,2	230,3	230,2	230,3	2,60	0,10	0,00	0,10	2,60	2,60	2,60	
252,4	252,2	252,3	252,2	2,82	-0,20	-0,10	-0,20	2,83	2,83	2,83	EQM V1 (V)
258,8	258,7	258,7	258,7	2,89	-0,10	-0,10	-0,10	2,89	2,89	2,89	2,26

Figura 44: Tabella delle misure di tensione

In Figura 44 calcolo l'errore generato dallo strumento di misura UT210E come

$$\text{Err UT} = \frac{\text{UT210E (V)} \cdot 1}{100} + 3 \cdot 0.1$$

Gli errori sulle letture di tensione vengono calcolati come da definizione

$$\text{Err } V_n = \text{UT210E (V)} - V_n(V)$$

L'errore combinato nel caso in cui le fonti di errore non siano correlate è

$$\text{Etot } V_n = \sqrt{\text{Err } V_n (V)^2 + \text{Err UT (V)}^2}$$

dal quale possiamo notare come l'errore più influente nella misura sia generato dall'accuratezza dichiarata dell'UT210E. Calcoliamo quindi l'Errore Quadratico Medio (EQM) il quale, a differenza dell'Errore Assoluto Medio, enfatizza gli outlier [20].

$$\text{EQM } V_n = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^3 \text{Etot } V_n}{n}}$$

ottenendo un valore di circa $2.26V$ per tutti e tre i sensori.

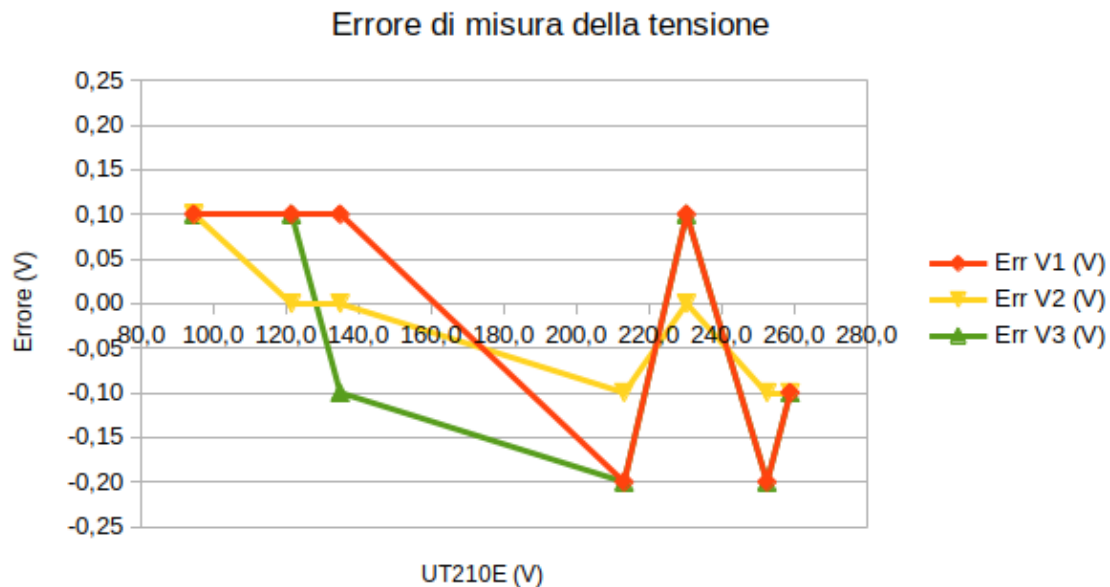


Figura 45: Grafico errore al variare della tensione

In Figura 45 è riportato il grafico dell'errore al variare della tensione in ingresso dal quale si può effettivamente notare un leggero pattern negli errori.

4.2 Corrente

In modo similare a quanto già riportato per la tensione a seguito della calibrazione tramite fattore moltiplicativo, ho misurato la corrente di vari carichi resistivi a mia disposizione andando a testare i sensori di corrente per tutto il loro range dichiarato fino ai 30A.

4.2.1 Setup di prova

Essendo una prova eseguita in ambiente domestico ho utilizzato dei carichi principalmente resistivi come stufette e phon. Volendo evitare di superare la corrente massima dei frutti di $16A$ le misure sopra questo valore sono realizzate facendo passare due volte il cavo all'interno dei sensori per raddoppiare la corrente misurata dallo stesso.

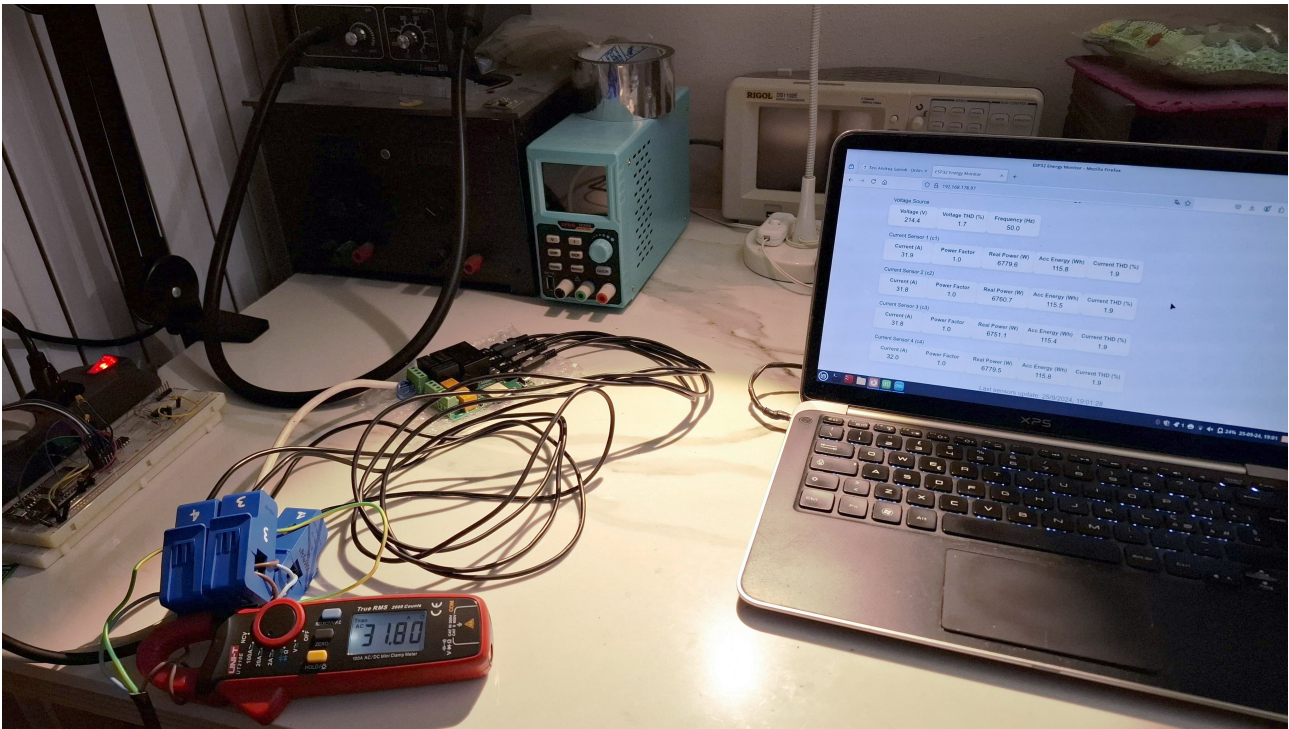


Figura 46: Setup prova corrente raddoppiata

4.2.2 Misure ottenute

Di seguito nella tabella sono riportate le misurazioni effettuate con una pinza amperometrica UNI-T UT210E la quale per la misura di corrente effettuata presenta una risoluzione di 0.01A e un accuratezza di $\pm(2.5\% + 8)$ [19].

UT210E (A)	C1 (A)	C2 (A)	C3 (A)	C4 (A)	Err UT (A)	Err C1 (A)	Err C2 (A)	Err C3 (A)	Err C4 (A)	Etot C1 (A)	Etot C2 (A)	Etot C3 (A)	Etot C4 (A)	
0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.09	0.00	0.00	0.00	0.00	0.09	0.09	0.09	0.09	
0.4	0.4	0.4	0.4	0.4	0.09	0.00	0.00	0.00	0.00	0.09	0.09	0.09	0.09	EQM C1 (A)
1.1	1.1	1.1	1.1	1.1	0.11	0.00	0.00	0.00	0.00	0.11	0.11	0.11	0.11	0.42
2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	0.14	0.00	0.00	0.00	0.00	0.14	0.14	0.14	0.14	
4.0	4.0	4.0	4.0	4.0	0.18	0.00	0.00	0.00	0.00	0.18	0.18	0.18	0.18	EQM C2 (A)
4.6	4.6	4.6	4.6	4.6	0.20	0.00	0.00	0.00	0.00	0.20	0.20	0.20	0.20	0.42
7.7	7.7	7.7	7.7	7.7	0.27	0.00	0.00	0.00	0.00	0.27	0.27	0.27	0.27	
8.7	8.7	8.7	8.7	8.7	0.30	0.00	0.00	0.00	0.00	0.30	0.30	0.30	0.30	EQM C3 (A)
12.0	11.9	11.9	11.8	11.9	0.38	-0.10	-0.10	-0.20	-0.10	0.39	0.39	0.43	0.39	0.42
16.2	16.1	16.0	16.0	16.0	0.49	-0.10	-0.20	-0.20	-0.20	0.50	0.52	0.52	0.52	
17.9	17.9	17.8	17.9	17.9	0.53	0.00	-0.10	0.00	0.00	0.53	0.54	0.53	0.53	EQM C4 (A)
23.9	24.0	23.9	23.9	24.0	0.68	0.10	0.00	0.00	0.10	0.68	0.68	0.68	0.68	0.42
28.0	27.8	27.8	27.9	28.0	0.78	-0.20	-0.20	-0.10	0.00	0.81	0.81	0.79	0.78	
31.8	31.9	31.8	31.8	32.0	0.88	0.10	0.00	0.00	0.20	0.88	0.88	0.88	0.90	

Figura 47: Tabella delle misure di corrente

Analogamente al caso della tensione in Figura 47 calcolo l'errore generato dallo strumento di misura UT210E come

$$\text{Err UT} = \frac{\text{UT210E (A)} \cdot 2.5}{100} + 8 \cdot 0.01$$

Gli errori sulle letture di corrente vengono calcolati come da definizione

$$\text{Err } C_n = \text{UT210E (A)} - C_n(A)$$

L'errore combinato nel caso in cui le fonti di errore non siano correlate è

$$\text{Etot } C_n = \sqrt{\text{Err } C_n (A)^2 + \text{Err UT (A)}^2}$$

dal quale possiamo notare come, anche questa volta, l'errore più influente nella misura sia generato dall'accuratezza dichiarata dell'UT210E. Calcoliamo quindi l'Errore Quadratico Medio (EQM) il quale, a differenza dell'Errore Assoluto Medio, enfatizza gli outlier [20].

$$\text{EQM } C_n = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^3 \text{Etot } C_n}{n}}$$

ottenendo un valore di circa 0.42A per tutti e tre i sensori.

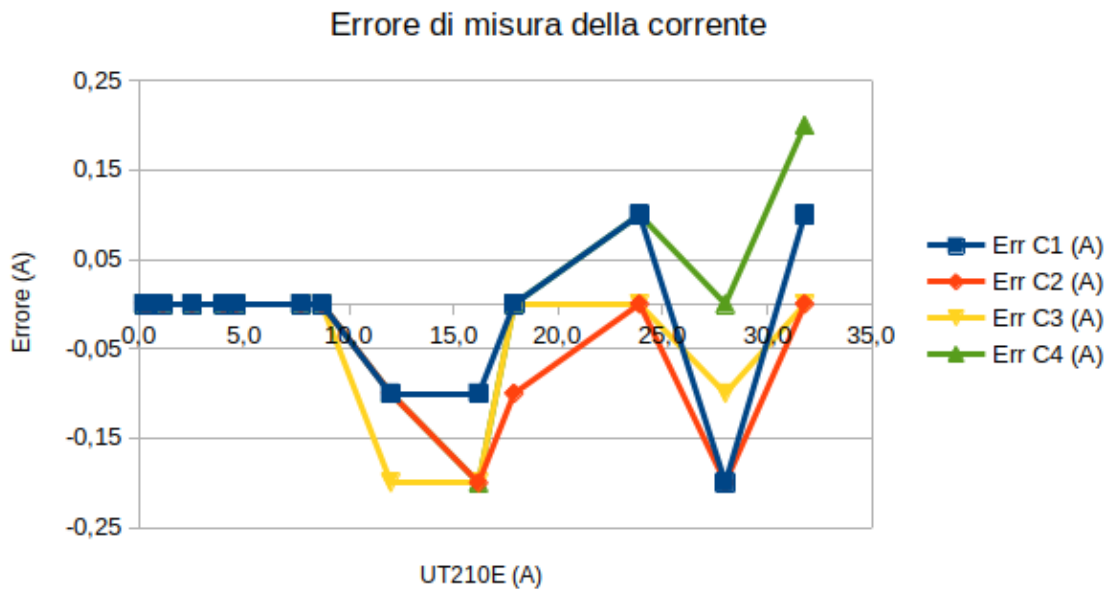


Figura 48: Grafico errore al variare della corrente

In Figura 48 è riportato il grafico dell'errore al variare della corrente in ingresso dal quale si può notare come l'errore abbia la tendenza ad aumentare sorpassando i 30A, verosimilmente anche a causa della saturazione del sensore.

4.3 Potenza attiva e sfasamento

Come visto precedentemente nel Capitolo 3, Sezione 3.1.2 è possibile utilizzare due parametri di calibrazione per la potenza attiva e di conseguenza lo sfasamento. Allo scopo utilizzando un carico puramente resistivo e collegando i due canali dell'oscilloscopio direttamente ai sensori sul PCB, ho verificato lo sfasamento in gradi tra i due segnali di tensione e di corrente. Come era lecito aspettarsi dai datasheet dei due sensori osservati precedentemente la corrente presenta uno sfasamento di 9° in ritardo. Valore che sarà quindi utilizzato per la calibrazione della potenza attiva.

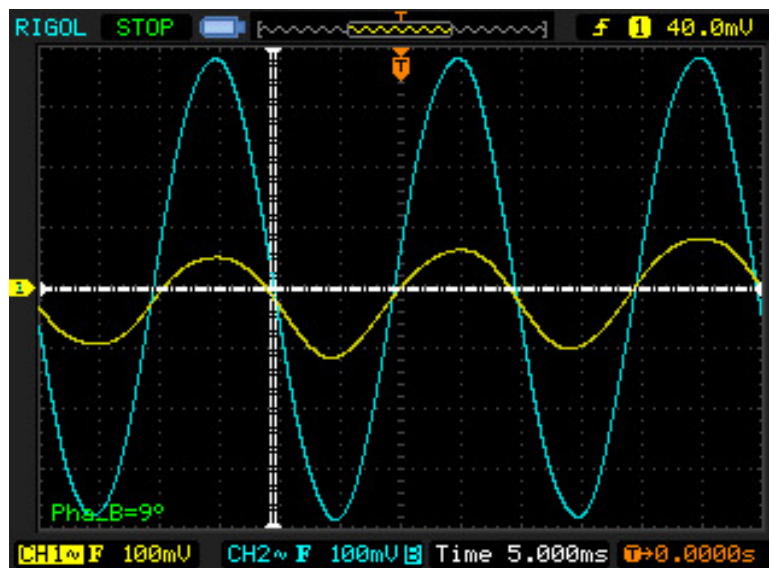


Figura 49: Sfasamento corrente tensione

Conclusioni

Il progetto ha ampiamente soddisfatto le aspettative, portandomi a realizzare un prototipo funzionante e a consolidare l'applicazione degli aspetti teorici della materia.

Grazie all'elaborazione dei segnali delegata al microcontrollore, il costo complessivo di una scheda completa è di circa 18 euro, un risultato soddisfacente considerando che i costi si riferiscono a piccole quantità di produzione. Inoltre l'ottimizzazione degli ingombri dei componenti e dell'utilizzo degli spazi ha permesso di creare una scheda di 73x77mm installabile su guida DIN.

Molto utile la possibilità di accedere ai dati in tempo reale tramite il web server integrato e di poter scaricare i dati salvati nella scheda SD senza rinunciare ad un pannello più completo grazie al protocollo MQTT che apre le porte a vari software di domotica come Home Assistant.

Per quanto riguarda le prestazioni del sistema, i test preliminari sono incoraggianti ed hanno mostrato una buona accuratezza nella misura delle grandezze elettriche, con tempi di elaborazione rapidi e una stabilità costante durante l'acquisizione dei dati. La possibilità di utilizzare un core per il campionamento e l'elaborazione in tempo reale ed uno per la trasmissione dei dati permette di campionare in modo continuo i segnali evitando la perdita di dati in attesa dell'invio degli stessi.

Un aspetto critico da risolvere nelle future revisioni riguarda l'ossidazione nel tempo dei connettori jack da 3.5 mm dei sensori di corrente, che nelle prime prove a banco ha causato errori nelle misure. Sarà necessario quindi valutare l'utilizzo di un connettore differente per migliorare l'affidabilità.

Infine, un'analisi termica della scheda ha evidenziato la necessità di migliorare la dissipazione dei resistori dei sensori di tensione nelle prossime revisioni, per garantire una maggiore sicurezza operativa del sistema.

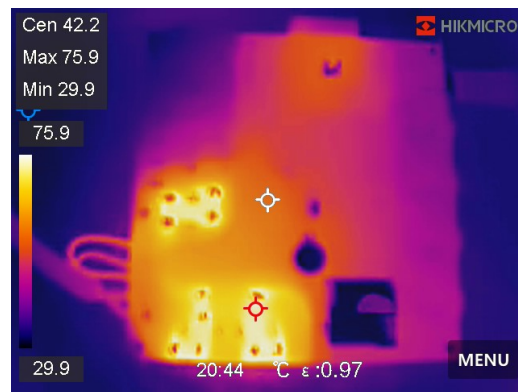


Figura 50: Fotografia termica della parte più calda della scheda (PCB bottom)

Bibliografia

- [1] S. Ould amrouche, S. Bouchakour, A. Hadj Arab, K. Abdeladim, F. Cherfa e K. Kerkouche, «REACTIVE POWER ISSUES IN GRID CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS», ott. 2014.
- [2] Espressif. «ESP32-S3 Datasheet». (2023), indirizzo: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-s3_datasheet_en.pdf.
- [3] S. Studio. «SCT-013-030 Datasheet». (2015), indirizzo: <http://statics3.seeedstudio.com/assets/file/bazaar/product/101990028-SCT-013-030-Datasheet.pdf>.
- [4] I. Industry. «ZMPT101B Datasheet». (2018), indirizzo: http://www.interplus-industry.fr/index.php?option=com_content&view=article&id=52&Itemid=173&lang=en#breadcrumbs.
- [5] I. Industry. «ZMPT107-1 Datasheet». (2017), indirizzo: http://www.interplus-industry.fr/index.php?option=com_content&view=article&id=53&Itemid=174&lang=en#breadcrumbs.
- [6] VISHAY. «MELF 027 Datasheet». (2017), indirizzo: <https://www.vishay.com/docs/20005/smm0207.pdf>.
- [7] E. D. Spa. «Condizioni tecniche trasporto imprese Enel». (2017), indirizzo: <https://www.enel.it/content/dam/enel-it/documenti-imprese/condizioni-tecniche-trasporto-imprese/EnelDistribuzioneSpa.pdf>.
- [8] Espressif. «ADC API Reference - ESP32-S3». (2024), indirizzo: https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/v5.3/esp32s3/api-reference/peripherals/adc_calibration.html.
- [9] N. I. CORP. «Total Harmonic Distortion (Electrical Power Toolkit)». (2023), indirizzo: https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview-electrical-power-toolkit-api-ref/page/lveptconcepts/ep_thd_concept.html.
- [10] N. Huik. «HK4100F Datasheet». (2013), indirizzo: https://www.lcsc.com/datasheet/lcsc_datasheet_2304140030_Ningbo-Keke-New-Era-Appliance-HK4100F-DC3V-SHG_C98931.pdf.
- [11] maxim integrated. «DS3231 Datasheet». (2015), indirizzo: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds3231.pdf>.
- [12] maxim integrated. «DS3231M Datasheet». (2015), indirizzo: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds3231m.pdf>.

- [13] M. Crystal. «RV-3028-C7 Datasheet». (2021), indirizzo: https://www.microcrystal.com/fileadmin/Media/Products/RTC/App.Manual/RV-3028-C7_App-Manual.pdf.
- [14] M. M. for TDK. «USB2.0 Technical Manual». (2011), indirizzo: https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/content/emc-guidebook/en/eemc_practice_04.pdf.
- [15] Espressif. «SDMMC API Reference - ESP32-S3». (2024), indirizzo: https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/v5.3/esp32s3/api-reference/peripherals/sdmmc_host.html.
- [16] Cypress. «WLBGA Layout Design». (2019), indirizzo: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AN214942_WLBGA_Layout_Design_Guide-ApplicationNotes-v03_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c7cdc391c017d0d2bf74963a7&utm_source=cypress&utm_medium=referral&utm_campaign=202110_globe_en_all_integration-files.
- [17] Atmel. «AVR465: Single-Phase Power/Energy Meter». (2013), indirizzo: https://ww1.microchip.com/downloads/en/Appnotes/Atmel-2566-Single-Phase-Power-Energy-Meter-with-Tamper-Detection_Ap-Notes_AVR465.pdf.
- [18] B. H. Engineering. «How to Build a Homemade Variable Voltage Autotransformer». (2022), indirizzo: <https://www.brighthubengineering.com/diy-electronics-devices/88694-homemade-variatic-circuit-explained/>.
- [19] UNI-T. «UT210E English manual». (2022), indirizzo: <https://meters.uni-trend.com/download/ut210e-user-manual/?wpdmdl=7228&refresh=66f48b70df8151727302512>.
- [20] A. Krause. «How to Determine the Error of an Air Quality Sensor?» (2024), indirizzo: <https://www.airgradient.com/blog/how-to-determine-error-of-sensor/>.