



**UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA**



**DIPARTIMENTO  
DI INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE**

**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE**

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN**

**INGEGNERIA ELETTRONICA**

**Sviluppo di un sistema di testing per schede elettroniche di  
controllo a microprocessore**

**Relatore: Prof. Daniele Vogrig**

**Laureando: Luca De Vallier**

**ANNO ACCADEMICO 2022 – 2023**

**Padova, 03/04/2023**



<b>1.</b>	<b>Introduzione</b> .....	5
1.1	Obiettivi .....	5
1.2	Specifiche hardware.....	6
1.3	Azienda .....	7
<b>2</b>	<b>Stadio di ingresso</b> .....	<b>9</b>
2.1	Ingresso NTC.....	9
2.1.1	Sensore NTC .....	9
2.1.2	Schema elettrico .....	10
2.1.3	Impedenza del circuito.....	13
2.2	Modulo Differenziale 0-5V.....	14
2.2.1	Schema elettrico .....	15
2.2.2	Filtro Sallen-Key .....	15
2.2.3	Simulazione .....	17
2.3	Modulo 4-20 mA .....	18
2.3.1	Utilizzi industriali 4-20mA.....	18
2.3.2	Schema elettrico .....	18
2.3.3	Simulazione .....	21
2.4	Ingressi digitali non isolati.....	22
2.4.1	Funzionamento circuito .....	22
2.5	Ingresso optoisolato .....	24
2.5.1	Optoisolatore .....	24
2.5.2	Ingresso 5V optoisolato .....	26
2.5.3	Ingresso 230V optoisolato.....	29
2.5.4	Ingresso 120V optoisolato.....	32
2.6	Zero crossing.....	34
2.6.1	Funzionamento circuito .....	34
2.6.2	Simulazione circuito .....	37

2.6.3	Prototipo.....	38
2.7	Pulsanti e micro-switch .....	40
2.7.1	Shift register.....	40
3	<b>Stadio di uscita</b> .....	41
3.1	Relè.....	41
3.1.1	Schema elettrico.....	41
3.1.2	Funzionamento circuito.....	43
3.2	Uscite a BJT .....	45
3.2.1	Schema elettrico.....	45
3.2.2	Funzionamento.....	46
3.3	Triac.....	47
3.3.1	Optotriac.....	49
3.3.2	Principio di funzionamento circuito.....	50
3.3.3	Circuito.....	52
3.3.4	Simulazione.....	52
3.4	Buzzer.....	53
4	<b>Stadio di alimentazione</b> .....	55
4.1	Componenti di protezione .....	56
4.2	Filtro Emi .....	58
4.3	Modulo alimentazione 5V .....	59
4.4	Modulo alimentazione 3V3 .....	61
4.5	Modulo alimentazione 3V e batteria tampone .....	62
4.6	Alimentatore esterno .....	63
5	<b>Configurazione microcontrollore</b> .....	65
5.1.1	Scelta microcontrollore .....	65
5.2	<b>Configurazione periferiche</b> .....	67
5.2.1	Configurazione del clock .....	67
5.2.2	Timer.....	69

5.2.3	Configurazione ADC .....	72
5.2.4	Connettività .....	74
5.2.5	GPIO.....	75
5.3	Quarzo.....	76
6	<b>Connettività</b> .....	79
7	<b>Progettazione PCB</b> .....	81
7.1	Disegno schema elettrico .....	81
7.2	Progettazione layout PCB.....	82
7.2.1	Posizionamento componenti.....	83
7.2.2	Distanza di Creepage, Clearance e larghezze piste .....	86
7.3	Regole progettuali.....	88
8	<b>Esempio Applicazione</b> .....	91
9	<b>Firmware</b> .....	99
9.1	Variabili: .....	100
9.2	Descrizione del codice .....	100
10	<b>Conclusioni</b> .....	111
	Bibliografia.....	112
	Appendice A Oscilloscopio .....	114
	Appendice B Schema elettrico .....	115
	Appendice C PCB.....	123
	Appendice D BOM.....	126



# 1. Introduzione

## 1.1 Obiettivi

Il lavoro di tesi, svolto presso l'azienda NPE (vedi Par.1.3) riguarda la progettazione e lo sviluppo di un sistema configurabile per l'esecuzione di test automatici in ambito di laboratorio R&D, durante il debug e la qualifica dei prodotti in fase di sviluppo. Tale scheda deve acquisire segnali digitali e analogici, controllare uscite analogiche e digitali, permettendo un flessibile adeguamento allo specifico test in corso sul prodotto in prova. Deve inoltre raccogliere i dati di interesse e interfacciarsi tramite appropriati bus wired con un'unità esterna di elaborazione.

Si è scelto di chiamare la scheda realizzata SCHIARA, nome di una montagna che si trova nei pressi dell'azienda e il cui acronimo è (Smart Configurable Hybrid Interface for Automatic Reliability Assessment).

Nel presente elaborato verrà descritta la soluzione progettuale adottata e verrà presentato un possibile esempio applicativo.

### **Collaudo**

Questo dispositivo verrà utilizzato per eseguire in modo automatico test per valutare l'affidabilità di prototipi di schede elettroniche. I prototipi di nuovi prodotti devono essere collaudati prima di poter essere prodotti su larga scala.

Il collaudo è composto da alcune prove che hanno il fine di dichiarare la conformità del prodotto alle specifiche tecniche ed è una tipica attività di controllo qualità, in cui si va a verificare l'effettivo funzionamento di un oggetto che verrà successivamente prodotto.

Per sua natura il collaudo funzionale è posto a verifica del dispositivo da collaudare attraverso una serie di simulazioni che richiamano e riproducono nel modo più realistico possibile le condizioni di funzionamento standard del DUT stesso.

Il problema che si presenta a fronte di un collaudo manuale è principalmente l'elevato numero di operazioni necessarie per portare a termine il test. Con la creazione di un automatismo che verifichi i valori di interesse e le variabili interne ed esterne in gioco si vanno a ridurre notevolmente i rischi di errato collaudo causato da fattori non direttamente legati alla conformazione e natura della scheda, oltre a ridurre i tempi totali di test.

Questi sono i motivi che hanno portato alla realizzazione di questa scheda.

## 1.2 Specifiche hardware

Le specifiche e i requisiti necessari per la progettazione di questo dispositivo sono state redatte in collaborazione con i progettisti dell'azienda. Caratteristica fondamentale di questo sistema è la flessibilità, deve poter eseguire test su diversi prototipi con caratteristiche diverse, cambiando solamente il programma del microcontrollore.

In questo progetto, si è partiti da una specifica funzionale e meccanica e si è sviluppato l'hardware e il firmware. Si sono dapprima dimensionati gli stadi di condizionamento dei segnali applicati, di alimentazione, e l'interfacciamento con l'unità esterna, successivamente si è progettato il circuito stampato e contemporaneamente è stato realizzato il firmware per la programmazione del microcontrollore.

Nella tabella seguente sono schematizzati i requisiti hardware del sistema.

	<b>TIPO</b>	<b>N°</b>	<b>NOTE</b>
<b>INGRESSI</b>	Analogici	2	Non isolato, acquisizione di sensori resistivi (NTC) banda 10Hz
		1	Differenziale: 0-5 V; banda: 1 KHz
		1	Segnali in corrente 4-20 mA
	Digitali	2	Optoisolati (5 V Vin)
		2	Non isolati
		2	Pushbutton su scheda
		4	Microswitch su scheda
	Ingressi Vac	2	Optoisolati con partizione resistiva 230 Vac, 50 Hz
		2	Optoisolati con partizione capacitiva 230 Vac, 50 Hz
		1	Zerocrossing, isolato
<b>USCITE</b>	Relè	2	10 A – 230 V NO
		4	5 A – 230 V NO
	Triac	1	10 A 230 V, controllo isolato
	Digitali	4	Optoisolate
		2	LED
		1	Buzzer
<b>COMUNICAZIONE</b>	SWDIO	1	Programmazione e debug
	UART	1	In alternativa all'interfaccia RS485, 5 V.
	RS485	1	Comunicazione con PC
	I2C	1	Solo previsione
<b>ALTRO</b>	RTC	1	Solo previsione alimentazione tampone
<b>ALIMENTAZIONE</b>	12 Vdc		

Tabella 1-1 Requisiti hardware

## 1.3 Azienda

L'azienda nella quale è stata sviluppata questa tesi è la NPE srl con sede a Longarone.

NPE sviluppa e produce schede elettroniche per i mercati dell'elettrodomestico e professionale, coffee & vending, energia intelligente, tecnologia per l'edilizia, industriale.



L'azienda con sede a Longarone è nata nel 1968 e dopo una serie di cambi di proprietà oggi è partecipata al 55% da H&T Intelligent Control International Co. Ltd con sede a Shenzhen e al 45% da De' Longhi Appliances S.r.l.

NPE è in grado di offrire ai propri clienti un servizio ad alto valore aggiunto per l'assemblaggio e collaudo di schede e apparecchiature elettroniche.

Inoltre, fornisce servizi di ingegneria elettronica avanzata rappresentando il giusto partner per quelle aziende che hanno come obiettivo l'innovazione e vogliono trovare il modo di trasformare le proprie idee in prodotti ad alto contenuto tecnologico.

La tecnologia NPE è presente nella vita delle persone all'interno di numerosi dispositivi di utilizzo quotidiano, installati e distribuiti dai propri clienti leader di mercato. Tutto questo è possibile grazie alla collaborazione del prezioso capitale umano e al know-how acquisito in 50 anni di esperienza sul mercato.

A Longarone l'area produttiva è di 30.000  $m^2$  con una capacità produttiva installata di 10 milioni pezzi anno, più di 300 dipendenti e nel 2020 il fatturato è stato di 64 milioni di euro di cui il 60% è frutto di progetti sviluppati dal proprio centro di ricerca e sviluppo e il 75 % è destinato al mercato estero.



## 2 Stadio di ingresso

In questo capitolo si analizzano i vari circuiti di ingresso che costituiscono la scheda.

### 2.1 Ingresso NTC

Questo paragrafo descrive il circuito utilizzato per acquisire un segnale di temperatura proveniente da un sensore NTC collegato esternamente alla scheda.

#### 2.1.1 Sensore NTC

Un sensore termistore o sonda NTC (Negative Temperature Coefficient) è un elemento di rilevamento della temperatura composto da un materiale semiconduttore sinterizzato che, in risposta a una piccola variazione della temperatura, mostra un'ampia variazione resistiva. I termistori hanno coefficienti di temperatura negativi che provocano la diminuzione della resistenza del termistore all'aumentare della temperatura. Vengono realizzati con un misto di metalli e materiali a base di ossido di metallo, per poi essere formati a seconda delle esigenze. Si osserva che un termistore NTC ha una costante di tempo nell'ordine di pochi secondi, il che significa che sono necessari almeno alcuni secondi per rilevare una variazione di temperatura in un modulo. A causa della sua risposta lenta, il termistore NTC non è adatto a rilevare rapidi sbalzi di temperatura. La risposta del sensore NTC è esponenziale ma, nonostante la sua non linearità, è utile per le misurazioni della temperatura poiché la risposta esponenziale può comunque essere elaborata e resa lineare da circuiti analogici (come in questa applicazione) o da software in un sistema controllato digitalmente.

L'equazione che caratterizza la resistenza di un sensore NTC è la seguente:

$$R_T = R_{T_a} \times e^{-B\left(\frac{T-T_a}{T \times T_a}\right)}$$

$R_T$  = resistenza del termistore alla temperatura generica T;

$R_{T_a}$  = resistenza del termistore alla temperatura ambiente di 20 °C;

B = costante che dipende dal tipo di materiale utilizzato per la realizzazione del sensore, ed è compresa tra 2200 K e 5500 K;

T = temperatura generica espressa in K;

$T_a$  = temperatura ambiente (20°C  $\square$  293 K) espressa in Kelvin;

## 2.1.2 Schema elettrico

Il circuito utilizzato in questo modulo è riportato in figura 2-1:

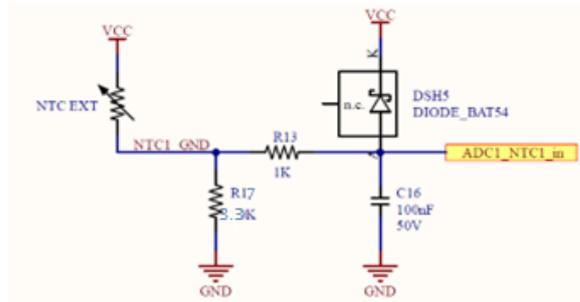


Figura 2-1 Schema elettrico modulo NTC

Il sensore utilizzato in questa applicazione è un NTC modello *NXFT15WF104FA2B025* [1] prodotto da Murata Electronics caratterizzato da una resistenza di 100 kΩ a 25°C.

Per linearizzare la caratteristica si collega una resistenza  $R_{17}$ , in serie al sensore NTC, che verrà identificato con la dicitura  $R_T$ . Questo schema converte i valori della resistenza  $R_T$ , dipendente dalle variazioni termiche, in valori di tensioni  $V_{adc}$  generando la caratteristica tensione/temperatura utilizzabile in questa applicazione.

La tensione in ingresso al modulo ADC del microcontrollore è data dal seguente rapporto di partizione:

$$V_{ADC} = \frac{R_{17}}{R_{17} + R_{NTC}} \cdot 3V = \frac{R_{17}}{R_1 + R_{Ta} \times e^{-B\left(\frac{T-T_a}{T \times T_a}\right)}} \cdot 3V$$

Il range di temperature che il sensore andrà a misurare sarà tra gli 80°C e i 140°, per cui in questo intervallo è importante che la caratteristica di uscita dal termistore sia il più lineare possibile. Il valore di resistenza  $R_{17}$  è calcolato per linearizzare [2] il sensore nell' intervallo di temperature di interesse, la formula utilizzata è riporta di seguito:

$$R_{17} = \frac{2R_{RL}R_{TH} - R_{TM}(R_{TL} + R_{TH})}{2R_{TM} - (R_{RL} + R_{TH})}$$

$R_{TL}$  è il valore di resistenza di  $R_T$  alla temperatura di 80°C = 12400 Ω.

$R_{TM}$  è il valore di resistenza di  $R_T$  alla temperatura di 110°C = 4959 Ω.

$R_{TH}$  è il valore di resistenza di  $R_T$  alla temperatura di 140°C = 2232 Ω.

Il valore ottenuto è  $R_{17}=3360 \Omega$ , per cui si è scelto il valore commerciale di 3.3 kΩ.

<b>T[°C]</b>	<b>RT [KΩ]</b>	<b>Vadc [V]</b>	<b>Valore digitale convertito</b>	<b>Numeri di passi di quantizzazione necessari per indicare l'incremento di 1°C</b>
0	326.100	0.0292	10	1
5	253.800	0.0374	13	1
10	199.000	0.0475	16	1
15	157.100	0.0599	20	1
20	124.900	0.0749	26	1
25	100.000	0.0930	32	1
30	80.540	0.1146	39	2
35	65.260	0.1402	48	2
40	53.180	0.1703	58	2
45	43.570	0.2053	70	3
50	35.900	0.2455	84	3
55	29.720	0.2916	100	4
60	24.730	0.3437	117	4
65	20.670	0.4022	137	4
70	17.360	0.4669	159	5
75	14.640	0.5381	184	5
80	12.400	0.6154	210	6
85	10.550	0.6982	238	6
90	9.003	0.7867	269	6
95	7.715	0.8795	300	7
100	6.635	0.9761	333	7
105	5.726	1.0755	367	7
110	4.959	1.1766	402	7
115	4.308	1.2786	436	7
120	3.755	1.3803	471	7
125	3.283	1.4808	505	7
130	2.878	1.5795	539	7
135	2.531	1.6751	572	6
140	2.232	1.7673	603	6
145	1.973	1.8558	633	6
150	1.749	1.9398	662	5
155	1.555	2.0189	689	5
160	1.385	2.0938	715	5
165	1.237	2.1636	739	4
170	1.107	2.2289	761	4
175	0.9931	2.2895	781	4
180	0.8928	2.3456	801	4
185	0.8044	2.3974	818	3
190	0.7262	2.4451	835	3
195	0.6569	2.4890	850	3
200	0.5954	2.5294	863	3
205	0.5406	2.5664	876	2
210	0.4918	2.6004	888	2
215	0.4482	2.6314	898	2
220	0.4092	2.6599	908	2
225	0.3742	2.6859	917	2
230	0.3428	2.7097	925	1
235	0.3145	2.7315	932	1
240	0.289	2.7515	939	1

Tabella 2-1 Comportamento del circuito al variare della temperatura

La tabella riportata a pagina precedente, indica il comportamento del circuito al variare della temperatura. Nella quarta colonna è riportato il valore digitale convertito da parte del microcontrollore in formato decimale, utilizzando una risoluzione di 10 bit.

L'ultima colonna riporta il numero di passi di quantizzazione necessari all'ADC per identificare l'aumento di 1°C. Da questa ultima colonna si nota che nel range di temperatura di interesse ci sono almeno 6 passi di quantizzazione tra 1 grado e l'altro, questo permette una maggiore accuratezza nella misura. Se il valore digitale convertito da parte dell'ADC è zero, significa che la sonda NTC è scollegata, invece se il valore convertito è maggiore di 1000, il sensore di temperatura è ad una temperatura maggiore di quella che può tollerare senza essere danneggiato.

Il grafico di figura 2-2, riporta il valore digitale convertito della tensione in ingresso all'ADC in funzione della temperatura. Si nota che nel range di temperatura di funzionamento la relazione è lineare.

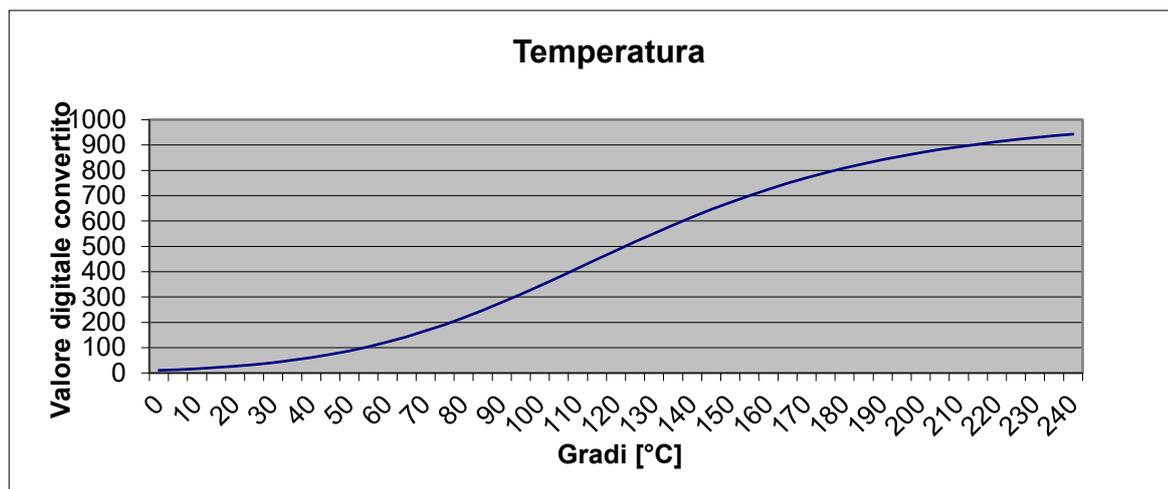


Figura 2-2 Valore digitale convertito dell'ADC, in funzione della temperatura

Il diodo DSH<sub>5</sub> è utilizzato come protezione, se dovesse erroneamente essere applicata una tensione maggiore di  $V_{cc}+0.3$  V all'anodo, il diodo inizierebbe a condurre, proteggendo il microcontrollore da sovratensioni.

Il diodo è un BAT54 ovvero un diodo Schottky molto veloce e con una bassa caduta di potenziale. Per questo scopo, si utilizzano i diodi Schottky poiché hanno una caduta di tensione di 0.3 V. Un diodo generico, avrebbe avuto una caduta di 0.7 V, per cui andrebbe in conduzione con una differenziale maggiore e di conseguenza il microcontrollore riceverebbe in ingresso una sovratensione più elevata.

### 2.1.3 Impedenza del circuito

La maggior parte degli ADC per uso generico, sia discreti che integrati in un microcontrollore, hanno un semplice circuito che mantiene il valore analogico costante per il tempo necessario al convertitore per compiere l'operazione di acquisizione.

Un interruttore collega la sorgente del segnale ad un condensatore di campionamento ( $C_{\text{Sample}}$ ). Dopo un breve periodo necessario per il campionamento, l'interruttore si apre. La Figura 2-3 mostra una versione semplificata di uno stadio di ingresso [3] ADC.

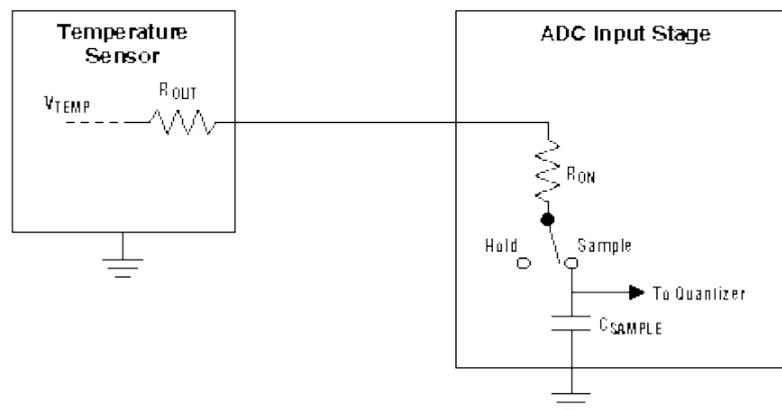


Figura 2-3 Stadio di ingresso ADC

Per un campionamento accurato del segnale di ingresso, il condensatore  $C_{\text{sample}}$  deve caricarsi completamente durante il tempo in cui l'interruttore è chiuso. Supponendo di avere un ADC a 10 bit, significa che la costante di tempo data dalla resistenza totale ( $R_{\text{on}}+R_{\text{out}}$ ) moltiplicata per la capacità di  $C_{\text{sample}}$  (10 pF) deve essere inferiore a circa il 10% del tempo in cui l'interruttore è Chiuso:

$$(R_{\text{on}}+R_{\text{out}}) \times C_{\text{sample}} < 0.1 \times T_{\text{sample}}$$

In cui  $R_{\text{on}}$  è la resistenza interna dell'ADC,  $R_{\text{out}}$  è la resistenza di uscita del circuito per il rilevamento della temperatura,  $C_{\text{sample}}$  è la capacità di mantenimento del campione e  $T_{\text{sample}}$  è il tempo in cui l'interruttore di campionamento è chiuso. Un circuito per il rilevamento della temperatura con una resistenza di uscita eccessiva causa errori impedendo al condensatore di campionamento di caricarsi completamente durante il periodo di campionamento. Ciò pone un vincolo sul valore della resistenza della sorgente in ingresso all'ADC. La maggior parte degli ADC per uso generico ha limiti massimi di impedenza della sorgente tra 1 k $\Omega$  e 10 k $\Omega$ .

Se un sensore di temperatura ha una resistenza di uscita eccessiva, il collegamento di un condensatore  $C_{16}$  tra il pin di ingresso dell'ADC e la massa può ridurre l'effettiva impedenza della sorgente e minimizzare gli errori. Il condensatore di solito dovrebbe essere dell'ordine di

mille volte il valore del condensatore di campionamento; quindi, un condensatore da 100 nF per questa applicazione è sufficiente. L'effetto di questa capacità è di mantenere il valore analogico costante per il tempo necessario al convertitore o ad altri circuiti successivi per compiere delle operazioni sul segnale.

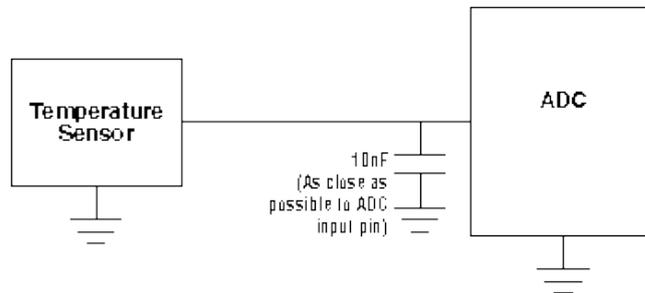


Figura 2-4 Condensatore ingresso ADC

Anche quando non è necessario un condensatore per compensare l'eccessiva resistenza della sorgente, è prassi comune posizionare un condensatore sul pin di ingresso dell'ADC, come mostrato nella Figura 2-4. Ciò aiuta anche a filtrare il rumore eventualmente presente sui collegamenti del sensore di temperatura. La resistenza  $R_{13}$  da 1 k $\Omega$  è utilizzata per limitare la corrente di in-rush, del condensatore, ma qualitativamente non impatta sul funzionamento del circuito.

## 2.2 Modulo Differenziale 0-5V

Questo modulo effettua il condizionamento del segnale misurato 0-5 V con banda 1 kHz e genera una tensione proporzionalmente minore.

La tensione differenziale misurata può raggiungere valori di +5 V, valore troppo elevato per essere misurato dal microcontrollore, che può tollerare una tensione massima di 3 V. Per questo motivo, si è reso necessario implementare un circuito, con lo schema elettrico riportato in figura 2-5.

## 2.2.1 Schema elettrico

Per ridurre la tensione, si è deciso di utilizzare un operazionale in configurazione differenziale che consente di ottenere in uscita un segnale che è la differenza dei due segnali  $V_1$  e  $V_2$ , applicati in ingresso, moltiplicata per il guadagno.

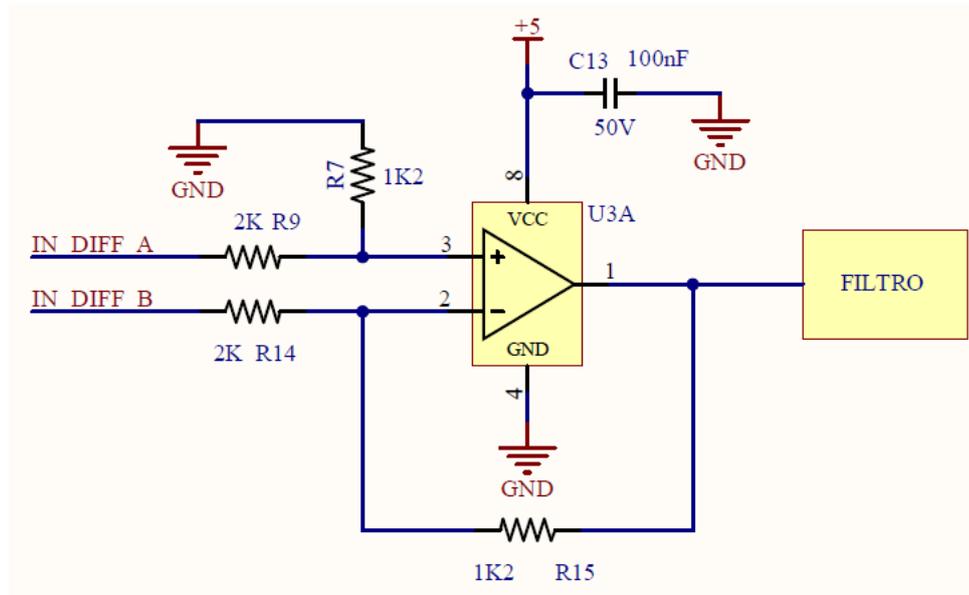


Figura 2-5 Schema elettrico modulo 0-5V

In questo circuito se verificata la condizione:  $R_7=R_{15}$  e  $R_{14}=R_9$  la tensione di uscita è data dalla seguente relazione:

$$V_{out} = (V_1 - V_2) \times G \quad G = \frac{R_{15}}{R_{14}}$$

Il guadagno  $G$  è stato impostato a 0.6, così da ottenere una tensione di uscita massima di 3 V, con una differenza di potenziale di 5 V, applicata in ingresso.

I valori calcolati ed utilizzati sono  $R_{15}=1.2 \text{ k}\Omega$  e  $R_{14}=1.2 \text{ k}\Omega$ .

Le tensioni che lo strumento va a misurare hanno una frequenza massima di interesse pari a 1kHz. Segnali ad una frequenza maggiore, non sono di interesse e vanno eliminati. Se questi disturbi non venissero filtrati, si sommerebbero al segnale di uscita, perturbando la misura.

## 2.2.2 Filtro Sallen-Key

Il filtro realizzato per questa applicazione è un filtro attivo del secondo ordine, di tipo passa basso realizzato con un amplificatore operazionale e reti di retroazione costituite da elementi resistivi e capacitivi. I filtri del secondo ordine hanno una funzione di trasferimento del tipo:

$$H(S) = \frac{A_o \omega_o^2}{S^2 + 2\delta\omega_o S + \omega_o^2}$$

La f.d.t.  $H(s)$  dipende dai parametri  $\omega_o$  e  $\delta$  che prendono rispettivamente il nome di pulsazione di risonanza e smorzamento. Altri parametri utilizzati sono  $f_o$  (frequenza di risonanza) e  $Q$  (fattore di merito) che sono direttamente legati  $\omega_o$  a e  $\delta$  tramite le relazioni:

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} \quad Q = \frac{1}{2\delta}$$

La configurazione usata per questa applicazione viene detta Sallen-Key a guadagno unitario, con lo schema riportato in figura 2-6.

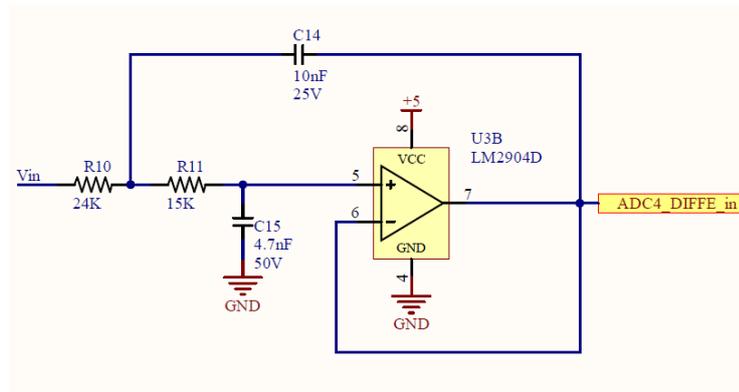


Figura 2-6 Filtro Sallen Key

Questa configurazione segue le seguenti formule:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{10}R_{11}C_{14}C_{15}}} \quad e \quad Q = \frac{\sqrt{R_{10}R_{11}C_{14}C_{15}}}{C_{15}(R_{10}+R_{11})}$$

La scelta dei componenti è avvenuta in più passaggi, fino a trovare il miglior compromesso tra la frequenza di risonanza e lo smorzamento, in modo da avere un filtro con il guadagno il più possibile costante nella banda di interesse (0÷1 kHz). La scelta è dipesa anche dal fatto che si dovevano utilizzare resistori e condensatori presenti nella serie commerciale E36. I valori scelti dopo queste considerazioni sono:

$$R_{10} = R_{11} = 3.9 \text{ k}\Omega \quad C_{14} = 10 \text{ nF} \quad C_{15} = 470 \text{ pF}$$

Che portano ad una frequenza di taglio  $f_c = 1.2 \text{ kHz}$  e un fattore di merito  $Q = 0.7$ .

In figura 2-7 è riportato il diagramma di bode del guadagno teorico del filtro utilizzato.

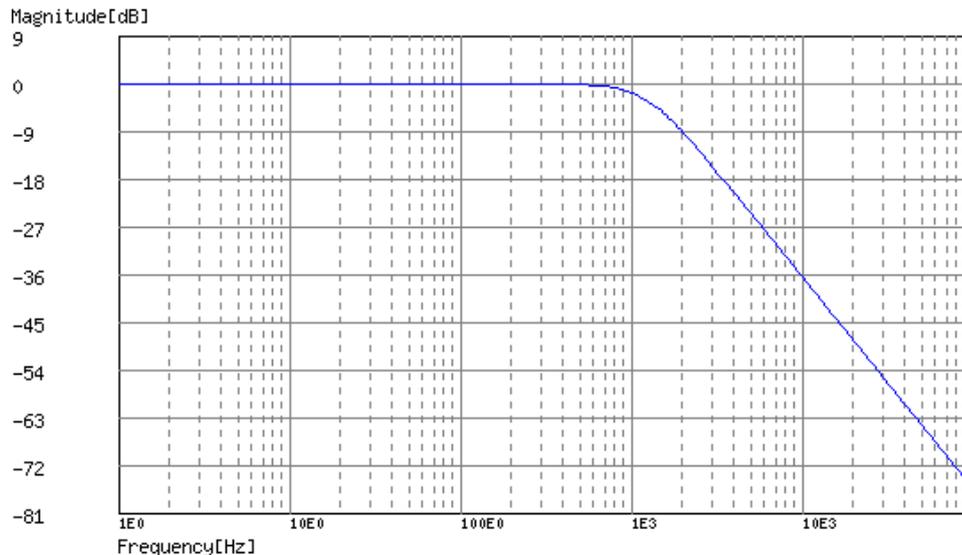


Figura 2-7 Guadagno teorico filtro Sallen Key

Impostando, il quality factor a 0.7 si ottiene la massima larghezza di banda possibile e una riduzione del segnale di 3 dB alla frequenza di taglio. Dal grafico si nota che l'andamento del guadagno non presenta sovra-elongazioni in corrispondenza della frequenza di taglio.

Sia la configurazione differenziale che il filtro vengono implementati da un singolo chip, contenente due operazionali.

La scelta finale sul tipo di operazionale è ricaduta sul modello *TS272AIDT* [4], in quanto necessita di una singola alimentazione, ha una tensione di uscita di tipo *rail to rail*, presente nel magazzino dell'azienda e con caratteristiche sufficienti per questa applicazione. *Rail to rail* è un termine di marketing usato per descrivere un amplificatore operazionale la cui gamma dinamica è in grado di raggiungere gli estremi della tensione di alimentazione. Questo può riferirsi all'uscita o sia all'ingresso che all'uscita. Questo integrato garantisce uno *slew rate* di  $5.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ , una banda di frequenze di 3.5 MHz e un CMRR=80 dB.

Il *TS272AIDT* necessita di un'alimentazione singola a +5 V. In questo caso le alimentazioni vengono filtrate da un condensatore ceramico da 100 nF, posto in parallelo all'alimentazione.

### 2.2.3 Simulazione

In figura 2-8 è riportata la simulazione del circuito utilizzato, utilizzando OrCAD® PSpice®. La linea rossa rappresenta la tensione di ingresso, mentre quella verde la tensione di uscita. Ad una tensione di ingresso di 0 V, corrisponde una tensione di uscita di 0 V, mentre per una tensione di ingresso di 5 V, la  $V_{out}$  è di 2.90 V. Dai risultati della simulazione, si può notare la linearità di questo circuito e che il comportamento è in linea con le aspettative.

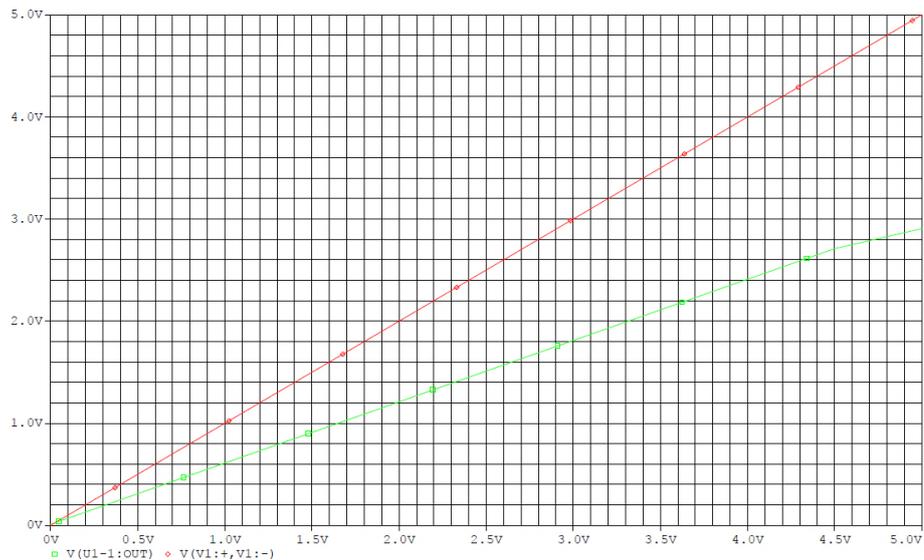


Figura 2-8 Simulazione circuito 0-5V

## 2.3 Modulo 4-20 mA

Questo modulo effettua il condizionamento del segnale di corrente misurato, convertendolo in una corrispondente tensione proporzionale.

### 2.3.1 Utilizzi industriali 4-20mA

Il loop di corrente da 4 mA a 20 mA è un metodo comune per trasmettere le informazioni del sensore in molte applicazioni di monitoraggio del processo industriale, tipicamente nei sistemi che monitorano pressione, temperatura, pH, flusso o altri fattori fisici.

Nella strumentazione industriale i loop di corrente presentano vantaggi in termini di precisione del segnale che non è influenzata dalla caduta di tensione nei conduttori.

I segnali in corrente hanno intrinsecamente un'immunità alle EMI (interferenze elettromagnetiche assai diffuse negli ambienti industriali) superiore rispetto ai segnali in tensione, soprattutto sulle lunghe distanze. Altro motivo di successo dello standard 4-20 mA è il fatto che il flusso di corrente regolato dal trasmettitore è lo stesso in qualsiasi punto del loop di corrente. Inoltre, i guasti dei cavi hanno un impatto minore dal momento che un filo interrotto in un loop di corrente genera una corrente di 0 mA. Per tutte queste ragioni i loop 4-20 mA sono ideali per l'impiego in ambienti industriali rumorosi, dove il segnale può essere trasmesso su lunghe distanze e le informazioni inviate in postazioni remote.

### 2.3.2 Schema elettrico

La soluzione circuitale [5] adottata in questa scheda è riportata in figura 2-9.

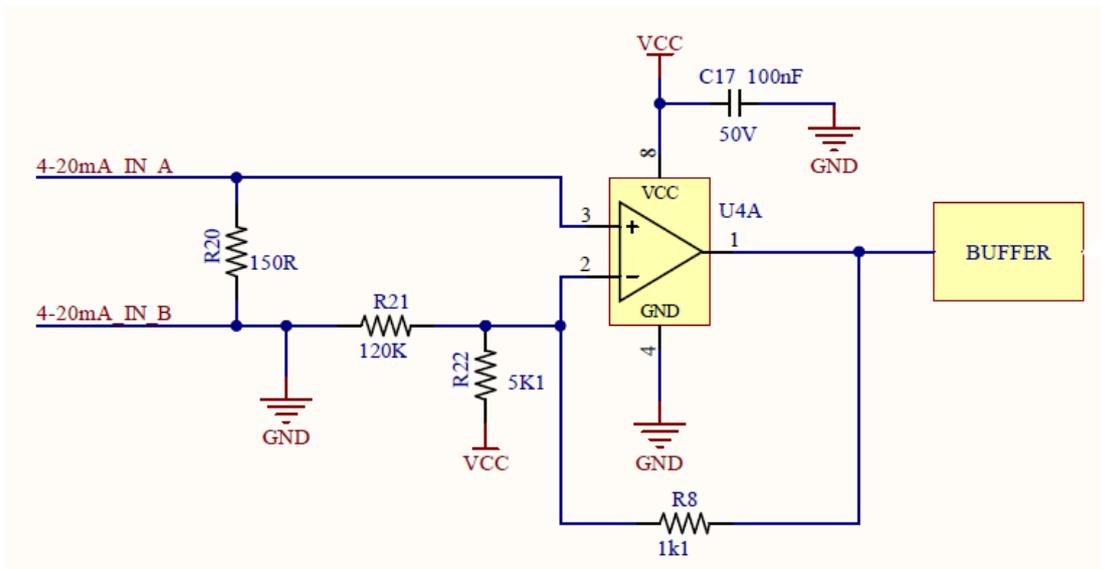


Figura 2-9 Schema elettrico 4-20mA

La funzione di trasferimento del sistema considerato è la seguente:

$$V_{OUT} = I_{IN} R_{20} \left( 1 + \frac{R_8}{R_{22} || R_{21}} \right) - V_{REF} \frac{R_8}{R_{22}}$$

$$V_{OUT} = I_{IN}^* R_{20} \left( 1 + \frac{R_8}{R_{21} || R_{22}} \right) + 4mA \times R_{20} \left( 1 + \frac{R_8}{R_{21} || R_{22}} \right) - V_{REF} \frac{R_8}{R_{22}}$$

$$\text{dove } R_{21} || R_{22} = \frac{R_{21} R_{22}}{R_{21} + R_{22}}. \quad I_{IN} = I_{IN}^* + 4mA \quad I_{IN}^* = 0mA \div 16mA$$

Il guadagno G del circuito è:

$$G = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{IN}} = \frac{(3.3 - 0.1)V}{16mA} = 200 \left[ \frac{V}{A} \right] = \left( 1 + \frac{R_8}{R_{21} || R_{22}} \right)$$

Dove  $\Delta V_{OUT}$  è considerata  $(3 - 0.1)V$ , poichè l'uscita del modulo, che andrà direttamente in ingresso al microcontrollore, non potrà superare la tensione 3 V di alimentazione del micro.  $\Delta I_{IN}$  è invece  $(20 - 4) mA$ . La massima caduta di tensione su  $R_3$  non deve mai superare la tensione di 3 V ed è stata calcolata utilizzando la seguente relazione:

$$R_{20} \times (I_{IN})_{max} = R_{20} \times 20mA \leq 3V$$

Dimensionando  $R_3 = 150 \Omega$ , dalla precedente equazione si può calcolare:

$$\frac{R_8}{R_{22} || R_{21}} = \frac{G}{R_8} - 1 = 0.33$$

La tensione di offset è stata calcolata dall'equazione 1 considerando  $I_{IN} = 4 \text{ mA}$ :

$$\begin{aligned} \text{OFFSET} &= V_{OUT}(I_{IN} = 4\text{mA}) = 0.1\text{V} \\ 4\text{mA} \times R_{20} \left(1 + \frac{R_8}{R_{21} || R_{22}}\right) - V_{REF} \frac{R_8}{R_{22}} \end{aligned}$$

La tensione  $V_{REF} = 3 \text{ V}$ .

Dopo alcuni passaggi algebrici si calcola il rapporto tra  $R_5$  e  $R_4$  :

$$\frac{R_8}{R_{22}} = \frac{1}{V_{REF}} \left[ 4\text{mA} \times R_{20} \left(1 + \frac{R_8}{R_{21} || R_{22}}\right) - 0.1\text{V} \right] = 0.212$$

I valori di resistenza  $R_4, R_5, R_6$  sono stati calcolati dalle equazioni riportate sopra, e successivamente sono stati scelti i valori, che più si avvicinavano alle serie commerciali.

- $R_{22} = 5100 \Omega$
- $R_8 = 1100 \Omega$
- $R_{21} = 120 \text{ k}\Omega$

In serie al filtro è collegato un inseguitore di tensione, utilizzato per evitare effetti di carico che potrebbero portare ad un cambiamento della tensione di uscita. In figura 2-10 è riportato lo schema dell'inseguitore di tensione.

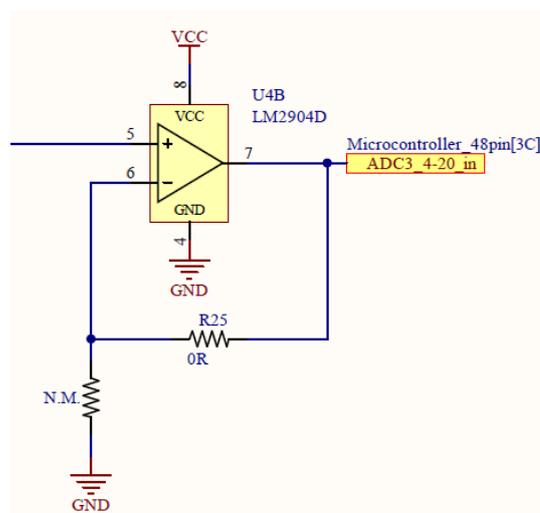


Figura 2-10 Buzzer

In fase di progettazione, sono state aggiunte due resistenze nello schema dell'inseguitore di tensione,  $R_{25}$  da  $0 \Omega$  e  $R_{26}$  che non verrà montata. Questo per sviluppi futuri della scheda, nel

caso in cui ci sia necessità di implementare un una configurazione non invertente al posto dell'inseguitore di tensione.

Sia la configurazione 4-20mA che il buffer vengono implementati da un singolo chip, contenente due operazionali.

La scelta finale sul tipo di operazionale è ricaduta sul modello *TS272AIDT* [4], in quanto necessita di una singola alimentazione, con caratteristiche sufficienti per questa applicazione e già usato nel modulo dell'ingresso differenziale 0-5 V.

### 2.3.3 Simulazione

In simulazione, utilizzando OrCAD® PSpice® si verifica il funzionamento del circuito.

In figura 2-11 è riportato l'andamento della tensione di uscita (linea rossa) in funzione della corrente di ingresso. Ad una corrente di ingresso di 4 mA, corrisponde una tensione di uscita di 95 mV, mentre per una corrente di 20 mA, la  $V_{out}$  è di 2.991 V. Se il sensore è scollegato in ingresso al microcontrollore viene riportata una tensione di 49.04 mV.

Dai risultati della simulazione, si può notare la linearità di questo circuito e il comportamento che rispetta le aspettative.

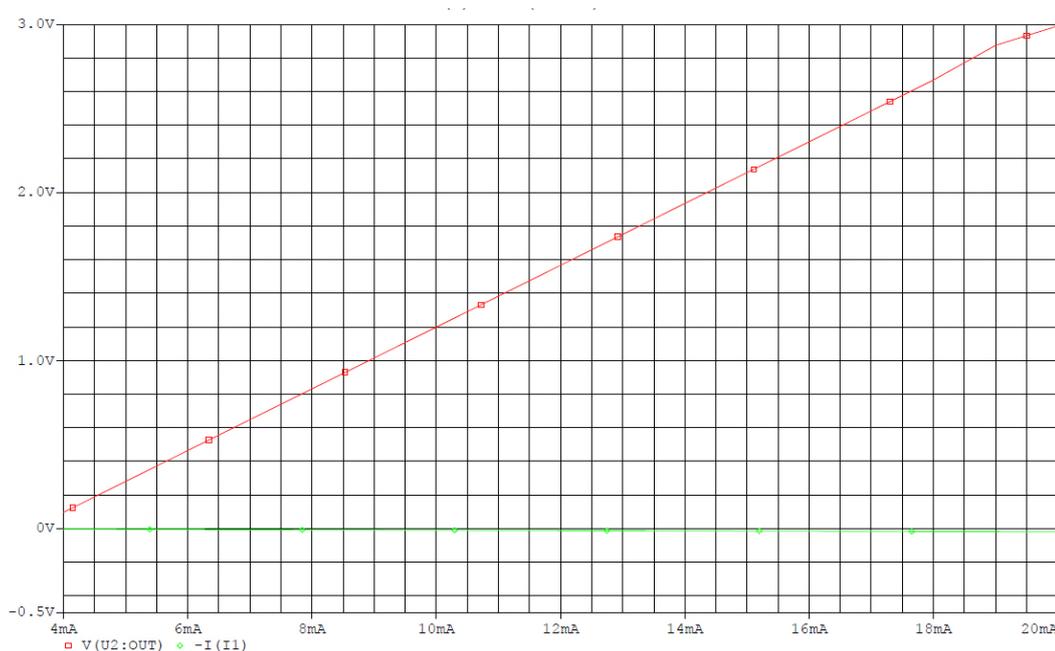


Figura 2-11 Simulazione 4-20mA

## 2.4 Ingressi digitali non isolati

Questo modulo è utilizzato per acquisire segnali digitali in modo non isolato.

Gli ingressi digitali forniscono al microcontrollore un segnale definito “Alto” (3 V) oppure “Basso” (0 V). Ai morsetti degli ingressi digitali possono essere collegati interruttori, pulsanti o finecorsa. Lo schema utilizzato è riportato in figura 2-12.

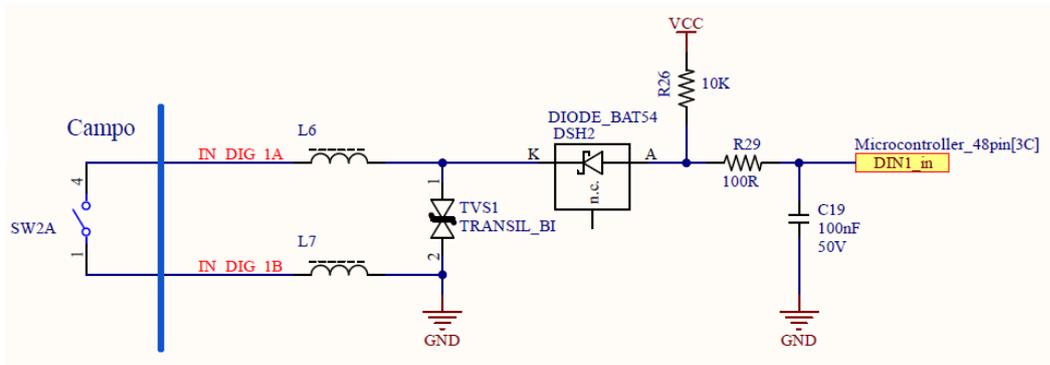


Figura 2-12 Schema elettrico ingresso digitale non isolato

### 2.4.1 Funzionamento circuito

Il funzionamento del circuito dipende dalla posizione dell'interruttore.

#### **Interruttore aperto.**

Nel momento in cui l'interruttore ai morsetti della scheda è aperto, il circuito può essere schematizzato come in figura 2-13.

In ingresso al microcontrollore viene fornito un segnale logico di tensione alto. In questa condizione il diodo DSH<sub>2</sub> è interdetto, di conseguenza la tensione di uscita sarà VCC.

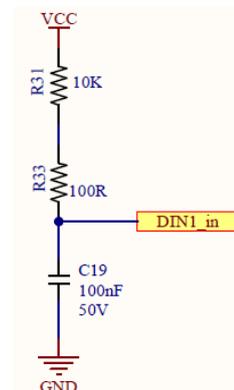


Figura 2-13 Schema elettrico interruttore aperto

#### **Interruttore chiuso.**

Se l'interruttore SW2A è chiuso, il catodo di DSH<sub>2</sub>, è connesso a GND e di conseguenza è posto in conduzione. In questa condizione, la tensione di uscita è pari alla tensione di soglia, circa 0.3 V, del diodo DSH<sub>2</sub>. Questo valore di tensione è interpretato dal microcontrollore come uno zero logico.

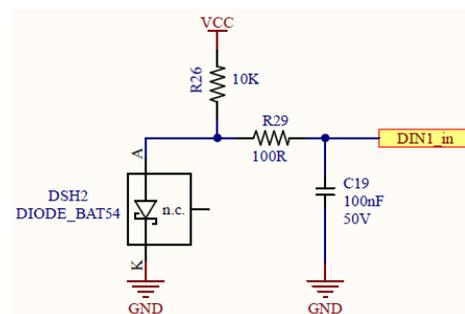


Figura 2-14 Schema elettrico interruttore chiuso

Il circuito in questa condizione è schematizzato in figura, considerando le due ferriti dei cortocircuiti.

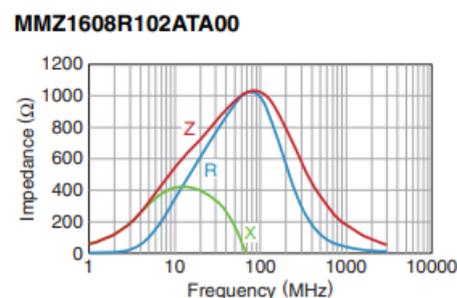
La resistenza  $R_{29}$  e il condensatore  $C_{19}$ , formano un filtro passa basso, del primo ordine per filtrare eventuali disturbi in ingresso al microcontrollore.  $f_c = \frac{1}{2\pi R_{29} C_{19}} = 15.91 \text{ kHz}$ . I componenti di questo filtro sono stati scelti supponendo la presenza di disturbi ad una frequenza maggiore rispetto a quella di taglio.

In questo circuito ai morsetti di ingresso, non deve essere presente una tensione esterna.

Il diodo  $DSH_2$ , nel caso in cui si applichi una tensione ai connettori di ingresso, è interdetto, di conseguenza il microcontrollore e la restante parte del circuito non è influenzata da differenze di potenziale esterne.

Le due ferriti vengono utilizzate per sopprimere e dissipare il rumore ad alta frequenza su un'ampia gamma di frequenza, causato dalla commutazione dell'interruttore o proveniente dall'ambiente in cui si trova la scheda.

Il modello scelto è *MMZI608Y102BTA00* [6] con un'impedenza di 1 k $\Omega$  a 100 MHz e una massima corrente di 400 mA. La scelta è ricaduta su questo componente, seguendo le indicazioni dei progettisti dell'azienda in cui è stata realizzata la tesi.



Come si nota dalla figura, l'impedenza massima si ha intorno ai 100 MHz, ossia nel range di frequenze che si vogliono attenuare.

Un diodo TVS [7] è un dispositivo  $p-n$  studiato appositamente con una grande sezione trasversale di giunzione per assorbire correnti elevate di eventi transitori elettrici. Mentre le caratteristiche di tensione/corrente di un diodo TVS sono simili a quelle di un diodo Zener, il primo è progettato per sopprimere la tensione piuttosto che per regolarla. Rispetto ad altri dispositivi di soppressione, un diodo TVS ha il grande vantaggio di rispondere rapidamente (tipicamente entro nanosecondi) ai transitori elettrici, indirizzando a terra l'energia in modo sicuro pur mantenendo una tensione di tenuta all'impulso costante.

Delle normali condizioni operative, il diodo TVS presenta un'alta impedenza al circuito protetto, ma quando la tensione operativa sicura del circuito viene superata, il diodo TVS opera in modalità a valanga fornendo un percorso a terra a bassa impedenza per la corrente transitoria. La tensione massima a cui è soggetto il circuito protetto è generalmente bassa e limitata alla tensione di tenuta all'impulso del diodo. Il dispositivo TVS ritorna allo stato di alta impedenza dopo che la corrente elettrica transitoria si è abbassata.

Il diodo TVS utilizzato è bidirezionale, modello *SMAJ30CA-TR* con una tensione di *stand-off* di 30 V, una resistenza di conduzione di 0.762  $\Omega$  e una leakage current di 0.2  $\mu\text{A}$ . Questo è stato scelto in base alla tensione di *stand-off*; infatti, il diodo DSH2 ha una massima tensione inversa di 30 V, quindi questo modello inizierà a condurre a questo valore di tensione, proteggendo il circuito da eventuali sovratensioni.

Si è scelto il modello Bat54, per il diodo DSH<sub>2</sub>, in quanto era necessario avere un dispositivo con una bassa tensione di soglia (0.35 V) e un fast recovery, ovvero la capacità di passare dalla modalità di conduzione a quella di interdizione in un tempo molto breve.

## 2.5 Ingresso optoisolato

In questo paragrafo vengono descritti i 3 circuiti utilizzati per fornire ingressi digitali isolati al microcontrollore. Questi circuiti permettono di rilevare la presenza di una tensione continua a 5 V e tensioni sinusoidali a 120 V e 230 V. I criteri che devono rispettare i circuiti da implementare possono essere riassunti nei seguenti punti:

- Rilevare la presenza o l'assenza della tensione e comunicare questo dato in un ingresso digitale del microcontrollore.
- Deve essere garantito un perfetto isolamento galvanico.
- Non è necessaria una particolare risposta in frequenza e si richiede la massima reiezione ai disturbi e una buona affidabilità.
- Deve essere composto con il minor numero di componenti e con la più bassa complessità realizzativa e costruttiva.

La migliore soluzione che permetta il rispetto di questi criteri è attraverso l'uso di un optoisolatore, opportunamente affiancato da ulteriore circuiteria. L'optoisolatore scelto è composto da un led e un fototransistor.

### 2.5.1 Optoisolatore

L'optoisolatore (foto accoppiatore) è un componente elettronico che permette di trasferire un segnale fra due circuiti mantenendo l'isolamento galvanico tra gli stessi.

Un opto-isolatore contiene una sorgente (emettitore) di luce, quasi sempre un diodo a emissione di luce (LED) nel vicino infrarosso, che converte il segnale di ingresso elettrico in luce, un canale ottico chiuso (chiamato anche canale dielettrico) e un fotosensore, che rileva

la luce in entrata e modula la corrente elettrica che scorre da un alimentatore esterno. Il sensore può essere un fotodiodo, un fototransistor o un fototriac.

Un optoisolatore elimina la necessità di un contatto controllato da relè o di un trasformatore di isolamento, che sono i metodi tradizionali per fornire l'isolamento elettrico tra i circuiti, inoltre può essere utilizzato sia su segnali in corrente continua che alternata; offre un'ottima risposta alle frequenze più basse è compatto economico e la durata di funzionamento può superare i dieci anni.

L'aspetto negativo è il comportamento con segnali ad alta frequenza che è scadente, ma in questa applicazione non è un problema visto la banda di frequenza limitata per le tensioni di ingresso.

L'optoisolatore scelto per questa applicazione è il modello *K10104ATRU* [8], di Kosmo.

Questo componente garantisce un isolamento galvanico fino a 5000 V, una banda di 80 kHz e una  $V_{CE}$  di conduzione di 0.2 V. Il modello scelto è un optoisolatore *general purpose* in quanto per questa applicazione, non era necessario avere caratteristiche particolari, il costo è contenuto ed era disponibile in magazzino.

Di seguito verranno brevemente spiegate alcuni parametri [9] che caratterizzano un opto transistor.

### **Tensione di isolamento**

La tensione di isolamento è la massima differenza di tensione nominale che può essere presente tra il LED e il sensore di luce (fototransistor).

### **Linearità**

Come con qualsiasi dispositivo semiconduttore, il fotodiodo utilizzato nell'isolatore ottico ha un elemento di non linearità nella relazione tra l'ingresso e l'uscita, che potrebbe distorcere il segnale che viaggia attraverso l'isolatore.

### **CTR (Current Transfer Ratio)**

Il CTR, o rapporto di trasferimento di corrente, è un parametro simile al rapporto di amplificazione della corrente continua di un transistor ( $h_{fe}$ ) ed è espresso come percentuale che indica il rapporto tra la corrente di uscita ( $I_C$ ) e la corrente di ingresso ( $I_F$ ).

$$\text{CTR (\%)} = \left( \frac{I_C}{I_F} \right) \times 100$$

Un optoisolatore con un CTR basso richiede corrente maggiore per pilotare il LED e creare una corrente sufficiente al fototransistor per il carico d'uscita.

Il CTR non è un valore costante ma dipende dalla corrente d'ingresso del componente, dalla sua temperatura e dall'età. Per questo è fondamentale selezionare un dispositivo che fornisca il CTR adatto alla temperatura nominale e alla durata operativa massima del dispositivo in cui verrà utilizzato.

## 2.5.2 Ingresso 5V optoisolato

Questo circuito è utilizzato per rilevare la presenza in modo isolato di una tensione continua a 5V. Il circuito implementato è il seguente.

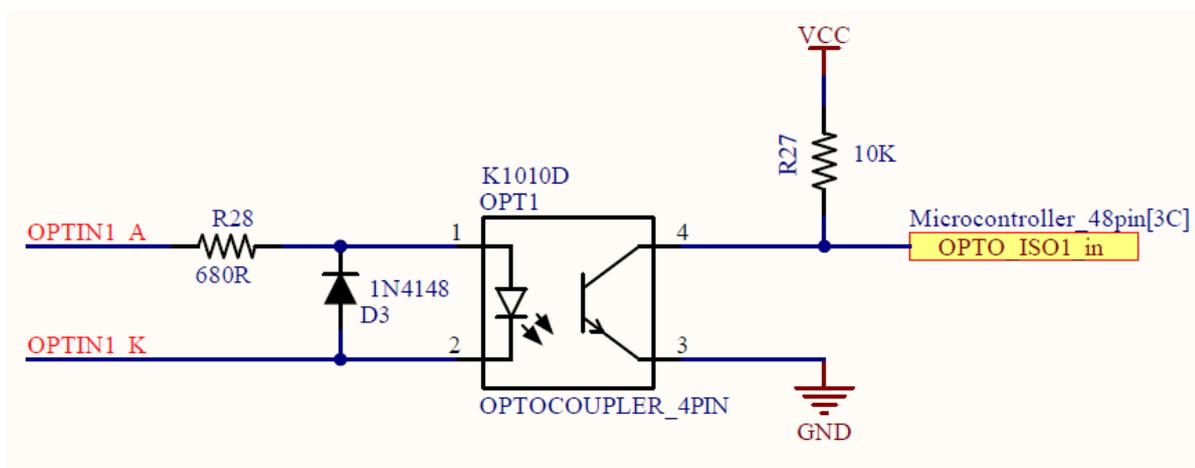


Figura 2-15 Schema elettrico ingresso 5V optoisolato

L'optoisolatore funziona come interruttore, se ai morsetti di ingresso viene applicata una tensione di 5 V, la corrente  $I_F$  imposta dal resistore  $R_{28}$  sarà sufficiente per la conduzione del diodo led, che emetterà una radiazione luminosa, permettendo la saturazione del fototransistor. Se il transistor è in conduzione la tensione d'ingresso del microcontrollore sarà circa zero volt. Scollegando il connettore o con una tensione minore di 5 V, non c'è una corrente sufficiente per la conduzione del diodo led e di conseguenza il fototransistor è interdetto e la tensione di ingresso al microcontrollore è  $V_{cc}$ .

A seconda del valore che il microcontrollore riceve al suo ingresso (una tensione di 3 V o 0V), sarà in grado di determinare se è applicata o meno la tensione di 5 V al connettore.

Il resistore  $R_{28}$  è stato dimensionato per impostare la corrente che servirà ad alimentare il diodo emettitore; invece,  $R_{27}$  è il resistore di pull-up ed entrambi i valori dipendono da una serie di fattori.

Il CTR indica l'efficienza dell'opto accoppiatore, se è minore del 100%, il lato di ingresso dovrà fornire maggiore corrente al LED per ottenere una corrente sufficiente sul fototransistor per il carico di uscita. Per questo motivo è stato deciso di impostare il  $CTR > 100 \%$ .

Il CTR dipende dalla corrente diretta applicata al diodo emettitore. Maggiore è la corrente diretta, maggiore è l'intensità luminosa e di conseguenza maggiore sarà il CTR. La figura 2-16 riporta il grafico della corrente diretta rispetto al rapporto di trasferimento della corrente dell'optoisolatore scelto. Come si può notare a circa 3mA il CTR è intorno al 100 % mentre aumenta a più del 200 % quando la corrente diretta raggiunge i 18 mA con una  $V_{CE}$  di 5 V. A 18 mA, vi è il massimo valore, oltre il quale inizierà a diminuire come si nota dal grafico.

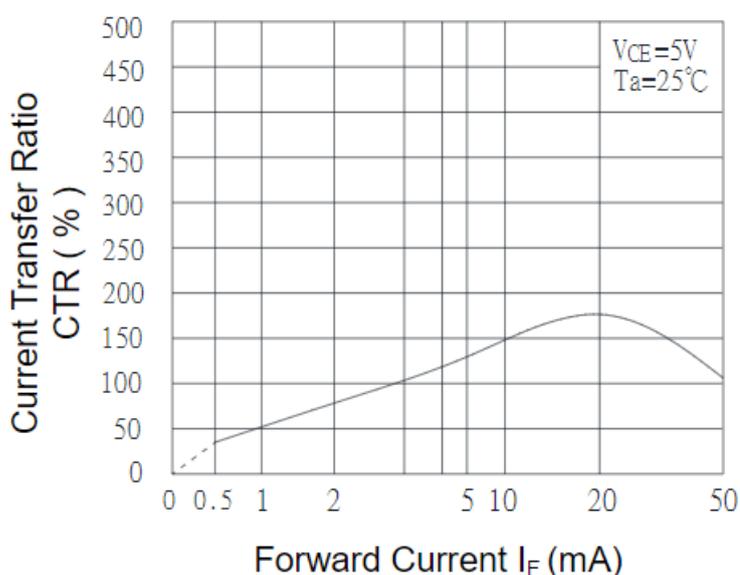


Figura 2-16 CTR in funzione della corrente  $I_F$

Per ottenere un  $CTR > 100 \%$ , si è deciso di impostare una corrente  $I_F$  di circa 5 mA.

La corrente  $I_F$  viene limitata dalla resistenza  $R_{28}$ , che è stata calcolata nel seguente modo:

$$R_{28} = \frac{5V - V_f}{5mA} = \frac{5V - 1.2V}{5mA} = 760 \Omega$$

Per assicurare un po' di margine il valore di resistenza di  $R_{28}$  è stato scelto minore rispetto a quello calcolato così la corrente sarà di conseguenza maggiore.

Il valore commerciale di resistenza scelta è  $560 \Omega$ , per cui  $I_F = 5.58$  mA.

Con questi dati il CTR ottenuto è del 130 %, ma questo valore non sarà quello definitivo in quanto è influenzato anche dalla temperatura.

L'efficienza luminosa del LED ha un coefficiente di temperatura negativo mentre il coefficiente è positivo per il fototransistor. Ciò si tradurrà in una curva mostrata nella Figura 2-17.

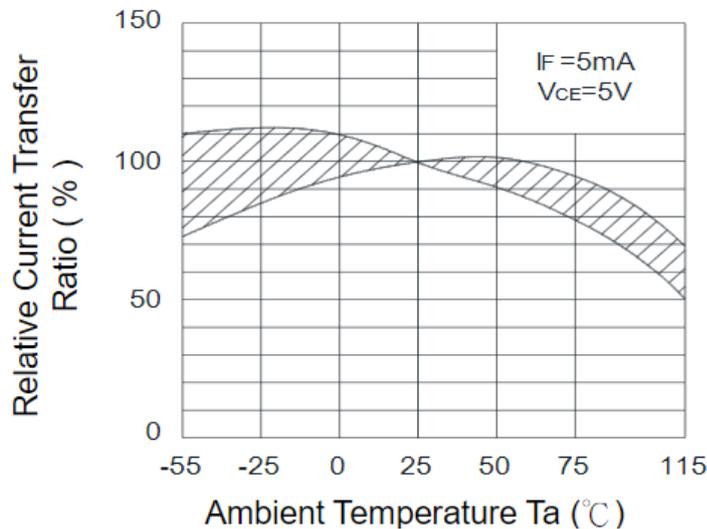


Figura 2-17 CTR in funzione della temperatura

Un CTR del 100 % a una temperatura ambiente nominale di 25°C non sarà più lo stesso a 75°C. Dal grafico si nota che a 75°C, il CTR scende di circa il 20 %.

La temperatura massima di funzionamento per questa scheda è di 50°C, per cui il CTR nel caso peggiore sarà ridotto del 10%.

### Dimensionamento resistenza pull-up

La resistenza  $R_{27}$  deve essere dimensionata per far sì che il microcontrollore riconosca il livello logico basso (0 V) e quello alto (3 V).

Si definisce con il termine  $V_{il}$  la più alta tensione di ingresso che il microcontrollore riconosce come livello logico basso, mentre  $V_{ih}$  è la minima tensione d'ingresso che viene ancora riconosciuta come livello logico alto. Questi due valori per il microcontrollore utilizzato sono:

$$V_{il} = 0.3 \times 0.9 = 0.27 \text{ V} \qquad V_{ih} = 0.7 \times 0.3 = 2.1 \text{ V}$$

Per saturare il fototransistor [10] e garantire uno 0 logico (tensione inferiore a 0,27 V) in uscita, la caduta di tensione su  $R_{27}$  deve essere almeno di 2.7 V quando passa una corrente  $I_C$  di 8.14mA (assumendo un valore CTR del 120 %).

$$R_{27} > \frac{V_{CC} - V_{il}}{I_C} = \frac{3 \text{ V} - 0.27 \text{ V}}{8.14 \text{ mA}} = 335 \Omega$$

Il valore scelto per il resistore R<sub>27</sub> è di 10 kΩ questo per garantire che l'uscita abbia la massima oscillazione di tensione. Aumentando il valore della resistenza di pull-up si riduce la velocità con cui l'optoisolatore può rispondere a rapidi cambiamenti di tensione, a causa della combinazione di un carico di resistenza elevato e di un'elevata capacità di giunzione del fototransistor, ma per questa applicazione non è un problema, visto che non è previsto il rapido cambiamento della tensione applicata.

Nella condizione in cui l'optotransistor è in interdizione, la corrente di dispersione I<sub>ceo</sub> è di 0.1 μA. La caduta di tensione su R<sub>27</sub> in questa condizione è di soli 1 mV; quindi, non ci saranno problemi a mantenere la tensione di uscita superiore a 2.2 V e di conseguenza il microcontrollore rileva un 1 logico.

Il diodo D<sub>3</sub> è stato inserito come protezione del diodo emettitore in quanto quest'ultimo ha una tensione inversa massima di soli 7 V. Nel caso in cui la tensione di ingresso venga invertita, il diodo D<sub>3</sub> entrerà in conduzione, evitando il danneggiamento dell'optoisolatore. Visto che non era necessario avere un diodo con particolari specifiche è stato scelto un diodo generico 1N4148.

### 2.5.3 Ingresso 230V optoisolato

Questo modulo è utilizzato per rilevare la presenza in modo isolato di una tensione sinusoidale a 230 V. La tensione di rete rilevata ha un valore troppo elevato per essere inviata direttamente in ingresso all' optoisolatore. Per questo motivo, si è reso necessario implementare un circuito, che limiti la tensione e la corrente d'ingresso. Lo schema elettrico adottato è riportato in figura 2-18.

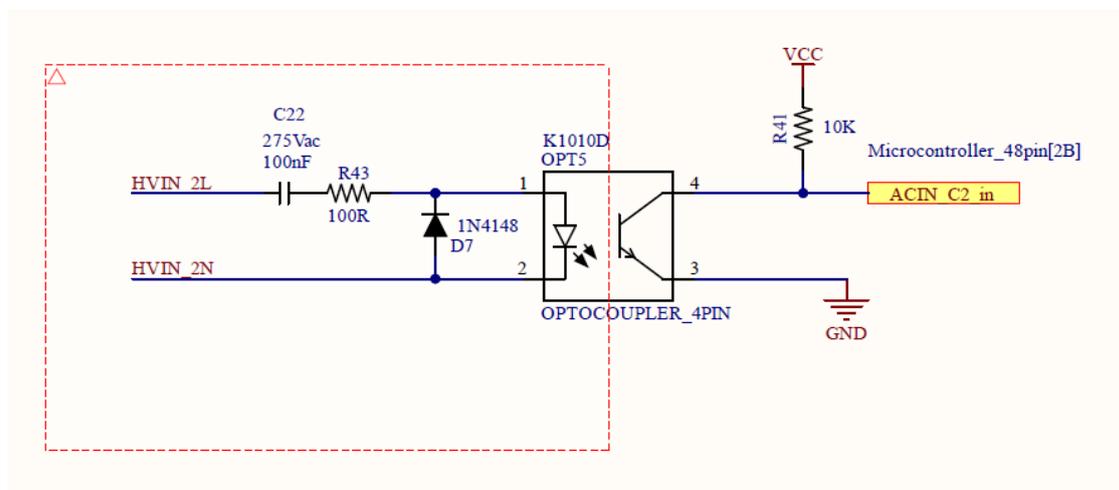


Figura 2-18 Schema elettrico Ingresso isolato 230V

La tensione e la corrente di ingresso sono limitate da un partitore capacitivo costituito da un condensatore e una resistenza. In questo circuito in regime sinusoidale si combinano i due effetti della resistenza del resistore R e della reattanza capacitiva del condensatore.

Si definisce reattanza l'opposizione al flusso della corrente alternata (impedenza) causata da induttori e condensatori. La reattanza viene indicata con  $X$  ed è espressa in ohm ( $\Omega$ ).

La reattanza capacitiva viene calcolata con questa formula:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

- $X_c$  = reattanza capacitiva in  $\Omega$
- $f$  = frequenza in Hz
- $C$  = capacità in F

Il condensatore e la resistenza sono stati dimensionati per ottenere una corrente d'ingresso  $I_f$  all'optoisolatore di circa 6 mA, così da raggiungere un CTR superiore al 100%.

Il condensatore è stato scelto da 100 nF, mentre la resistenza da 100  $\Omega$ . Il condensatore in questa configurazione ha una reattanza molto maggiore rispetto alla resistenza R43, per cui gran parte della caduta di potenziale sarà su di esso. A causa di questo motivo è stato scelto un condensatore pth, con una tensione di lavoro di 250 V, mentre la resistenza è smd.

Il calcolo della corrente e il dimensionamento dei componenti sono stati effettuati con il valore efficace della tensione di rete, che può avere una tolleranza del +/- 10 %, il che significa che la tensione di ingresso può avere valori di 212 V e 244 V. Per assicurare che il circuito funzioni nel caso peggiore per il calcolo di dimensionamento si è utilizzato il valore di 212 V come  $V_{in}$ .

$$R_t = X_c + R_{43} = \frac{1}{2\pi f C} + R_{43} = 31830 + 100 = 31930 \Omega$$

$$I_f = \frac{212V - 1.2V}{R_t} = 6.60 \text{ mA}$$

Con questo valore di corrente il CTR è del 130%, come si può ricavare dall'immagine 2-16.

In fase di progetto si è verificato il dimensionamento dei componenti utilizzando il valore di picco della tensione di rete, per verificare che la corrente generata con questo valore non superi quella massima che l'optoisolatore può ricevere in ingresso.

$$V_{pp} = 230 \times \sqrt{2} = 325.2 \text{ V}$$

$$I_{f \text{ picco}} = \frac{325.2V - 1.2V}{R_t} = 10 \text{ mA}$$

Il valore di corrente di picco è ampiamente minore della corrente massima che l'optoisolatore può ricevere in ingresso.

Il vantaggio di utilizzare un condensatore per limitare la corrente è che non dissipa potenza e di conseguenza si possono utilizzare componenti di dimensioni relativamente ridotte.

## **Funzionamento**

Il fototransistor funziona come interruttore, durante la semionda positiva della tensione di rete la corrente limitata dalla resistenza e dal condensatore sarà sufficiente per la conduzione del diodo led, che emetterà una radiazione luminosa, permettendo la saturazione del fototransistor. Se il transistor è in saturazione, la tensione d'ingresso del microcontrollore sarà circa zero volt. Durante la semionda negativa il diodo emettitore è polarizzato inversamente e di conseguenza il fototransistor è interdetto con una tensione di ingresso al microcontrollore pari a  $V_{cc}$ .

Nel momento in cui il diodo emettitore è interdetto, il diodo  $D_7$ , entrerà in conduzione, evitando il danneggiamento dell'optoisolatore, come spiegato nell'altro circuito.

Applicando al condensatore una tensione alternata, la corrente che in esso circola ha uno sfasamento di 90 gradi in anticipo rispetto alla tensione. A causa di questo fenomeno in simulazione ci si aspetta di avere la tensione di uscita sfasata rispetto alla tensione di ingresso. Il procedimento per il calcolo di  $R_{43}$ , è lo stesso effettuato nel modulo precedente, e si è mantenuto lo stesso valore in quanto il CTR è rimasto pressoché lo stesso.

## **Simulazione**

Si presenta ora in figura 2-19 il circuito simulato in ambiente OrCAD® PSpice® per studiare il comportamento del circuito progettato.

In figura è riportata in rosso la tensione di rete divisa per un fattore 100 per facilitare la rappresentazione grafica. L'onda quadra riportata in verde è la tensione di uscita del circuito e il conseguente segnale d'ingresso del microcontrollore.

Dal risultato della simulazione, l'onda quadra come preannunciato ha un ritardo di  $\pi/2$  rispetto alla tensione di rete. Quindi, in presenza della tensione di rete sinusoidale applicata in ingresso si avrà riflessa in uscita una forma d'onda quadra. Invece, qualora non fosse applicata nessun tipo di tensione in ingresso al sistema, in ingresso al microcontrollore ci sarebbe una tensione continua di 3 V. Ecco che quindi, a seconda del valore che il microcontrollore riceve al suo ingresso (una forma d'onda continua o una forma d'onda quadra), sarà in grado di determinare se è applicata o meno l'alimentazione di rete.

I risultati della simulazione validano il circuito progettato.

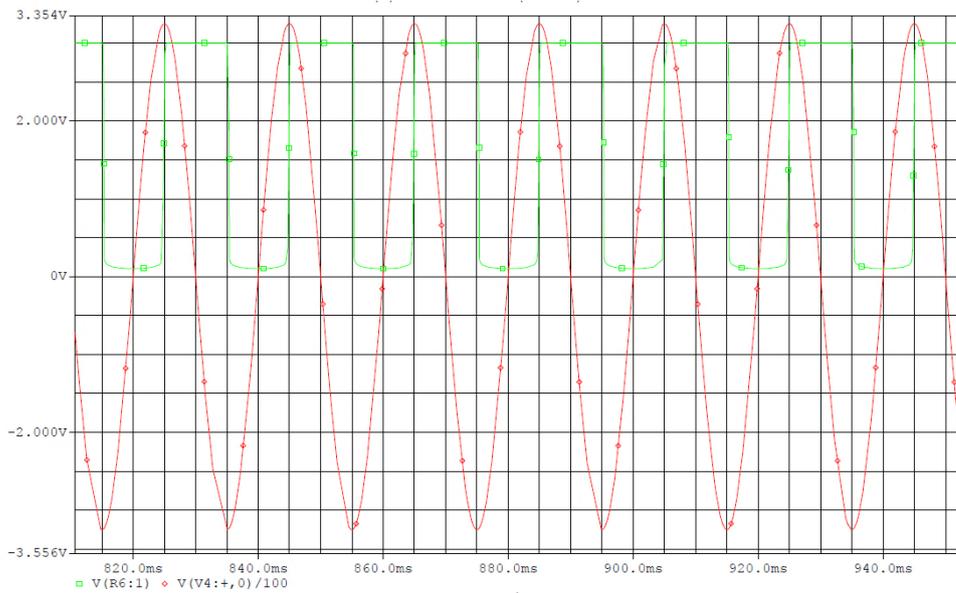


Figura 2-19 Simulazione ingresso opto isolato 230V

## 2.5.4 Ingresso 120V optoisolato

Questo circuito è utilizzato per rilevare la presenza in modo isolato di una tensione sinusoidale a 120V.

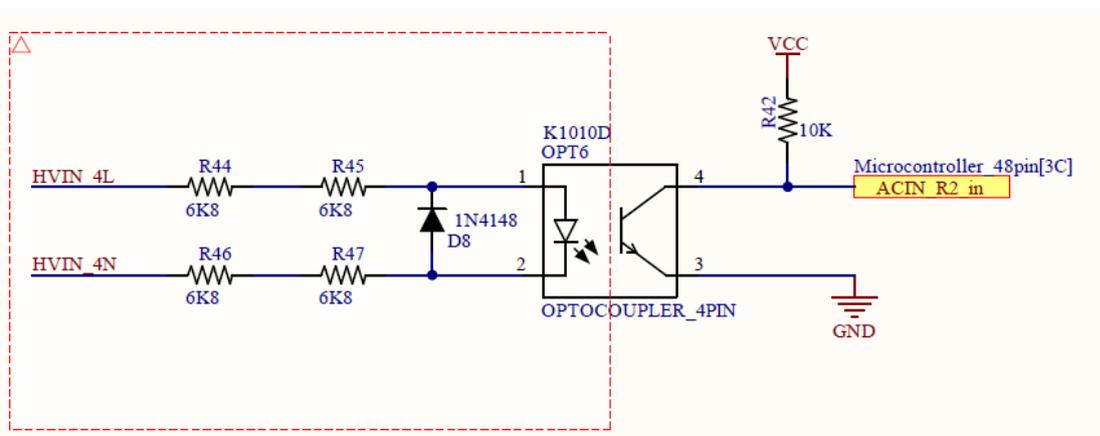


Figura 2-20 Schema elettrico ingresso opto isolato 120V

In questo modulo per ridurre la tensione e limitare la corrente di lavoro del diodo emettitore, si è deciso di utilizzare un partitore resistivo costituito da 4 resistenze, dimensionate per far sì che la corrente in ingresso all'optoisolatore sia di circa 5 mA, così da ottenere un CTR superiore al 100 %. I resistori scelti hanno una resistenza di 6.8 kΩ.

La corrente che alimenta il diodo emettitore  $I_f$  è calcolata nel seguente modo:

$$I_f = \frac{120V - 1.2V}{4 \times 6.8k\Omega} = 4.36 \text{ mA}$$

Anziché avere un'unica resistenza da 27.2 kΩ, si è optato per averne quattro da 6.8 kΩ, così da ridurre la caduta di potenziale sulle resistenze stesse e di conseguenza anche la potenza che

devono dissipare. Per le resistenze  $R_{44}$ ,  $R_{45}$ ,  $R_{46}$ ,  $R_{47}$  vengono utilizzati resistori con un package 1210 e una potenza dissipabile di 0.5 W.

Il funzionamento del circuito è uguale a quello precedente. Non avendo un condensatore la corrente è in fase con la tensione d'ingresso, di conseguenza rispetto al circuito precedente l'onda quadra di uscita sarà in fase. Lo svantaggio di questo circuito è la dissipazione di potenza. Utilizzando un partitore resistivo al posto di uno capacitivo la potenza dissipata dalle resistenze è rilevante. Se si volesse utilizzare questo circuito per rilevare una tensione di 230V, si dovrebbe cambiare package del resistore, in quanto si avrebbe una potenza da dissipare maggiore di 0.5 W. Il resistore di pull-up  $R_{42}$ , visto che il valore di CTR è comparabile con gli altri circuiti, è stato dimensionato in maniera uguale agli altri moduli.

### Simulazione

Si presenta ora in figura 2-21 il circuito simulato in ambiente OrCAD® PSpice® per studiare il comportamento del circuito progettato. In figura è riportata in verde la tensione di rete divisa per un fattore 100 per facilitare la rappresentazione grafica. L'onda quadra riportata in blu è la tensione di uscita del circuito e il conseguente segnale d'ingresso del microcontrollore.

Dal risultato della simulazione l'onda quadra come preannunciato è in fase rispetto alla tensione di rete. Quindi, in presenza della tensione di rete sinusoidale applicata in ingresso si avrà riflessa in uscita una forma d'onda quadra. Invece, qualora non fosse applicata nessun tipo di tensione in ingresso al sistema, in ingresso al microcontrollore ci sarebbe una tensione continua di 3V. I risultati della simulazione validano il circuito progettato.

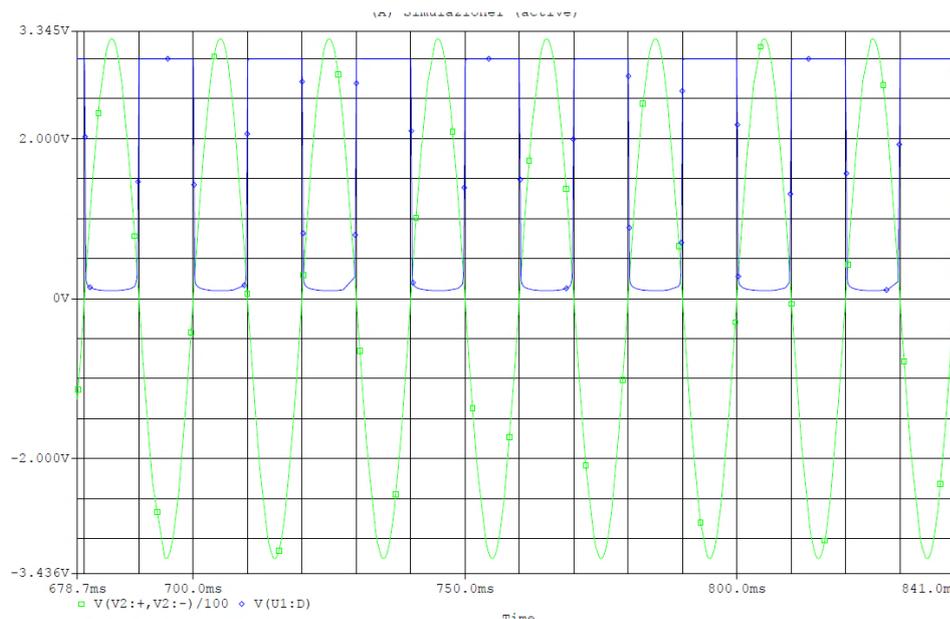


Figura 2-21 Simulazione ingresso opto isolato 120V

## 2.6 Zero crossing

In questo paragrafo si discute il circuito per acquisire segnali di zero crossing in modo isolato. Un circuito di zero crossing rileva l'istante in cui la tensione di rete è a zero volt di ampiezza e segnala questa informazione al microcontrollore attraverso la generazione di un impulso.

L'informazione di zero crossing servirà in un secondo momento per il pilotaggio dei triac e per ottimizzare l'accensione e lo spegnimento dei relè. Per rendere il circuito isolato, la migliore soluzione in termini di complessità circuitale e di costo è l'uso di un optoisolatore, il modello scelto è lo stesso adottato in altri moduli in questa scheda.

Una caratteristica che il circuito deve avere è la seguente: il ritardo tra l'istante in cui la tensione d'ingresso raggiunge lo zero e il momento in cui l'impulso di tensione viene inviato al microcontrollore deve essere inferiore a 100  $\mu$ s.

Il circuito di zero crossing scelto è riportato in figura 2-22:

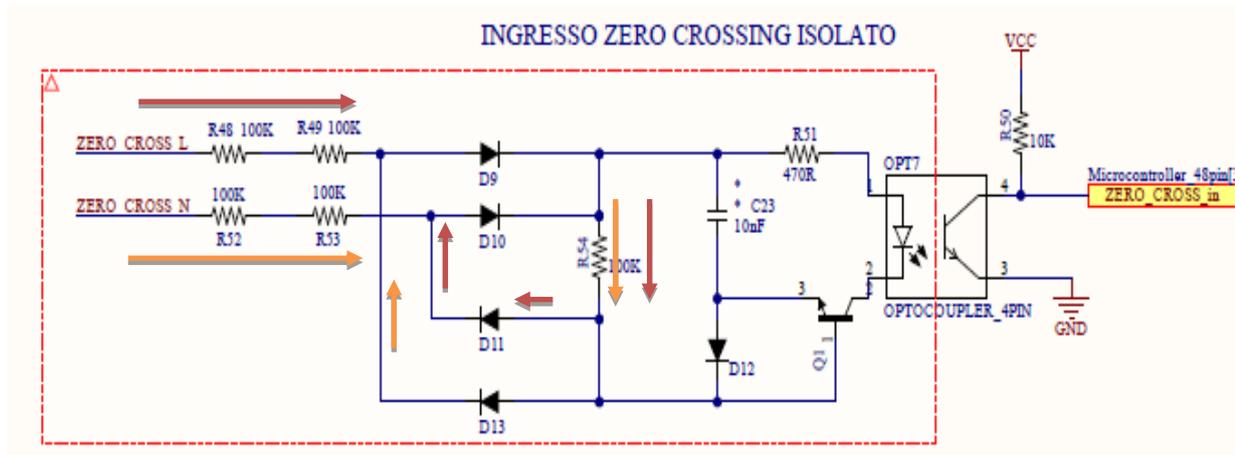


Figura 2-22 Schema elettrico zero crossing

### 2.6.1 Funzionamento circuito

Il funzionamento del circuito è spiegato anche attraverso l'uso della simulazione Pspice.

La tensione e la corrente di ingresso dopo essere state limitate da un partitore resistivo costituito dai resistori di ingresso vengono raddrizzate da un ponte raddrizzatore composto dai diodi D9, D10, D11, D13. Durante la semionda positiva la corrente seguirà il percorso a minore impedenza individuato dai componenti D9, C23, D12, D13 e dalle frecce rosse disegnate in figura 2-22. Viceversa, durante la semionda negativa, il percorso sarà individuato dai componenti D10, C23, D12, D12 come indicato dalle frecce arancioni. L'impedenza del condensatore C1 è minore rispetto al valore di resistenza di R54, per questo la quasi totalità della corrente scorre su C23. Il transistor Q1, in queste condizioni rimarrà spento in quanto la tensione Vbe è negativa. L'immagine 2-23, riporta l'andamento della corrente sul resistore R54 (traccia rossa) e quella sul condensatore C23 (traccia verde). Nel momento in cui la

tensione d'ingresso è diversa da zero la corrente che scorre su  $C_{23}$  è di circa  $730 \mu\text{A}$ , mentre quella sul resistore  $R_{54}$  è  $60 \mu\text{A}$ . Dalla simulazione si nota come la corrente sul condensatore cambia verso nei punti di zero crossing in quanto il condensatore funziona come generatore e alimenta l'optoisolatore e permette la polarizzazione di  $Q_1$ .

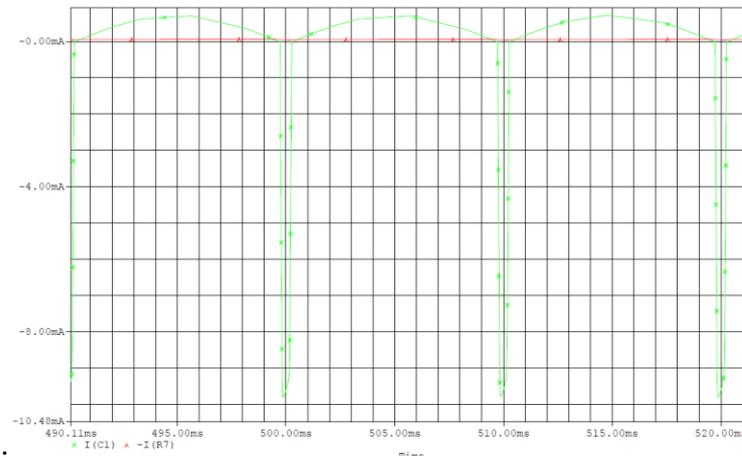


Figura 2-23 Simulazione zero crossing, corrente su  $R_{54}$  e  $C_{23}$

Nel momento in cui il valore della tensione di ingresso è circa zero, la tensione tra base e emettitore del transistor diventa positiva e maggiore di  $0.6 \text{ V}$ . La carica contenuta nel condensatore  $C_1$  fluisce nel resistore  $R_{51}$ , generando una corrente che non potendo scorrere nel diodo  $D_4$  perché polarizzato inversamente, entrerà in base del transistor  $Q_1$ , polarizzandolo e permettendo la conduzione di quest'ultimo. Nell'immagine 2-24, sono riportate le correnti nei diodi  $D_3$ (traccia verde),  $D_5$  (traccia rossa) e la corrente di base del transistor  $Q_1$ (traccia viola). La corrente di base sarà positiva nella condizione in cui la tensione d'ingresso è zero ed ha un valore di circa  $55 \mu\text{A}$ . Per facilitare la rappresentazione grafica le due correnti dei diodi sono divise per un fattore dieci.

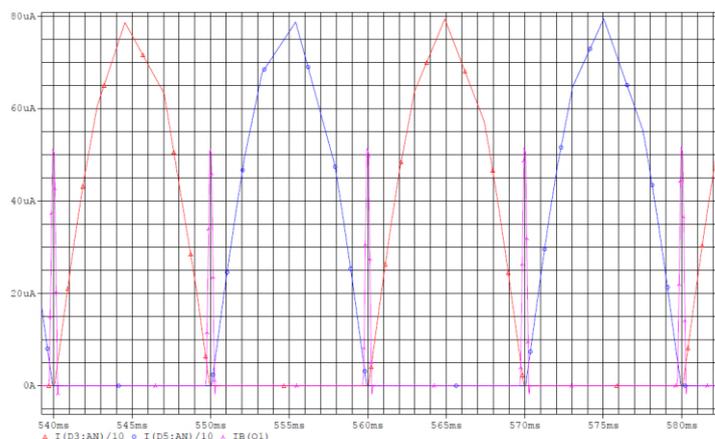


Figura 2-24 Simulazione Zero Crossing correnti  $D_3, D_5$  e corrente di base  $Q_1$

A questo punto, il transistor polarizzato in conduzione, fa sì che la carica contenuta in  $C_{23}$ , fluisca attraverso  $R_{51}$  e alimenti il diodo emettitore dell'optoisolatore, come mostrato in figura 2-25. La corrente di collettore (traccia blu) è diversa da zero e di valore  $9.8 \text{ mA}$ , e la corrente

$I_b$  (traccia verde) è di  $40 \mu\text{A}$ . La corrente  $I_b$  è moltiplicata per un fattore dieci per facilitare la rappresentazione grafica.

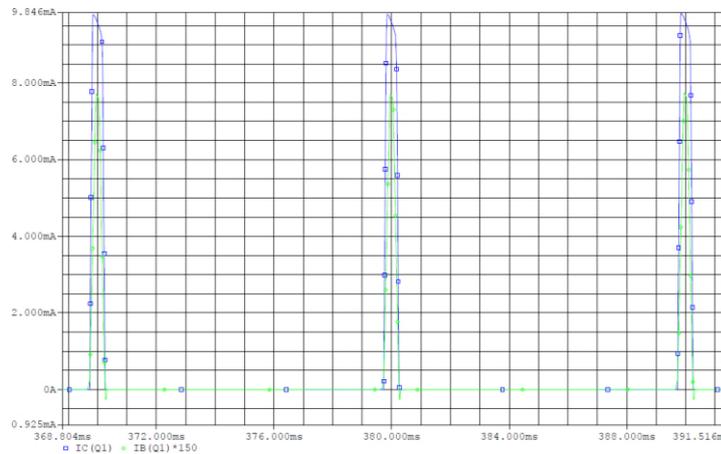


Figura 2-25 Simulazione Zero Crossing corrente di base e collettore  $Q_1$

L'impulso di corrente permette la conduzione dell'opto transistor e provoca un impulso verso massa della tensione di uscita per un breve periodo ( $300 \mu\text{s}$ ). La corrente che alimenta il diodo emettitore è quella immagazzinata nel condensatore  $C_1$ . Il transistor rimane polarizzato in conduzione solamente nell'intorno in cui la tensione di ingresso raggiunge lo zero crossing.

Il condensatore  $C_{23}$  è dimensionato per immagazzinare energia sufficiente per alimentare sia l'optoisolatore che polarizzare il transistor  $Q_1$ . Il rilevatore impiega un po' di tempo per avviarsi perché  $C_{23}$  deve inizialmente essere caricato alla sua tensione di equilibrio ciò richiede circa  $350 \text{ ms}$ , come riportato in immagine 2-26. Tuttavia, dopo questo periodo iniziale, il circuito funziona normalmente e reagisce immediatamente ai mancati cicli di tensione di rete.

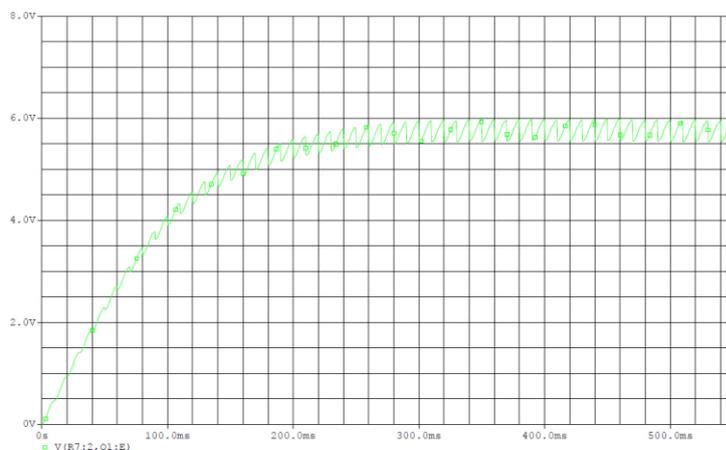


Figura 2-26 Simulazione, andamento tensione  $C_{23}$

Un valore minore di capacità permetterebbe al condensatore di caricarsi in minor tempo, ma nello stesso tempo non avrebbe la quantità di carica sufficiente per alimentare l'optoisolatore.

## Dimensionamento del circuito

I circuiti di zero crossing per applicazioni commerciali devono essere dimensionati per una dissipazione di potenza minore di 80 mW. La maggior parte della potenza dissipata deriva dai resistori R<sub>48,49,52,53</sub> che sono direttamente collegati alla tensione di rete.

La potenza dissipata risulta essere di 132 mW ed è calcolata nel modo seguente:  $P = \frac{(230V)^2}{400K}$

Il valore è maggiore rispetto a quello richiesto per applicazioni commerciali, ma questo non è un problema in quanto questa scheda viene utilizzata per applicazioni di laboratorio e può non soddisfare questa specifica.

### 2.6.2 Simulazione circuito

Per verificare il funzionamento in simulazione Pspice si è misurato la tensione di ingresso e quella di uscita e anche il ritardo del circuito:

Nell'immagine 2-27 sono riportati gli andamenti della tensione di ingresso e di uscita. La curva in verde rappresenta la tensione di rete (divisa per un fattore 40 per comodità di visualizzazione) e la curva in rosso l'uscita dell'optoisolatore che sarà collegata al microcontrollore. Si nota la generazione di un impulso in uscita ad ogni punto di zero crossing della tensione di rete, comportamento idoneo a quello atteso.

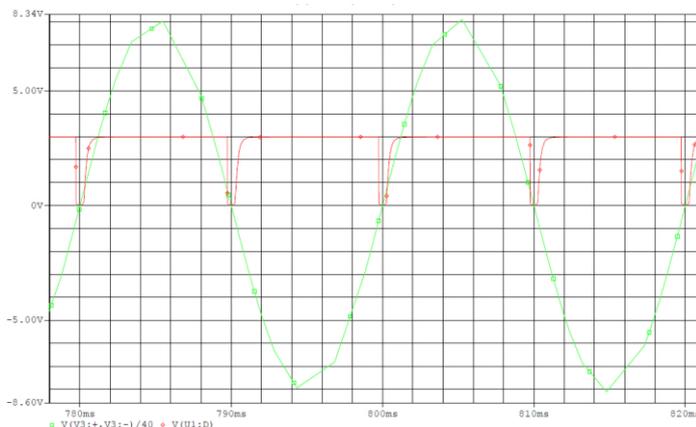


Figura 2-27 Simulazione Zero Crossing, tensione di uscita in funzione della tensione di ingresso

Il ritardo si è misurato diminuendo la base dei tempi dell'oscilloscopio e misurando il tempo che intercorre dall'effettivo evento di zero crossing all'istante il cui il microcontrollore rileva l'impulso. Il microcontrollore rileva l'impulso nel momento in cui la tensione ai capi del pin raggiunge il suo valor medio ovvero 1.5V (condizione definita in fase di programmazione del microcontrollore). L'istante in cui arriva l'impulso è 789.978ms e l'istante di zero crossing è 789.742 da cui il ritardo di propagazione risulta essere

$$789.978ms - 789.742ms = 0.235 ms = 235.221 \mu s$$

Il ritardo di questo circuito è di 235.221  $\mu\text{s}$ , valore non in linea con la specifica.

Per verificare che il ritardo misurato non sia dovuto ad una errata modellizzazione dei componenti sul software OrCAD® PSpice® si è implementato un prototipo da testare in laboratorio.

### 2.6.3 Prototipo

Il prototipo di questo circuito è stato testato in laboratorio, andando a montare i componenti su una scheda millefori. I componenti utilizzati sono la versione pth, di quelli utilizzati sulla scheda finale. I resistori di ingresso  $R_{48,49,52,53}$  sono stati sostituiti da 2 resistori di valore 330 k $\Omega$  con una potenza dissipabile di 0.5w, questo per la mancanza di resistori da pth da 100  $\Omega$ .

Tutte le misure di tensione sono state effettuate utilizzando l'oscilloscopio *LeCroy HDO6104A-MS*. Si è misurato la tensione di rete in ingresso alla scheda con la sonda attiva per misure differenziale ad alta tensione modello ADP305.

Una seconda sonda passiva riferita a massa è stata collegata all'uscita dell'optoisolatore.

Le sonde differenziali misurano la differenza di livello del segnale tra due punti di misura qualsiasi. Al contrario, una sonda riferita a massa (single ended) misura la differenza tra un singolo punto e il potenziale di massa.

Il comune delle sonde dell'oscilloscopio è in connessione con il riferimento dei circuiti interni dello strumento e con il contatto di terra della spina di alimentazione.

L'utilizzo di una sonda differenziale isolata è indispensabile per evitare di cortocircuitare il riferimento di potenziale della scheda (GND) e di conseguenza anche il riferimento di terra con il potenziale di neutro della tensione di rete. Dato che verranno raggiunte tensioni pericolose per l'uomo, la scheda verrà isolata dall'esterno da una copertura plastica e il cablaggio della scheda è effettuato con molta cura.

L'immagine 2-28, riporta la schermata dell'oscilloscopio in cui la tensione di ingresso è la sinusoide rossa, mentre la forma d'onda gialla è la tensione di uscita dell'optoisolatore.

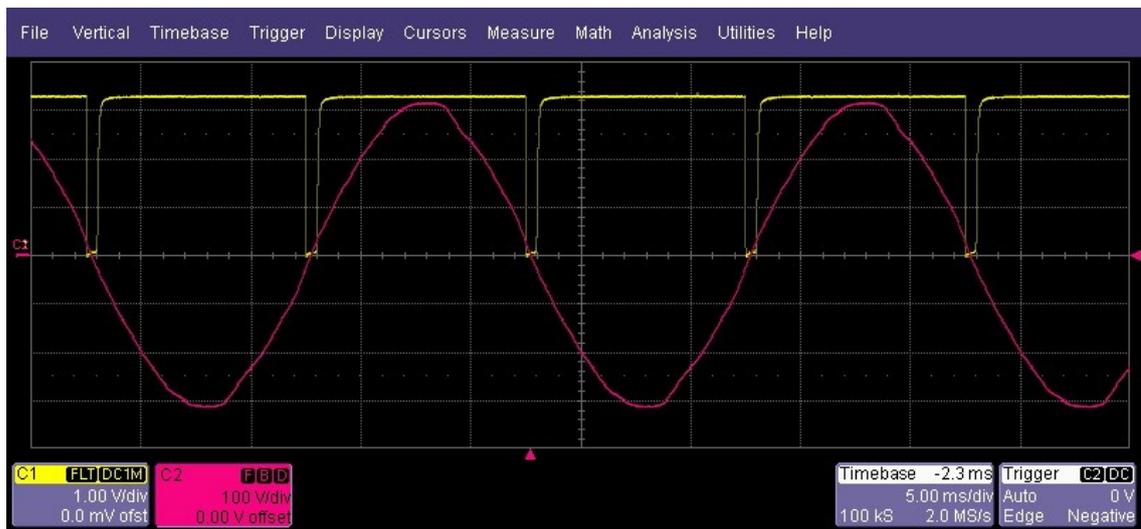


Figura 2-28 Schermata oscilloscopio, zero crossing, tensione di uscita in funzione della tensione di ingresso

Successivamente si è diminuito la scala dei tempi a  $500 \mu\text{s}$  per divisione così da visualizzare e misurare meglio il ritardo di propagazione. Il ritardo misurato è di  $187.975 \mu\text{s}$ , leggermente inferiore rispetto a quello simulato. Il comportamento del prototipo è comparabile con il circuito simulato e non si sono notate differenze rilevanti.

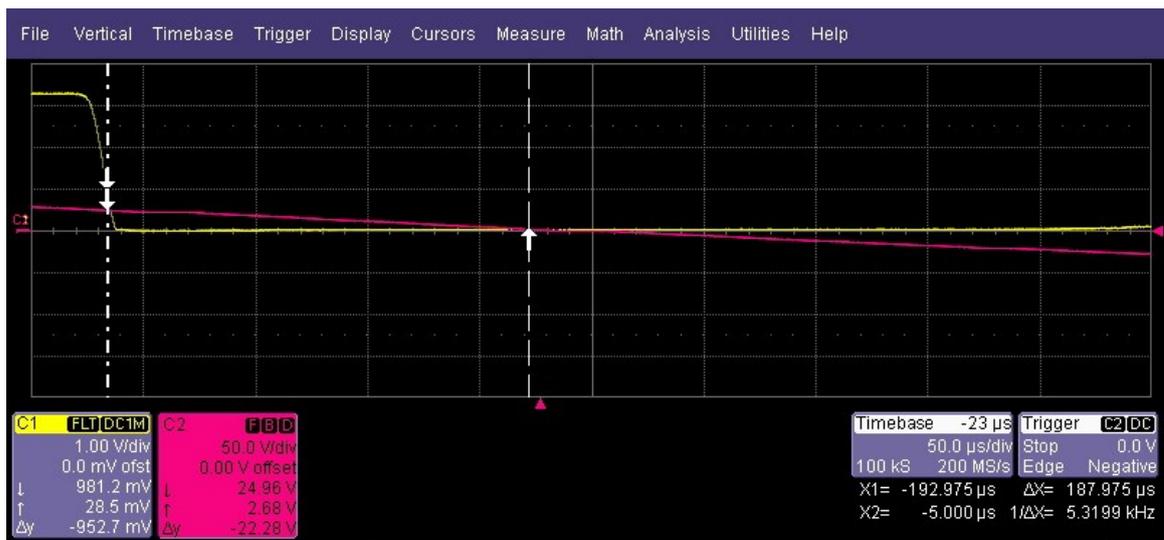


Figura 2-29 Ritardo zero crossing oscilloscopio

Il ritardo è un limite intrinseco di questo circuito, ed è anche dovuto alla presenza dell'optoisolatore; infatti, cambiando i valori dei componenti quest'ultimo non si riduce.

Si è osservato che il ritardo è costante nel tempo e resta lo stesso per tutti i periodi della tensione d'ingresso. Il fatto che il ritardo sia lo stesso per tutti i periodi, permette la correzione di questo errore via software.

## 2.7 Pulsanti e micro-switch

Questo modulo descrive la tecnica utilizzata per acquisire segnali digitali provenienti da 2 push-button e 4 microswitch. Questi componenti andranno montati direttamente sul circuito stampato, con gli schemi riportati in appendice B.

### 2.7.1 Shift register

Per ridurre il numero di ingressi al microcontrollore, si è deciso di utilizzare uno 8-bit parallel-in/serial out shift register modello *74HC165* [11] di *Nexperia*. Questo componente permette di impiegare solamente tre pin del microcontrollore a fronte di sei ingressi digitali. I registri a scorrimento (in inglese detti shift register) sono componenti costituiti da una catena di celle di memoria ad 1 bit (comunemente dei flip-flop) interconnesse tra loro: ad ogni impulso di clock essi consentono lo scorrimento dei bit da una cella a quella immediatamente adiacente. Lo scorrimento può avvenire in un'unica direzione predeterminata. L'uso dei registri a scorrimento rende più agevoli le operazioni di lettura e scrittura dei dati in un sistema.

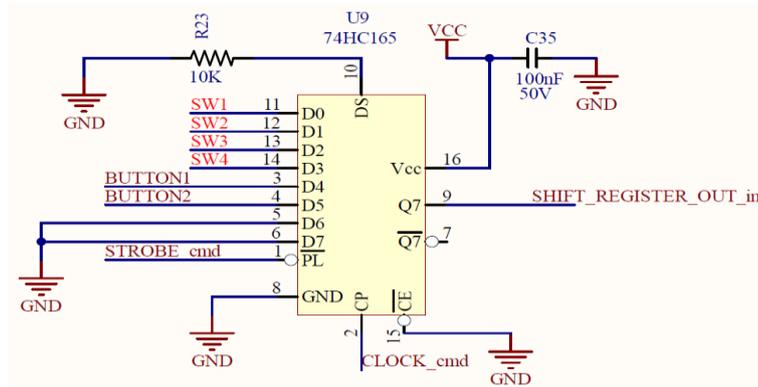


Figura 2-30 Schema elettrico shift register

Il dispositivo *74HC165* è un registro a scorrimento di tipo parallel-in/serial-out a 8 bit. Il dispositivo dispone di un ingresso dati seriale (DS), otto ingressi dati paralleli ( $D_0$  a  $D_7$ ) e due uscite seriali complementari ( $Q_7$  e  $\bar{Q}_7$ ). Nel momento in cui l'ingresso di caricamento parallelo (PL) è LOW, i dati da  $D_0$  a  $D_7$  vengono caricati nel registro a scorrimento contemporaneamente. Quando PL è alto, il registro a scorrimento è nello stato di spostamento, conserva il valore che legge dall'ingresso e consente di leggere questo valore un bit alla volta attraverso il pin  $Q_7$ . Si legge il bit successivo impostando il CP (l'orologio seriale) ad un valore logico alto. Inizialmente,  $Q_7$  contiene il valore letto da  $D_7$ . I dati vengono spostati sulle transizioni da BASSO ad ALTO dell'ingresso CP. La modifica dei pin di ingresso mentre PL è alto non ha alcun effetto.

## 3 Stadio di uscita

In questo capitolo si descrivono le uscite del sistema.

### 3.1 Relè

Questo modulo è stato progettato con l'obiettivo di controllare 6 uscite a relè.

Le uscite a relè consistono in un contatto che si apre o si chiude in funzione del programma caricato nel microcontrollore. L'uscita a relè funziona per mezzo di una bobina ai cui capi viene portata una tensione. Quando la bobina è alimentata (eccitata), chiude un contatto per mezzo della forza magnetica; questo contatto viene utilizzato per chiudere il circuito del carico di uscita. La bobina del relè di uscita è su un circuito separato rispetto al carico, in questo caso essa è alimentata a 12 V continui. Il contatto può essere impiegato indifferentemente su una linea in corrente continua o alternata; questa caratteristica è molto importante poiché rende le uscite a relè "universali" e indipendenti dal tipo di carico che devono pilotare. Un'altra caratteristica delle uscite digitali a relè è che possono essere utilizzate per attivare carichi importanti, solitamente più grandi di quelli pilotabili per mezzo delle uscite a transistor. Le uscite di questo tipo, tuttavia, trattandosi di componenti meccanici (il contatto viene chiuso per mezzo del campo magnetico), possono col tempo danneggiarsi. Le uscite a relè inoltre hanno un tempo di attivazione di circa 10 ms, dato che devono chiudere il contatto meccanico; tuttavia, quando il contatto è chiuso, la resistenza dello stesso è di circa 0  $\Omega$ , assicurando praticamente nessuna caduta di tensione.

Per le uscite che richiedono 10 A come corrente massima si è utilizzato un relè modello HF46F-G/12-HS1T di Hongfa. Questo modello ha una corrente massima di uscita pari a 10 A e la resistenza della bobina è 720  $\Omega$ . Si è scelto questo modello, in quanto la corrente di uscita è sufficiente per questo circuito, le dimensioni sono ridotte ed era disponibile in magazzino.

Le due uscite a 15 A, richiedono un modello di relè diverso, si è scelto il modello HF3FA/012-ZTF, sempre di Hongfa. Questo modello ha una corrente massima di uscita di 16A e una resistenza della bobina di 400  $\Omega$ . Si è scelto questo modello in quanto tra i relè disponibili a magazzino, era quello di dimensioni minori le cui caratteristiche erano sufficienti per questa scheda.

#### 3.1.1 Schema elettrico

Il controllo di questi dispositivi avviene tramite microcontrollore e in fase progettuale si è deciso di utilizzare un driver dedicato per il relativo controllo anziché utilizzare singoli

transistor per ogni relè. Il modello di driver utilizzato è *ULN2003A* [12], di Texas Instruments, la scelta è stata fatta anche in funzione di ridurre il numero di componenti e lo spazio occupato.

Il driver è composto da array di transistor Darlington ad alta tensione e corrente. Ogni componente è costituito da sette coppie Darlington NPN dotate di uscite ad alta tensione con diodi a morsetto a catodo comune per la commutazione di carichi induttivi.

Il modello *ULN2003A* contiene di un resistore di base in serie da  $2.7\text{ k}\Omega$  per ciascuna coppia di Darlington per il funzionamento diretto con dispositivi TTL o CMOS. In figura 3-1 è riportato lo schema a blocchi semplificato del driver.

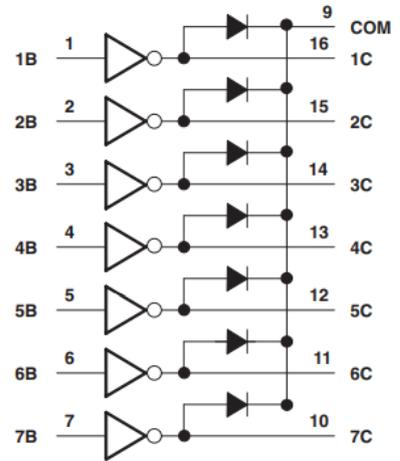


Figura 3-1 Schema a blocchi driver *ULN2003A*

Il driver è dotato di un emettitore comune e di uscite a collettore aperto, come si può notare dall'immagine 3-2, e per massimizzare la loro efficacia, queste unità contengono diodi di soppressione per carichi induttivi. Le applicazioni che richiedono correnti di assorbimento oltre la capacità di una singola uscita possono essere soddisfatte mettendo in parallelo le uscite.

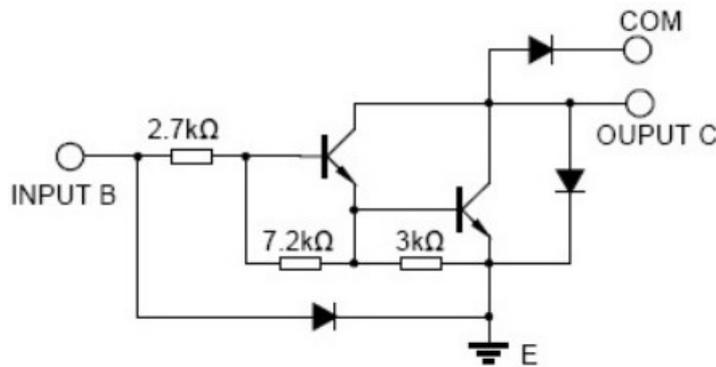


Figura 3-2 Schema elettrico driver *ULN2003A*

Il circuito implementato per questo modulo è riportato in figura 3-3.

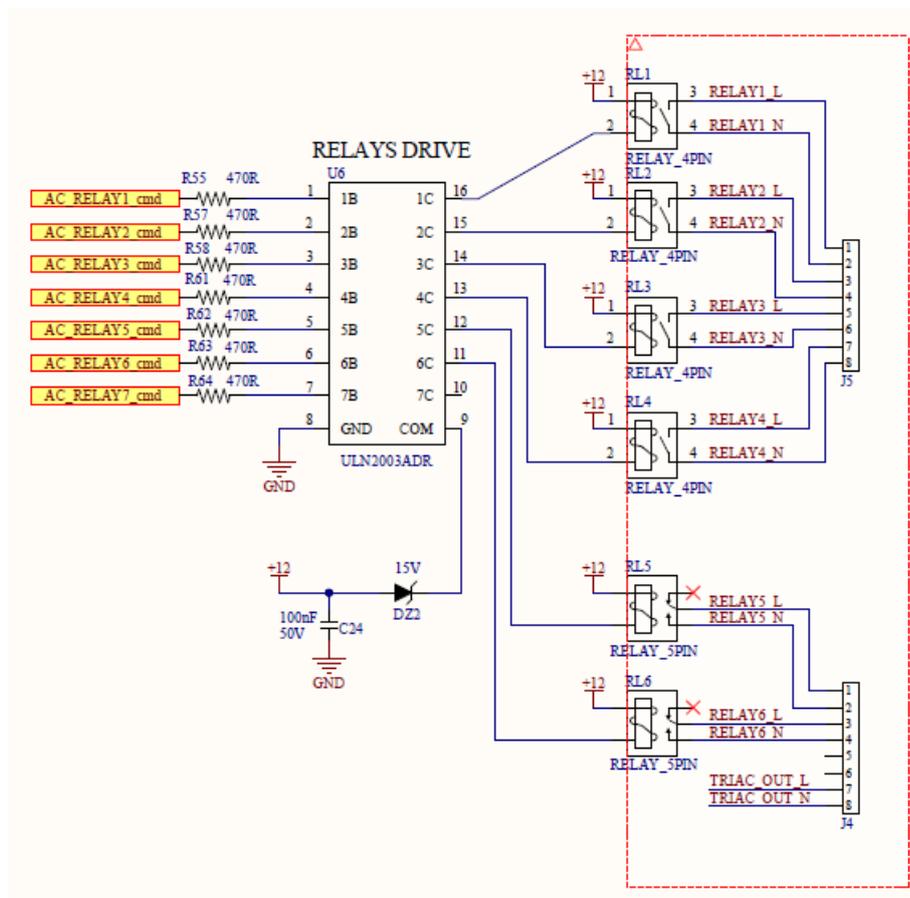


Figura 3-3 Circuito modulo Relè

### 3.1.2 Funzionamento circuito

Il funzionamento del circuito è il seguente:

per attivare un'uscita a Relè, il microcontrollore porta l'uscita del pin ad un livello logico alto(3V). Applicando una tensione di 3V al pin di ingresso dell'integrato, il corrispettivo pin di uscita sarà connesso a massa, facendo così scorrere una corrente nella bobina del relè e attivando così l'uscita. Se in ingresso all'ingresso dell'integrato è presente un valore logico alto, la corrispettiva uscita, non permetterà lo scorrere della corrente nella bobina del relè, che sarà così spento. La commutazione delle uscite sarà a tensione zero (ZVS), ovvero il cambio dello stato di un relè avverrà nel momento in cui non c'è una tensione significativa, attraverso l'elemento di commutazione. In questo frangente non dovrebbe esserci alcuna corrente significativa. Questo aiuta a ridurre al minimo l'usura del contatto meccanico e inoltre riduce il rischio di picchi induttivi, generati da eventuali carichi induttivi. Questa tecnica di commutazione è possibile grazie al segnale di zero crossing.

## Circuito di snubber

Il diodo Zener  $DZ_2$ , e il condensatore  $C_{24}$  formano un circuito soppressore o comunemente detto snubber [13].

Il motivo per cui è necessario questo soppressore è l'eliminazione dei picchi di tensione da un circuito contenente relè quando quest'ultimo si apre e si chiude. La bobina di un relè funge da induttore. Gli induttori sono componenti elettronici che resistono ai cambiamenti di corrente. Se il flusso di corrente attraverso una bobina viene improvvisamente interrotto, ad esempio, con l'apertura di un interruttore, la bobina risponderà producendo una tensione improvvisa e molto alta attraverso i suoi conduttori, provocando un grande aumento di corrente attraverso di essa. Da un punto di vista fisico, questo fenomeno è il risultato di un campo magnetico che collassa all'interno della bobina quando la corrente viene interrotta bruscamente. Matematicamente, questo può essere compreso osservando come una grande variazione di corrente ( $di/dt$ ) influisca sulla tensione ai capi di una bobina ( $V = Ldi/dt$ ). Dato che stiamo aprendo l'interruttore, in questo caso, la corrente passa letteralmente dal valore di regime a 0 istantaneamente. Questo crea un grande picco di tensione. I picchi di corrente che derivano da effetti induttivi possono creare picchi di tensione molto elevati (fino a 1000 V) che possono avere effetti negativi sui dispositivi vicini, come interruttori e transistor che vengono fulminati. Non solo questi picchi di tensione danneggiano altri componenti elettronici in un circuito, ma danneggiano anche i contatti dell'interruttore del relè. Il diodo Zener è posizionato in parallelo con il relè fungendo da soppressore per questi transistori. Con questo diodo in polarizzazione inversa si eliminano i picchi di tensione, entrando in conduzione prima che si possa formare una grande tensione attraverso la bobina. In altre parole, il diodo Zener condurrà corrente in polarizzazione inversa una volta che la tensione raggiunge una soglia  $V_Z$  dissipando l'energia immagazzinata nel carico induttivo nella resistenza dell'induttore. Quando l'interruttore si spegne, la bobina viene mantenuta alla tensione di Zener finché non esaurirà l'energia immagazzinata. Il tempo di spegnimento è circa due volte più veloce di un soppressore a diodo resistore con la stessa tensione di lavoro.



### 3.2.2 Funzionamento

- L'opto transistor viene alimentato fornendo una corrente  $I_F$  al Led.
- Il transistor q8 viene portato in conduzione dal microcontrollore che invia alla base di quest'ultimo un valore logico di tensione alto (3V).
- A questo punto le due uscite OPTOUT1\_C e OPTOUT1\_E collegate ad un connettore esterno, sono portate allo stesso potenziale: circa 0.2V.
- Portando in interdizione il transistor Q<sub>8</sub> (0V alla base), le due uscite OPTOUT1\_C e OPTOUT1\_E, si trovano ad una differenza di potenziale pari alla tensione con cui viene alimentato il carico esterno.

Il resistore R<sub>83</sub> è stato dimensionato per alimentare il fotodiodo con una corrente  $I_F$ , di 11mA, ottenendo così un CTR del 150%. Il Transistor Q<sub>8</sub> modello *PDTCI43E*, è un transistor digitale dotato di resistenze integrate che consentono il pilotaggio dei dispositivi direttamente dall'uscita digitale del microcontrollore senza componenti aggiuntivi. In particolare, questo modello a doppia resistenza è dotato di una resistenza di ingresso in serie e una resistenza (4.7 k $\Omega$ ) collegata tra la base del transistor e l'emettitore. Il diodo D<sub>1</sub> è utilizzato come protezione del transistor nel caso in cui il carico che si vuole controllare abbia una componente induttiva di rilievo. Alla disinserzione dei carichi induttivi (relè, contattori, elettrovalvole, ecc.) si generano delle sovratensioni e dei disturbi di natura elettrica che possono provocare malfunzionamenti e, talvolta, causare danni alle apparecchiature elettroniche. Collegando in parallelo un diodo al carico, l'energia immagazzinata nell'induttanza scorre attraverso il diodo e viene dissipata sotto forma di calore, proteggendo dalla rottura il transistor. La resistenza R<sub>85</sub> ha una doppia funzione, in primo luogo accelera lo spegnimento del transistor. Senza il resistore R<sub>85</sub>, non vi è alcun percorso di scarica per la carica contenuta nel condensatore formato dalla giunzione base-emettitore. Includerlo consente alla carica immagazzinata in questo condensatore di dissiparsi e questo aiuta uno spegnimento più rapido. La seconda funzione è quella di formare un filtro. Il filtro passa basso che si forma dal parallelo tra R<sub>85</sub> e C<sub>26</sub> impedisce a eventuali disturbi elettromagnetici di propagarsi sulla base del transistor causando una accensione non voluta. In questa prima versione della scheda il transistor Q<sub>6</sub> e C<sub>26</sub>, vengono solo previsti ma non montati, e la resistenza R<sub>85</sub> viene montata ma di valore 0  $\Omega$ .

### 3.3 Triac

Questo modulo è stato progettato, con l'obiettivo di controllare in modo isolato un triac di potenza snubber-less.

Il triac [15] è un componente elettronico, a semiconduttore, specificamente progettato per controllare carichi in corrente alternata. Si tratta di un dispositivo a tre terminali, di cui due sono detti anodi e sono la via di passaggio per la corrente controllata, mentre il terzo, definito gate, è l'ingresso di controllo. Idealmente il triac equivale a due SCR collegati in antiparallelo aventi il gate in comune. Ciascun elemento conduce solamente nel semiperiodo dell'onda in cui è polarizzato direttamente, dall'istante in cui viene applicato un impulso di corrente al gate (superiore ad una soglia minima di sensibilità) fino al passaggio della corrente per lo zero. Si noti che il triac non regola la corrente, ma può trovarsi esclusivamente nelle modalità di conduzione o interdizione. Nello stato di conduzione il tiristore è caratterizzato da alta resistenza differenziale e passaggio di corrente quasi nullo, mentre in interdizione è caratterizzato da una bassa resistenza differenziale e passaggio della corrente principale fra i due anodi. I vantaggi di questo componente sono il funzionamento silenzioso, la possibilità di essere comandato in qualsiasi momento e senza rimbalzi, lo spegnimento automatico quando la corrente si azzerà dopo che il comando è stato rimosso, e la sua capacità di resistere ad un numero illimitato di cicli operativi di usura.

Il TRIAC viene inserito in serie al carico e può funzionare in due modi diversi:

- come **relè statico** o interruttore
- come **parzializzatore** della tensione: ritardando l'accensione ad ogni semiperiodo, così il carico verrà alimentato solo per una parte del tempo a disposizione.

#### Controllo Triac

Il triac passa dallo stato di interdizione allo stato di conduzione nel momento in cui una corrente o un impulso di corrente viene applicato all'elettrodo di controllo (gate), e resta in questo stato (anche se l'impulso di gate non è più presente) fino all'annullamento della corrente sul carico. Come si è detto, il triac può essere attraversato dalla corrente in entrambi i sensi; occorre notare, inoltre, che il suo passaggio allo stato ON, di conduzione, può avvenire applicando al Gate una tensione sia positiva che negativa. Queste molteplici possibilità di funzionamento possono meglio essere illustrate facendo riferimento ad un grafico come quello di figura 3-5, detto "a quattro quadranti".

Ciascun quadrante [16] rappresenta una diversa condizione di funzionamento del triac; le polarità e quindi le tensioni sono sempre riferite al terminale MT1.

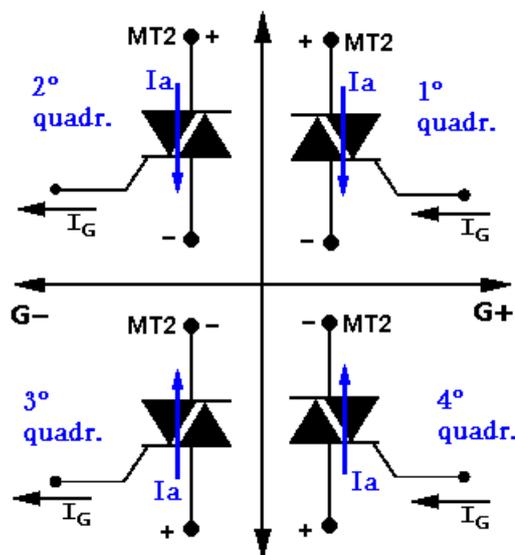


Figura 3-5 Schema quadranti Triac

**1° quadrante:** Il terminale MT2 è positivo rispetto al terminale MT1; la corrente che attraversa il triac scorre infatti dall'alto verso il basso. Il Gate, a sua volta, è positivo rispetto a MT1, ed infatti la corrente di Gate risulta "entrante".

**2° quadrante:** MT2 è sempre positivo rispetto a MT1, mentre il Gate è negativo; la corrente di Gate è una corrente "uscente".

**3° quadrante:** MT2 è negativo rispetto a MT1, ed infatti la corrente attraversa il triac dal basso verso l'alto; la tensione applicata al Gate è negativa rispetto a MT1.

**4° quadrante:** MT2 è negativo rispetto a MT1, mentre al Gate viene applicata una tensione positiva.

La scelta di far lavorare il triac in un quadrante piuttosto che un altro, ovvero di scegliere una tensione di gating positiva o negativa, modifica in modo più o meno importante le prestazioni del dispositivo. In seguito alla disposizione fisica degli strati di semiconduttore che compongono il triac, i valori della "latching current" ( $I_L$ ), della "holding current" ( $I_H$ ) e della "Gate trigger current" ( $I_{GT}$ ), variano da un quadrante all'altro. Il funzionamento più utilizzato è quello corrispondente ai quadranti 1° e 3°, ovvero quando la tensione applicata al gate ha la stessa polarità di quella applicata al terminale MT2; in tali quadranti si ottiene un'ottima sensibilità di gate. È difficile per un triac lavorare nel 2° quadrante quando la corrente dei terminali principali è molto bassa. Il 4° quadrante presenta, fra tutti, la più bassa sensibilità di gate.

Per chiarezza, segue un elenco che riepiloga le principali correnti caratteristiche di un triac, col nome inglese ed il corrispondente significato in italiano:

$I_{GT}$ , *GATE TRIGGER CURRENT*, è la minima corrente richiesta dal gate per far commutare il tiristore dallo stato OFF allo stato ON.

$I_L$ , *LATCHING CURRENT*, è il valore minimo di corrente tra anodo e catodo richiesto per mantenere il tiristore in stato di conduzione, immediatamente dopo la commutazione da OFF a ON e la rimozione della tensione di gate.

$I_H$ , *HOLDING CURRENT*, è il valore minimo di corrente tra anodo e catodo richiesto per mantenere il tiristore nello stato di conduzione.

### 3.3.1 Optotriac

Generalmente viene utilizzato un microcontrollore per controllare un triac. Tuttavia, come in questo caso, quando è richiesto un isolamento funzionale, è preferibile il controllo in modo isolato. Una soluzione potrebbe essere l'utilizzo di opto-transistor per applicare la corrente di gate al triac. Tuttavia, per carichi che richiedono correnti maggiori e dimensioni ridotte si utilizzano gli optotriac. Questa è la soluzione sviluppata in questa tesi.

Un optotriac [17] è composto da un triac, il cui gate è fotosensibile, e da un diodo emettitore. Quando una corrente  $I_F$  scorre attraverso il led, i fotoni vengono generati e trasmessi verso la giunzione triac. Se questa corrente è superiore alla corrente di trigger del led ( $I_{FT}$ ), il Triac si attiva. Rimarrà in questo "stato attivo" fino a quando la corrente tra i due anodi non scenderà al di sotto della sua corrente di mantenimento ( $I_H$ ). Una volta superata questa soglia, il triac ritornerà in uno stato non conduttivo.

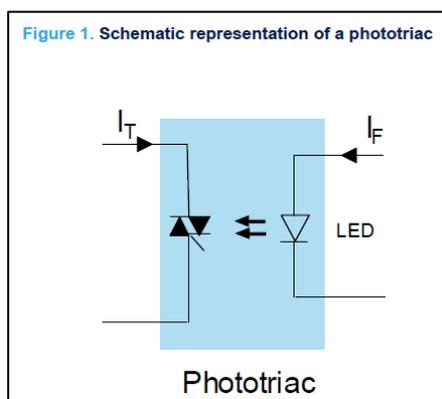


Figura 3-6 Optotriac

Come specificato nei datasheet l'optotriac non deve essere utilizzato per controllare direttamente un carico, ma è destinato esclusivamente a essere un dispositivo di attivazione

per triac. In questo sistema si è utilizzato un optotriac modello: *VO3052* [18] prodotto da Vishay, le cui caratteristiche principali sono le seguenti:

-Corrente richiesta per bloccare l'uscita  $I_{ft} = 5 \text{ mA}$

-Corrente di blocco  $I_H = 200 \mu\text{A}$

Si è scelto questo componente, in quanto indicato per il corretto controllo del triac principale ed era disponibile in magazzino.

Per la parte di potenza si è utilizzato un triac modello: *Q8016RH6TP* [19] prodotto da Littelfuse, le cui caratteristiche principali sono le seguenti:

-Massima corrente di uscita  $I_T = 16 \text{ A}$

-Corrente di blocco  $I_H = 70 \text{ mA}$

Si è scelto questo componente, in quanto permette il controllo delle correnti richieste, era disponibile in magazzino e soprattutto è snubberless. Un triac snubberless significa che il circuito di controllo non necessita di snubber.

### 3.3.2 Principio di funzionamento circuito

Il circuito di controllo [17] scelto in questa applicazione è riportato in figura 3-7.

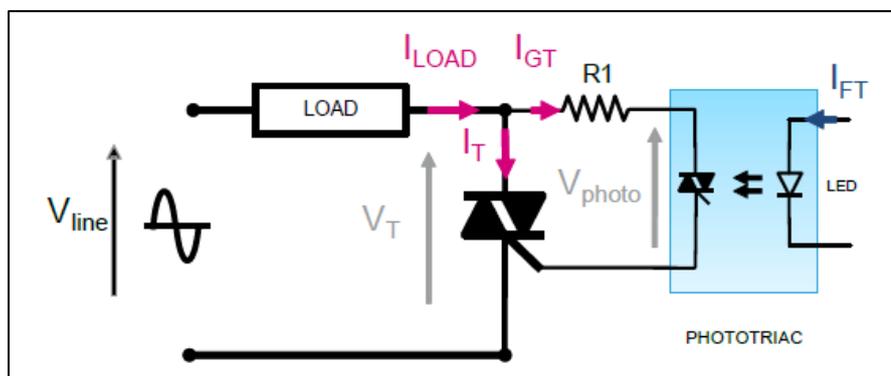


Figura 3-7 Schema elettrico di base TRIAC

Si descrive il funzionamento del circuito sopra riportato:

Con il triac di potenza spento, viene fornita tensione alternata al circuito

- L'optotriac viene alimentato fornendo una corrente  $I_F$  al Led.
- L'optotriac si accende quando la corrente che attraversa il led supera  $I_{FT}$ . A questo punto, il gate e l'anodo del triac principale sono collegati assieme tramite  $R_1$ . A causa della differenza di tensione tra anodo e gate, nel triac principale (2) si genera una corrente di gate che lo fa passare dallo stato di blocco allo stato di conduzione (3). La tensione attraverso il triac principale scende a un valore basso (poiché la tensione viene ora applicata al carico e la corrente di carico scorre attraverso il triac) e di

conseguenza la corrente nel optotriac diminuisce al di sotto della sua corrente di mantenimento provocando lo spegnimento di quest'ultimo. Questo passaggio allo stato di blocco avviene anche se la corrente  $I_{FT}$  è ancora presente nel led.

- Il triac di potenza, in conduzione, si spegne a sua volta quando la corrente di carico scende al di sotto della corrente di mantenimento al termine di ogni semionda sinusoidale della linea AC (4).
- Si riattiva se  $I_{FT}$  è ancora presente attraverso il led (5).

Seguendo questa modalità di lavoro possiamo concludere che un Triac controllato con un optotriac utilizza sempre i quadranti 1 e 3 e mai 2 e 4.

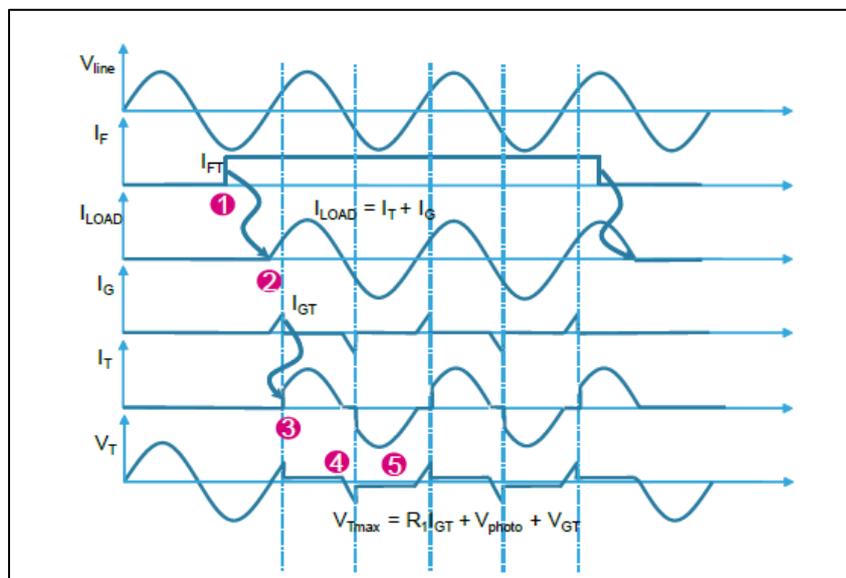


Figura 3-8 Forme d'onda schema elettrico triac

Il resistore  $R_1$  viene utilizzato per proteggere l'optotriac da picchi di corrente che potrebbero verificarsi all'accensione di quest'ultimo e per limitare la corrente di gate del triac di potenza. Teoricamente,  $R_1$  può essere non montato quando l'optotriac di tipo zero-crossing è utilizzato in combinazione con un carico resistivo, poiché la corrente sarà limitata dalla corrente di trigger del gate ( $I_{GT}$ ) del triac di potenza. Tuttavia, l'attivazione involontaria dell'optotriac al di fuori della zona di tensione zero può creare picchi di corrente elevati e danneggiarlo. Il caso peggiore si verificherebbe vicino alla tensione di picco. Il valore minimo di  $R_1$  deve essere scelto in base alle specifiche della massima corrente di picco ( $I_{surge}$ ) e alla tensione di linea nominale (la corrente massima del gate Triac  $I_{GM}$  è generalmente superiore a  $I_{surge}$ ) come definito nella seguente equazione:

$$R_1 = \frac{V_{lineMAX}}{I_{surge}} = \frac{325 V}{500 mA} = 650 \Omega$$

Il valore utilizzato è di  $940 \Omega$ , questo per limitare ancor di più la corrente e di conseguenza la dissipazione di potenza permettendo l'utilizzo di un resistore con un package più piccolo.

### 3.3.3 Circuito

Il circuito utilizzato per il controllo del triac è riportato in figura 3-8. Si nota che è il circuito in figura 3-8 è del tutto analogo a quello spiegato sopra; quindi, il comportamento sarà quello evidenziato in figura 3-7. La resistenza che limita la corrente in ingresso all'optotriac è stata semplicemente divisa in ottica di dividere la dissipazione di potenza su due componenti, ed evitare fenomeni di scarica.

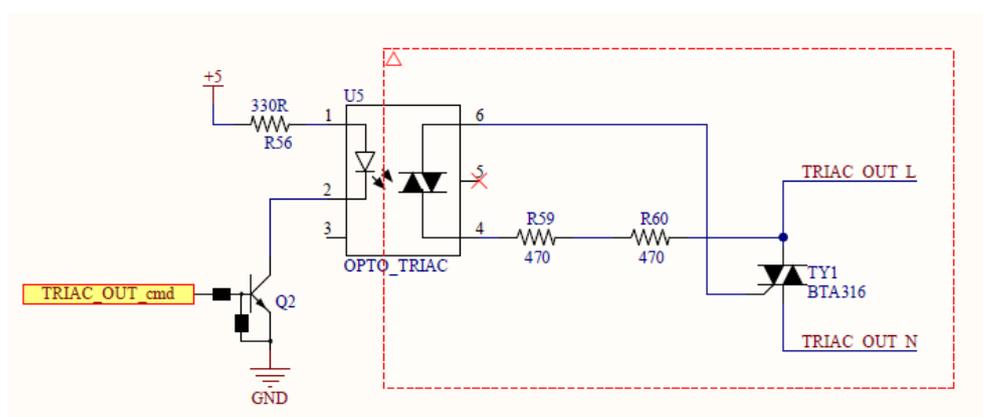


Figura 3-9 Circuito modulo triac

### 3.3.4 Simulazione

In simulazione, utilizzando PSpice si è verificato il funzionamento del circuito. Gli andamenti delle forme d'onda di tensione e correnti rispettano il comportamento teorico. Di seguito è riportata la simulazione della tensione forma d'onda rossa sul carico. Il carico utilizzato in simulazione è puramente resistivo e assorbe una corrente di 2.3 A, se alimentato a 230 V.

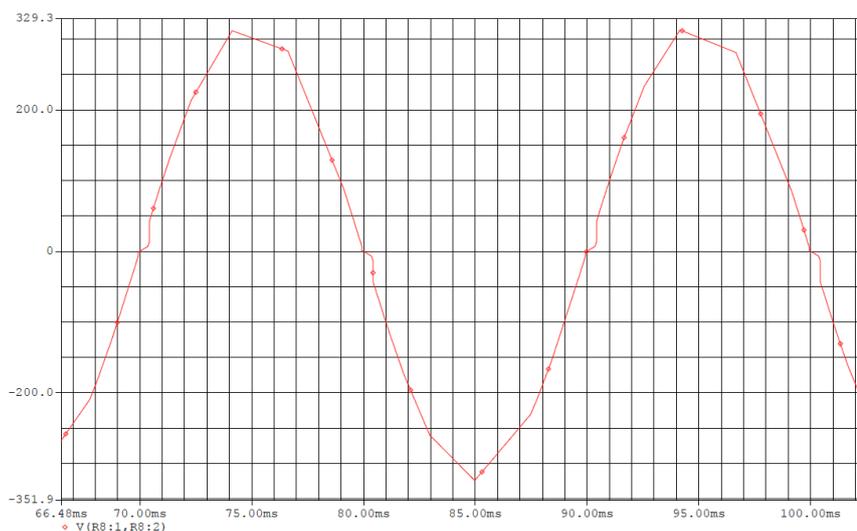


Figura 3-10 Tensione sul carico circuito di triac

Dall'immagine si nota come sia la tensione che la corrente presentino uno scalino in prossimità dello zero crossing. Questo fenomeno è dovuto al fatto che la tensione sinusoidale deve raggiungere un valore minimo per generare una corrente di gate sufficiente affinché il triac di potenza entri in conduzione. La minima corrente di gate necessaria alla conduzione è 10 mA, Per raggiungere questo valore la tensione di rete deve essere di 10 V.

### 3.4 Buzzer

La presenza di un buzzer (cicalino) è stata prevista come interazione con l'utente che utilizza la scheda per segnalare un allarme o fornire un segnale di feedback. Il buzzer utilizzato è di tipo piezoelettrico modello *PKM13EPYH4000* di Murata, la cui frequenza di funzionamento è 4 kHz. I buzzer piezoelettrici di tipo trasduttore rappresentano un'opzione ampiamente utilizzata per l'identificazione e la segnalazione di tipo sonoro tra un prodotto e l'utilizzatore e a differenza dei buzzer di tipo indicatore, richiedono un circuito di pilotaggio esterno per produrre il tono o il suono desiderati. Sebbene ciò conferisca ai trasduttori una maggiore flessibilità, comporta anche un lavoro di progettazione aggiuntivo relativo appunto al circuito di pilotaggio, in quanto il suono generato dal buzzer dipende sia dal buzzer selezionato sia dal segnale utilizzato per pilotarlo. Il buzzer piezoelettrico è realizzato a partire da un materiale piezoelettrico che si deforma fisicamente nel momento in cui viene applicata una tensione, i dispositivi piezoelettrici producono livelli di rumore più o meno elevati in base all'entità della deformazione provocata dalla frequenza applicata.

#### Circuito di pilotaggio

Il circuito di pilotaggio utilizzato per questo trasduttore piezoelettrico è costituito da un resistore di reset e da un transistor bjt, come riportato in figura 3-11. Un circuito di questo tipo ha il vantaggio di utilizzare pochi componenti di costo estremamente contenuto e come unico svantaggio ha la dissipazione di potenza del resistore di reset. Il transistor funziona come interruttore ad una frequenza di 4 kHz controllato dal microcontrollore.

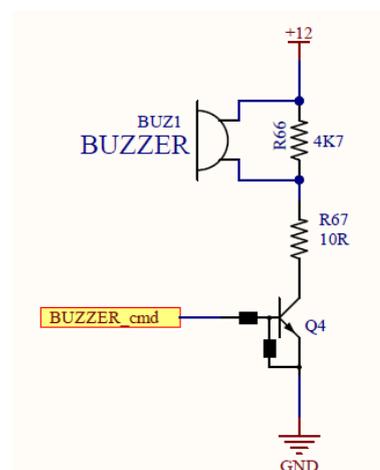


Figura 3-11 Schema elettrico Buzzer



## 4 Stadio di alimentazione

In questo capitolo, si discute la progettazione dello stadio di alimentazione, riportando le principali problematiche affrontate e la loro soluzione circuitale. L'alimentazione di questa scheda viene fornita esternamente da un alimentatore a +12 V. Controllando gli schemi elettrici e i componenti dei vari moduli che compongono il sistema è possibile elencare tutte le tensioni necessarie per il funzionamento della scheda. Si riassumono nella tabella sottostante le funzioni principali per ogni valore di tensione.

Tensione	Funzione
+12V	Alimentazione esterna, funzionamento relè, alimentazione buzzer e convertitore DC/DC TLV62150.
+5V	Alimentazione integrati per opto isolamento, RS485, led e amplificatore operazionale.
+3V	Segnali digitali e analogici, alimentazione microcontrollore, amplificatore operazionale e sensore NTC

In fase di progetto si è effettuato prima di tutto il power budget, per determinare il consumo di potenza del sistema e così dimensionare con i componenti adeguati il circuito di alimentazione.

**Tabella Power Budget:**

Modulo/Componente	Tensione di alimentazione		
	12V	5V	3V
Ingresso 4-20mA			615µA
Ingresso differenziale 0-5V		615µA	
Ingresso NTC			306µA
Ingresso isolato 0-5V			660µA
Ingressi digitali			660µA
Ingressi optoisolati ad alta tensione			1.28mA
Ingresso zero crossing			320µA
Relay 7A	64mA		
Relay 10A	60mA		
Optotriac		11.5mA	
Led		18mA	
Buzzer		20mA	

Uscite optoisolate		44mA	
RS485		900 $\mu$ A	
Microcontrollore			80mA
Switch			1,32mA
Shift Registers			80 $\mu$ A
Corrente totale	124 mA	95.015 mA	85.181 mA

Dalla tabella sopra riportata, è emerso come i componenti alimentati 3 V richiedano una corrente di 85 mA, quelli a 5 V una corrente di 95 mA, ed infine quelli a 12 V una corrente di 124 mA. La corrente necessaria che deve fornire l'alimentatore esterno, considerando anche l'efficienza del circuito verrà calcolata alla fine di questo paragrafo.

Le caratteristiche che lo stadio alimentatore deve avere sono le seguenti:

- livello di tensione il più possibile stabile
- buona efficienza
- componenti che lo compongono devono essere di dimensioni ridotte

Il circuito di alimentazione è composto dai seguenti blocchi funzionali, che verranno successivamente descritti:

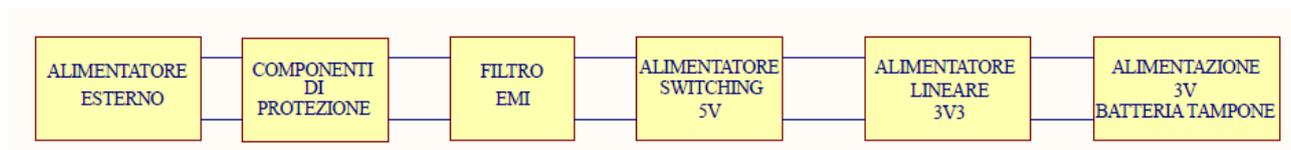


Figura 4-1 Schema a blocchi alimentazione

## 4.1 Componenti di protezione

Di seguito verranno descritti brevemente due componenti utilizzati come protezioni nel circuito di alimentazione, presenti nella figura 4-2.

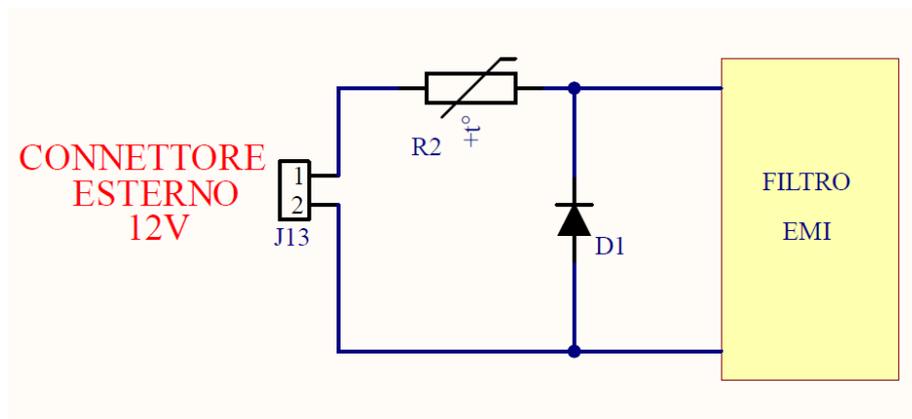


Figura 4-2 Componenti di protezione

I componenti che compongono questo modulo sono un diodo  $D_1$  e un fusibile ripristinabile  $R_2$ . Un fusibile ripristinabile è un tipo di componente elettrico noto come fusibile polimerico a coefficiente di temperatura positivo. La funzione di questo tipo di fusibile è quella di intervenire nel caso in cui venga ricevuto un flusso di corrente superiore alla quantità gestibile dal dispositivo. Allo stesso tempo, un fusibile ripristinabile ha un grosso vantaggio, poiché il componente è in grado di ripristinarsi da solo una volta che il flusso di corrente viene riportato ai valori normali. Quando la corrente che scorre attraverso il componente (che ha una piccola resistenza elettrica nello stato on) supera il limite, il componente si riscalda oltre una temperatura di soglia e la resistenza aumenta improvvisamente di diversi ordini di grandezza fino a un valore, tipicamente centinaia di kilo-ohm, che limiterà fortemente la corrente. Una volta riportata la corrente a valori corretti, il componente si raffredda permettendo al materiale che compone il fusibile di ritrovare la sua struttura originale, ripristinando così lo stato di bassa resistenza in cui può nuovamente trasportare la corrente nominale specificata. La maggior parte di questo raffreddamento richiede solitamente pochi secondi, ma questi dispositivi manterranno una resistenza leggermente superiore per ore, tendendo lentamente a tornare al valore originale.

Il diodo  $D_1$  svolge anch'esso una funzione di protezione ed è collegato in parallelo al connettore di alimentazione  $J_{11}$ . Durante il normale funzionamento,  $D_1$  è sempre interdetto. Se si dovesse invertire la polarità dell'alimentazione di ingresso, per esempio invertendo il verso di inserimento del connettore 12 V,  $D_1$  inizierebbe a condurre. La conduzione di questo diodo, fa sì che la corrente che attraversa la resistenza fusibile aumenti di molto, portando all'interdizione di quest'ultima ma prevenendo danni più al circuito di alimentazione.

In questo caso è stato utilizzato un diodo di segnale generico al silicio, in quanto non erano richieste particolari caratteristiche, modello *1N4148*, con una caduta di tensione diretta tipica di 0.72 V e una corrente massima di 300 mA.

## 4.2 Filtro Emi

In ingresso al DC/DC converter si è implementato un filtro emi in quanto l'alimentazione esterna viene fornita da un alimentatore switching che potrebbe introdurre nella scheda disturbi condotti ad alta frequenza. Il filtro [20] progettato sfrutta 2 ferriti e 2 condensatori, la cui struttura è riportata in figura 4-3.

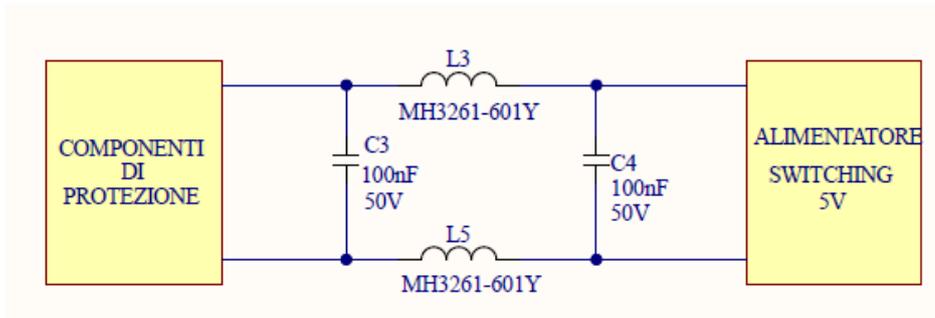


Figura 4-3 Filtro EMI

Le ferriti hanno lo scopo di dissipare le emissioni condotte ad alta frequenza sotto forma di calore sul componente stesso. Le emissioni hanno una frequenza nell'ordine delle centinaia di kHz fino ai MHz. Il progetto dei filtri emi è fortemente legato all'aspetto sperimentale in quanto i disturbi generati sono legati anche al sistema che viene alimentato. I valori dei componenti utilizzati nel filtro, sono stati scelti utilizzando le indicazioni dei progettisti dell'azienda in cui è stata realizzata la tesi. Sono state utilizzate 2 ferriti [21] *MH3261-601Y* prodotte da Bourns, che garantiscono un'impedenza di 600 Ohm a 100 MHz, corrente massima di 2 A e resistenza DC=100 m $\Omega$ , fattore molto importante al fine di ridurre al minimo la differenza di potenziale che si crea nella linea di massa all'aumentare della corrente assorbita.

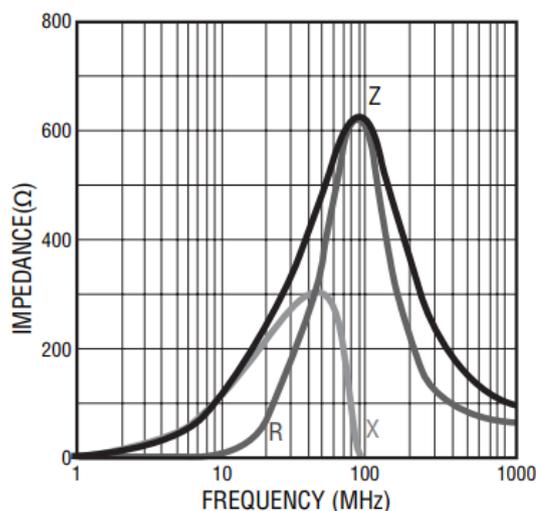


Figura 4-4 Impedenza ferrite MH3261-601Y

Come si nota dalla figura 4-4, l'impedenza massima si ha intorno ai 100 MHz, ossia nel range di frequenze che si vogliono attenuare. Inizialmente, il comportamento preponderante è quello induttivo, per poi diventare puramente resistivo alla frequenza di risonanza e quindi capacitivo a seguire. Tale comportamento pone delle restrizioni sulla regione di funzionamento ottimale del dispositivo, in quanto può attenuare in modo significativo solo un range ristretto di frequenze, rispetto alla banda posseduta dai disturbi presenti. Durante la scelta del componente si è posta particolare attenzione alla corrente continua massima tollerabile. La corrente influenza anche il valore di impedenza della ferrite stessa: all'aumentare della corrente DC il componente tende a saturare e l'induttanza tende a diminuire, anche in modo significativo, riducendo drasticamente il valore di impedenza, anche del 90%. L'assorbimento massimo di corrente è di 364 mA, pertanto ci si trova in una regione priva di rischi. Combinando gli effetti dissipativi dei disturbi ad alta frequenza grazie alle ferriti applicate alla linea di massa e di alimentazione si possono ottenere ottime prestazioni in termini della riduzione dei disturbi.

### 4.3 Modulo alimentazione 5V

Il circuito che eroga la tensione di 5V è riportato in figura 4-5 e il funzionamento si basa su un dc/dc converter di tipo switching alimentato a 12V, modello *TLV62150* [22] prodotto da Texas Instruments.

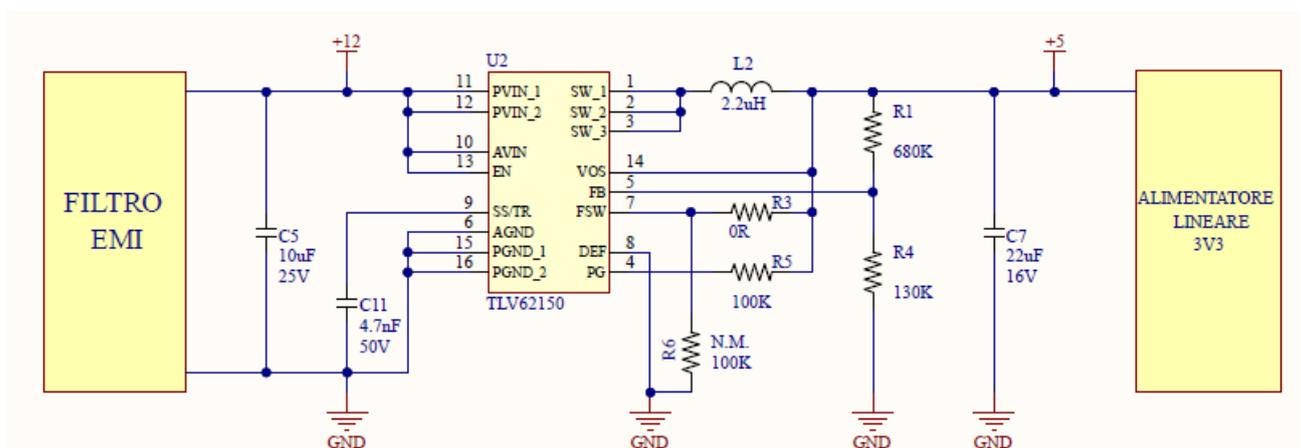


Figura 4-5 Schema elettrico modulo alimentazione 5V

I fattori che hanno portato alla scelta di utilizzare un dc/dc converter di tipo switching, rispetto ad un regolatore di tensione lineare sono l'efficienza e la dissipazione di calore. Un convertitore di tipo switching ha un'efficienza di conversione più elevata (88%), rispetto ad un regolatore lineare, la cui efficienza è uguale al rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso, in questo caso sarebbe stato il 41%. Inoltre, in secondo luogo, dato la frequenza di

commutazione elevata che caratterizza i dc/dc converter, vi è una bassa dissipazione di potenza, permettendo ai componenti che compongono il filtro di uscita di essere di dimensioni ridotte. La scelta è ricaduta su questo modello, perché ha la possibilità di fornire la corrente necessaria (fino a 1A), il range delle tensioni di ingresso e uscita sono compatibili con questa applicazione ed era disponibile in magazzino. Il dispositivo *TLV62150* è un convertitore dc/dc step-down in grado di convertire una tensione di ingresso da 4 V a 17 V in una tensione di uscita da 0.9 V a 5 V, fornendo fino a 1 A. Un'elevata frequenza di commutazione, fino a 2.5 MHz, consente l'uso di piccoli induttori e fornisce una rapida risposta ai transitori nonché un'elevata precisione della tensione di uscita grazie all'uso della topologia DCS-Control™. Oltre al filtro di uscita LC e al condensatore di ingresso, il modello TLV62150 necessita di un divisore resistivo aggiuntivo per impostare il livello di tensione di uscita. Il convertitore è alimentato dalla tensione di 12 V, filtrata da un filtro EMI. Il filtro LC è composto dal condensatore  $C_7=22\mu\text{F}$  e dall'induttore  $L_2=2.2\mu\text{H}$ , valori richiesti dal datasheet del componente, affinché il convertitore sia stabile e funzioni correttamente.

Le resistenze  $R_1$  e  $R_4$ , sono state dimensionate per ottenere una tensione di uscita di 5 V, secondo la seguente relazione:

$$R_1 = R_4 \times \left( \frac{V_{out}}{0.8} - 1 \right)$$

$$R_1 = 680 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 130 \text{ k}\Omega$$

Il pin dell'integrato FSW, consente il controllo della frequenza di switching, se connesso a  $V_{out}$  la frequenza è pari a 1.25 MHz, mentre se connesso a GND risulta di 2.5 MHz. In questa applicazione, si è optato di collegare il pin FSW ad un livello logico alto, così da ottenere un ripple di tensione minore in uscita a discapito dell'efficienza (comunque 88%). Per modificare o aggiustare il valore della frequenza in sviluppi futuri della scheda sono stati previsti due accorgimenti a livello di circuito che sono:

1. montare una resistenza da  $0 \Omega$   $R_3$  in serie tra il pin FSW e  $V_{out}$ .
2. prevedere la possibilità di inserire una resistenza  $R_6$ , collegata tra FSW e GND.

Per impostare la frequenza al suo valore massimo, non si collega il resistore  $R_3$  e si inserisce il resistore  $R_6$ .

Il condensatore  $C_{10}$  collegato all'ingresso SS/TR definisce il tempo di start-up del dc/dc converter secondo la funzione:  $T_{ss}=C_{10} \times \frac{1.25}{2.5 \mu\text{A}}$ , in cui  $T_{ss}$  è il tempo di start-up. In questo circuito il condensatore  $C_{ss}$  è stato scelto da 4.7 nF; così da ottenere un tempo di start-up pari

a 2.5 ms, valore consigliato da Texas Instrument. In ingresso al convertitore è presente un condensatore da 10  $\mu\text{F}$ , per ridurre il possibile residuo ripple di tensione presente.

#### 4.4 Modulo alimentazione 3V3

Essendo la tensione di 3V, necessaria per alimentare il microcontrollore e per effettuare conversioni analogiche digitali, è fondamentale contenere al minimo il rumore prodotto dal circuito di alimentazione. Per soddisfare questa caratteristica si è deciso di utilizzare un regolatore lineare (*LD117S33CTR*) che garantisce un'uscita meno rumorosa e un ripple di uscita inferiore rispetto a quello di un dc/dc converter di tipo switching. Questo regolatore di tensione è collegato all'uscita 5V del precedente convertitore. Visto la poca differenza tra tensione di ingresso e uscita la dissipazione di potenza non crea particolari problemi. La scelta è ricaduta su questo modello, in quanto ha una tensione di uscita fissa a 3.3V, una corrente massima di uscita sufficiente per l'applicazione, una tensione di ripple pari all'1% di  $V_{\text{out}}$  e disponibile in magazzino.

In questa scheda è stato utilizzato con il package sot223.

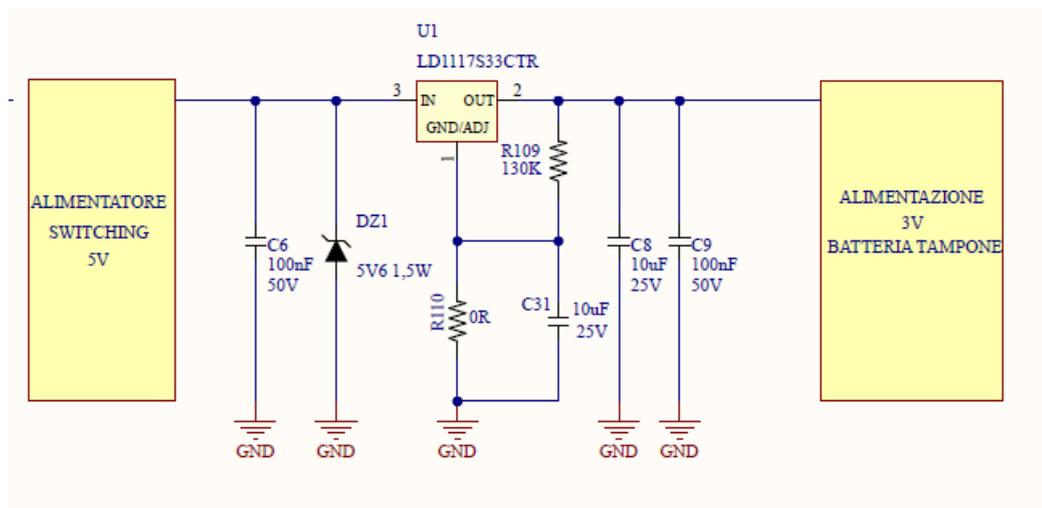


Figura 4-6 Schema elettrico modulo alimentazione 3V3

I Condensatori  $C_6$ ,  $C_7$  e  $C_9$ , sono presenti per filtrare l'eventuale ripple presente nelle tensioni di ingresso e uscita, i valori di queste capacità sono scelti in base alle indicazioni del produttore. Le resistenze  $R_{110}$ ,  $R_{109}$  e il condensatore  $C_{31}$ , sono presenti nel progetto, ma non verranno montate sul circuito stampato. La previsione di questi componenti è dovuta al fatto che se il regolatore di tensione scelto non fosse disponibile in magazzino, si potrà collegare un altro regolatore lineare programmabile (con lo stesso footprint), la cui tensione di uscita è data dal rapporto di partizione tra  $R_{109}$  e  $R_{110}$ .

Il diodo zener  $DZ_1$ , è di protezione al regolatore lineare, blocca tensioni maggiori a 5.6 V, che si potrebbero verificare nel caso di un malfunzionamento del dc/dc converter e che danneggerebbero il regolatore lineare.

## 4.5 Modulo alimentazione 3V e batteria tampone

In uscita del regolatore di tensione è presente un doppio diodo Schottky  $DZ_1$ , come riportato in figura 4-7.

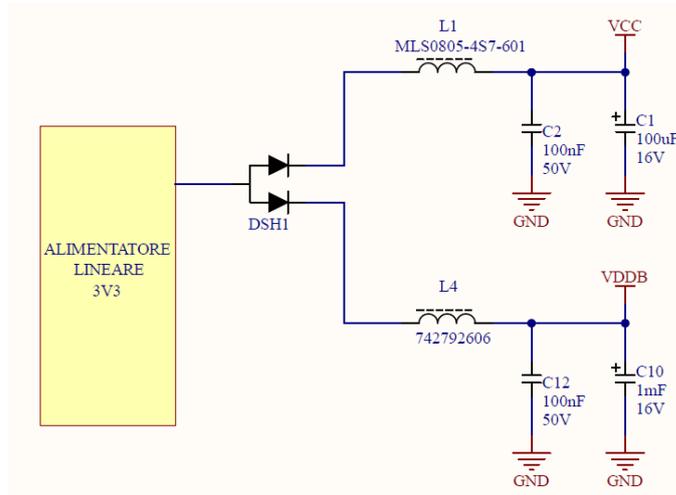


Figura 4-7 Schema elettrico modulo alimentazione 3V e batteria tampone

L'uscita del primo Schottky, dopo un filtro composto da una ferrite e due condensatori, fornisce l'alimentazione a 3 V indicata nello schema con  $V_{CC}$ . La ferrite,  $L_1$ , ha una resistenza di  $600 \Omega$  a 1 MHz e una massima corrente di funzionamento pari a 200 mA. Il secondo diodo Schottky serve per fornire tensione alla sezione di alimentazione riservata alla linea  $V_{DDB}$ . La linea  $V_{DDB}$  è connessa unicamente al pin  $V_{bat}$  del microcontrollore riservato a questa funzione. In questo caso in serie al diodo Schottky sono presenti, sempre una ferrite e due condensatori, di cui uno elettrolitico di capacità elevata. Il condensatore  $C_{10}$  è utilizzato come batteria tampone. Se durante il funzionamento della scheda, il microcontrollore rileva un'interruzione dell'alimentazione, interrompe il normale funzionamento ed eseguisce una modalità chiamata *Vbat operating mode*, in cui effettua delle operazioni critiche come il salvataggio di alcuni dati, riduce al minimo il consumo di corrente, disattivando la maggior parte dei circuiti, ma mantenendo attivo l'RTC e l'oscillatore. Durante questa modalità il microcontrollore viene alimentato tramite la linea  $V_{DDB}$  la cui corrente viene fornita dalla carica contenuta nel condensatore  $C_{10}$ . Il diodo  $DZ_1$  è un diodo Schottky con bassa tensione di soglia e alta velocità di commutazione. Si è scelto un diodo Schottky in questo package in quanto i due diodi contenuti in uno stesso chip, hanno una caratteristica quasi identica, in questo modo  $V_{CC}$  e  $V_{bat}$  hanno lo stesso valore ed inoltre la tensione di soglia 0,3 V era

ideale per questa applicazione. Le tensioni  $V_{cc}$  e  $V_{bat}$  in ingresso al microcontrollore devono avere lo stesso valore come richiesto dal datasheet, in caso contrario ci potrebbero essere dei problemi all'attivazione della *Vbat operating mode*.

Se dovesse verificarsi un'interruzione all'alimentazione, il diodo, fa sì che la carica contenuta in  $C_1$ , venga utilizzata solamente per la sezione  $V_{bat}$  e non dispersa in altre parti del circuito.

## 4.6 Alimentatore esterno

Di seguito sono riportate le considerazioni che sono state effettuate per calcolare la corrente necessaria che deve fornire l'alimentatore esterno. L'immagine 4-8 riporta lo schema a blocchi del circuito alimentatore con le relative correnti. Le periferiche alimentate a 3 V, richiedono una corrente di 85 mA, si è visto che l'efficienza  $\eta$  del regolatore di tensione lineare è uguale a 0.66, di conseguenza la corrente in ingresso a quest'ultimo dev'essere di 128mA; sotto è riportato il calcolo effettuato.

$$I_{in} = \frac{I_{out}}{\eta} = \frac{85 \text{ mA}}{0.66} = 128 \text{ mA}$$

La corrente di uscita del dc/dc converter è di 223mA, somma di quella necessaria per le periferiche alimentate a 5V e quella in ingresso all'alimentatore lineare. Il dc/dc converter ha un'efficienza elevata quasi del 90%, per cui la sua corrente di ingresso è di 253mA.

$$I_{in_{dc/dc}} = \frac{I_{out}}{\eta} = \frac{223 \text{ mA}}{0.88} = 253 \text{ mA}$$

L'alimentatore esterno da questi calcoli deve erogare una corrente minima pari a quella in ingresso al dc/dc sommata a quella necessaria per alimentare le periferiche a 12 V, da cui risulta essere pari a 377 mA.

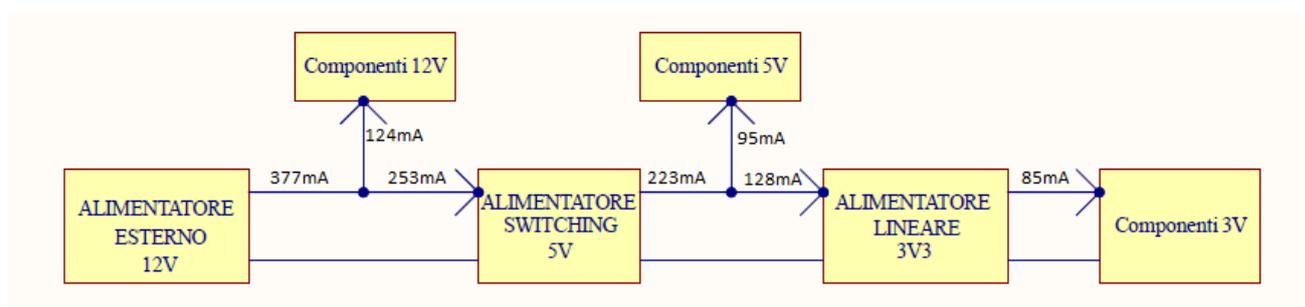


Figura 4-8 Schema a blocchi correnti circuito alimentatore



## 5 Configurazione microcontrollore

### 5.1.1 Scelta microcontrollore

In questo capitolo si discute la scelta e la configurazione del microcontrollore.

Il microcontrollore è il dispositivo che permette alla scheda di operare correttamente, permettendole una corretta elaborazione delle grandezze acquisite in ingresso e un corretto pilotaggio dei comandi in uscita. La scelta del microcontrollore è avvenuta attraverso diversi passaggi. Innanzitutto, è stato prioritario individuare il fornitore. A causa di accordi commerciali e disponibilità in magazzino dell'azienda, si è deciso di indirizzare la scelta verso i microcontrollori di STMicroelectronics. Individuato il fornitore, visitando il catalogo online si può notare come l'offerta di microcontrollori sia molto ampia, esistendo infatti famiglie e sottofamiglie di microcontrollori, per citarne alcune troviamo infatti gli Ultra Low Power MCU, gli High Performance MCU, i Mainstream MCU ecc. Per le applicazioni a cui sarà sottoposto il nostro microcontrollore, un microcontrollore della famiglia Mainstream e della serie STM32G0 è più che sufficiente. La serie G0 è adatta per applicazioni entry-level, è basata sul core Arm Cortex-M0+, concepito per offrire prestazioni elevate con un budget limitato. La serie STM32G0 è estremamente efficiente, assorbe meno di 100  $\mu\text{A}/\text{MHz}$  in modalità di esecuzione e fornisce più modalità operative a potenza ridotta per risparmiare energia ed allungare i tempi di funzionamento della batteria. Grazie alla frequenza massima della CPU di 64 MHz, sono possibili elevate velocità di esecuzione, decisamente superiori rispetto a MCU entry-level di altri produttori. Le opzioni di package e di memoria sono estremamente flessibili e adatte a qualsiasi esigenza. Anche determinata la serie, la scelta rimane ancora molto vasta. Uno dei primi parametri valutati per snellire questa lista è stato il numero di pin necessari per questa applicazione. Si è effettuato l'operazione di pin count, ovvero determinare il numero di pin necessari all'applicazione.

#### **Pin Count**

Partendo dal documento di specifiche, si vanno a conteggiare il numero di pin necessari per il collegamento di tutte le periferiche.

La tabella riassuntiva del pin count è la seguente:

	<b>Tipo</b>	<b>NUMERO DI PIN</b>
Ingressi	Digitali	10
Ingressi	Analogici	4
Uscite	Uscite digitali	16
Uscite	Uscita digitali pwm	1
I2C	Comunicazione	2
RS485	Comunicazione	3
UART	Comunicazione	2
DEBUG	Programmazione	3
Quarzo	Oscillatore	2
<b>TOTALE PIN NECESSARI</b>		<b>43</b>

Osservando il numero totale di pin necessari, la scelta è ricaduta su un microcontrollore da 48 pin in quanto non considerando i pin riservati alle alimentazioni, ci sono 44 pin utilizzabili, numero sufficiente per questa applicazione.

Alla fine, procedendo con considerazioni inerenti alla memoria necessaria per il firmware, alle periferiche utilizzate (adc, uart, ecc.) e soprattutto verificando le disponibilità in magazzino, si è optato per il modello STM32G030C6T6 [23].

Questo modello si basa su un core RISC Arm® Cortex®-M0+ a 32 bit ad alte prestazioni che funziona fino ad una frequenza di 64 MHz. Le memorie integrate sono ad alta velocità (8 Kbyte di SRAM e fino a 64 Kbyte di memoria di programma Flash con protezione da lettura e scrittura). Le periferiche disponibili includono interfacce di comunicazione standard (due I2C, due SPI e due USART), un ADC a 12 bit (2,5 MSps) con un massimo di 12 canali, un RTC a bassa potenza, un timer PWM di controllo avanzato, quattro timer generici a 16 bit e due timer watchdog. La temperatura di funzionamento è compresa tra -40 e +85°C mentre il range per la tensione di alimentazione va da 2,0V a 3,6 V. Inoltre, dispone di un ingresso VBAT che consente di mantenere alimentati RTC e registri di backup.

Il software utilizzato per la configurazione, la programmazione e il debug del microcontrollore è STM32CubeIde. STM32CubeIDE è uno strumento di sviluppo multi-OS all-in-one, che fa parte dell'ecosistema software STM32Cube. Il programma utilizzato è una





A questo punto, una volta identificato e definito il clock, si è iniziato a riservare i pin del microcontrollore. Come già anticipato, è buona norma andare prima a configurare quei componenti che hanno un numero limitato di pin dedicati, in modo da non “bloccarli” andando a configurare prima altri elementi come i GPIO.

### Configurazione pin debug scheda

Innanzitutto, si sono riservati i pin per dedicati al debug e alla programmazione della scheda scegliendo i pin PA13 e PA14, automaticamente denominati SYS\_SWDIO e SYS\_SWCLK.

## 5.2.2 Timer

### Configurazione Timer

Si prosegue la configurazione andando a settare i vincoli dei timer. Nel sistema di interesse, devono essere inseriti 3 timer:

- Un primo timer per la generazione della base dei tempi;
- Un secondo timer per il controllo del buzzer;
- Un terzo timer per la gestione del segnale di Zero Crossing.

Di seguito si analizzano queste tre tipologie di timer utilizzate.

### Generazione base dei tempi

Per questa funzione si è utilizzato il timer 14. La base dei tempi serve principalmente per dare un orientamento temporale al microcontrollore, conteggiando il tempo che passa dopo l'accensione del dispositivo. Si impostano in maniera opportuna i parametri relativi al timer 14, riportati in figura 5-3, che saranno in seguito opportunamente spiegati.

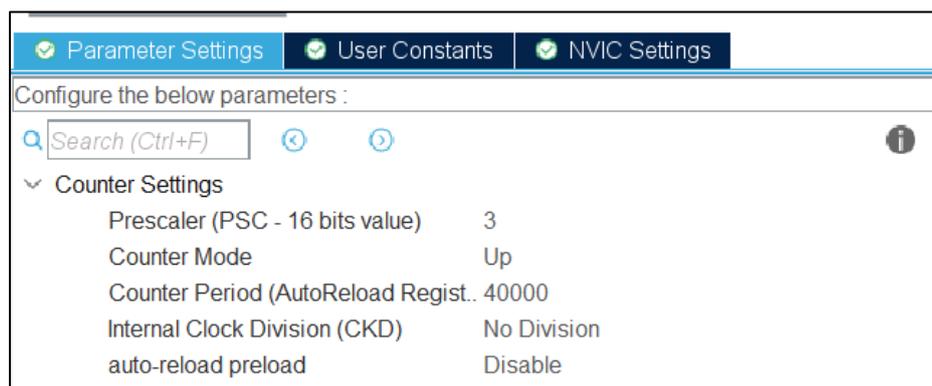


Figura 5-3 Configurazione timer base dei tempi

Il valore di prescaler identifica il coefficiente con il quale si divide il clock esterno dal clock su cui effettivamente il timer andrà a effettuare in conteggio. In questo caso, si utilizza un prescaler di valore tre, che corrisponde in realtà a un valore di rapporto pari a quattro. Si andrà quindi a lavorare con un clock da  $16/4 = 4$  MHz.

Si è successivamente deciso di impostare il periodo di conteggio (counter period) a 40000, in modo da segnalare al micro ogni periodo di 10ms. Infatti, una volta deciso ogni quanto dovesse essere effettuato il conteggio (10ms), si può facilmente calcolare il numero di conteggi che deve eseguire il contatore:

$$4\text{MHz}^{-1} = 250\text{ns}$$
$$10\text{ms}/250\text{ns} = 40000$$

Il counter, infatti, conteggerà gli impulsi del clock e dopo 40000 conteggi raggiungerà il valore temporale di 10ms, e avviserà il microcontrollore attraverso un interrupt. Si nota che, se il valore temporale del conteggio fosse troppo piccolo, gli interrupt inviati al microcontrollore sarebbero troppo frequenti, e si rischierebbe di non portare a termine alcuni task poiché continuamente interrotto. Terminato il conteggio si imposta la generazione di un interrupt.

### Zero Crossing

Di seguito sono spiegate le scelte effettuate per la configurazione del timer dedicato allo zero crossing. Si è scelto di utilizzare il canale 1 del timer 1, che è stato impostato sulla modalità *input capture direct mode*.

Successivamente, si sono impostati i seguenti parametri:

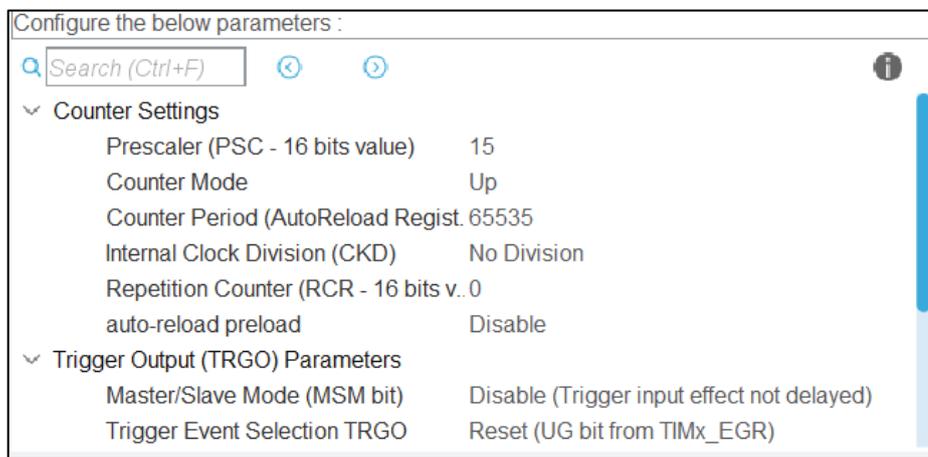


Figura 5-4 Configurazione timer Zero Crossing

La modalità di funzionamento *input capture direct mode* permette di calcolare il periodo di una forma d'onda quadra. Il funzionamento è spiegato utilizzando i valori impostati nella precedente figura, supponendo di avere una forma d'onda quadra con una frequenza di 50Hz, e quindi con un periodo di  $50\text{Hz}^{-1} = 20\text{ms}$ . Si nota che il fattore di prescaler è stato impostato a 15, che corrisponde quindi a una divisione di 16 del clock esterno, e ciò vuol dire che si conterà sulla base di un clock da  $16/16 = 1\text{MHz}$ , avente periodo di  $1\mu\text{s}$ .

L'input capture channel mode prevede che, all'arrivo di un fronte della forma d'onda quadra, venga congelato il valore raggiunto dal conteggio e salvato in un registro. Lo stesso verrà poi fatto al fronte successivo. Una volta acquisiti quindi due valori successivi, questi verranno sottratti in modo da ottenere il periodo dell'onda di interesse. In questo caso, avendo un periodo di 20ms e un conteggio da 1µs, i fronti della forma d'onda da valutare saranno ipoteticamente separati da 20000 conteggi, valore compreso nei 65535 indicati di default nel counter period. In questo caso, il problema di modificare il counter period non persiste, dato che il meccanismo di sottrazione esadecimale non presenta problemi anche nel caso che i due fronti arrivino in due conteggi differenti (per esempio, il primo fronte a 60535 e il secondo a 15535). Per il corretto funzionamento si deve impostare il congelamento dell'informazione ad ogni fronte di salita/discesa, come riportato alla voce "polarity selection" e abilitare l'interrupt relativo. Questa modalità di funzionamento permette quindi di verificare il periodo della forma d'onda in ingresso al modulo di zero crossing, che di solito è la tensione sinusoidale di rete a 50Hz.

## Buzzer

Per il pilotaggio del comando di buzzer, si è invece configurato il timer 16.

Si ricorda che il buzzer scelto è un dispositivo che emette un suono in maniera corretta se pilotato da un'onda quadra a 4 kHz con un duty cycle del 50%. Per questa tipologia di applicazione, vista la necessità di generare un'onda quadra, il canale del timer corrispondente viene configurato nello stato "PWM Generation". Questa volta, non si è inserito alcun fattore di prescaler, ma a partire dal clock di sistema di 16 MHz si ottiene la forma d'onda quadra desiderata andando a settare un counter period da 4000. In questo modo, si ottiene la frequenza desiderata  $\frac{16\text{Mhz}}{4000} = 4 \text{ kHz}$ .

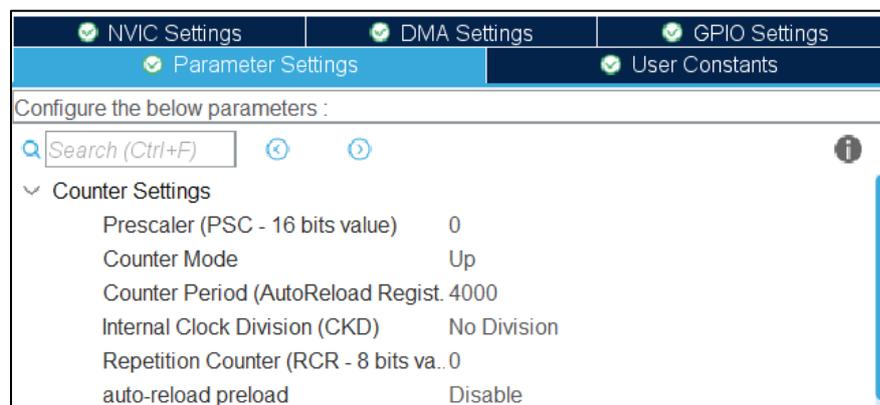


Figura 5-5 Configurazione timer buzzer

Ottenuta la frequenza desiderata, si deve fare in modo che la forma d'onda abbia un duty cycle del 50%. Quindi, si setta l'opzione "pulse" alla metà del valore del conteggio, in modo

da avere la prima metà della forma d'onda ad un valore alto, e la seconda metà ad un valore basso. Infine, si imposta *CH Idle State* in reset, in modo che, se non attivo la tensione sia zero.

PWM Generation Channel 1	
Mode	PWM mode 1
Pulse (16 bits value)	2000
Output compare preload	Enable
Fast Mode	Disable
CH Polarity	High
CH Idle State	Reset

Figura 5-6 Configurazione PWM

### 5.2.3 Configurazione ADC

Un altro componente alla quale sono riservati dei pin limitati, e che quindi assume una elevata priorità di configurazione, è il convertitore ADC. Si presentano quindi i parametri impostati all'ADC, spiegandone i motivi e i vari ragionamenti effettuati per le scelte delle specifiche. Innanzitutto, il microcontrollore STM32G030C6T6 presenta un unico ADC interno, con una risoluzione massima di 12 bit e fino a 16 canali esterni di acquisizione.

I segnali analogici esterni da portare in ingresso all'ADC sono:

- 2 NTC;
- 1 ricevitore 4-20mA;
- 1 segnale di tensione differenziale 0-5V;

In totale, quindi, vanno configurati 4 ingressi. I pin dedicati a questi ingressi analogici sono i pin PA0-PA1 e PA4-PA5.

Innanzitutto, si deve selezionare un clock prescaler. In questo caso, si è mantenuta l'impostazione di default, che prevede una divisione di un fattore 2. Si è successivamente ridotta la risoluzione dell'ADC converter da 12 a 10 bit, in quanto non era necessario avere una maggiore risoluzione e si velocizza il tempo di conversione. Il tempo di conversione per una risoluzione di 10 bit, è di 10.5 cicli di clock. Avendo 4 canali di acquisizione, si è settato il sequencer a *fully configurable*. Il sequencer permette infatti di impostare l'ordine dei canali con cui si vuole effettuare l'acquisizione e il tempo di acquisizione. L'esempio di questa modalità è riportato in figura 5-7.

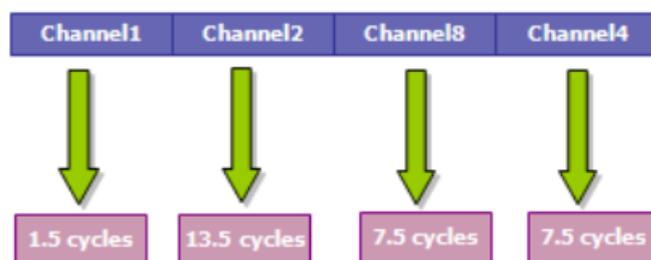
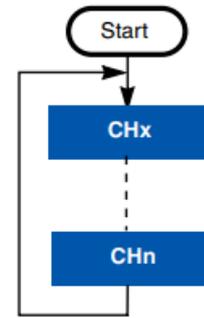


Figura 5-7 Tempo di acquisizione ADC

In questo modo non è necessario arrestare l'ADC durante il processo di conversione per riconfigurare il canale successivo con un tempo di campionamento diverso permettendo di risparmiare ulteriore carico della CPU e un pesante sviluppo del software.

Si è infine mantenuta la modalità di *acquisizione Scan Conversion Mode Enable* in cui il microcontrollore non interrompe la conversione dopo l'ultimo canale della sequenza ma riavvia la sequenza di conversione dal primo canale e continua all'infinito, come riportato in figura.



Nel caso di overrun, ovvero l'evento che si verifica quando un dato acquisito non viene letto in tempo dalla CPU, si è deciso di preservare i dati. L'alternativa sarebbe stata quella di andare a sovrascrivere il dato alla successiva acquisizione.

Infine, si è attivata l'Oversampling Mode, con una ratio di 8x. Ciò vuol dire che la grandezza analogica sul canale sarà acquisita ben 8 volte dall'ADC. Alla fine di queste acquisizioni, si effettuerà uno shift a destra di 3 bit, che equivale a una divisione per  $2^3 = 8$ . In sostanza, con queste impostazioni, si ottiene di fatto una media aritmetica delle 8 misure effettuate. Le impostazioni applicate sono visualizzate nella seguente figura:

ADC_Settings	
Clock Prescaler	Synchronous clock mode divided by 2
Resolution	ADC 10-bit resolution
Data Alignment	Right alignment
Sequencer	Sequencer set to fully configurable
Scan Conversion Mode	Disabled
Continuous Conversion Mode	Enabled
DMA Continuous Requests	Disabled
End Of Conversion Selection	End of single conversion
Overrun behaviour	Overrun data preserved
Low Power Auto Wait	Disabled
Auto Off	Disabled
Oversampling Mode	Enabled
Right Bit Shift	3 bit shift
Ratio	Oversampling ratio 8x
Triggered Mode	Single trigger

Figura 5-8 Configurazione ADC

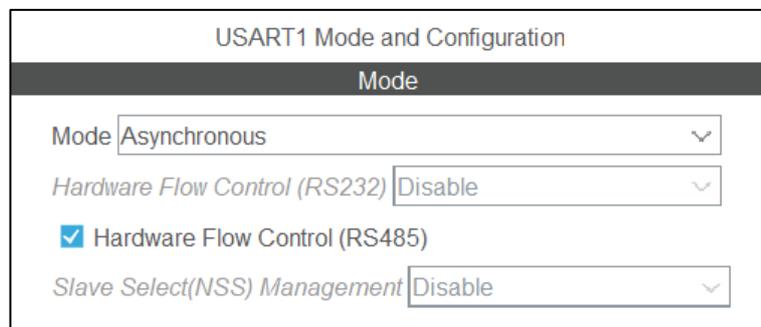
Si sono impostati successivamente i cicli per il tempo di campionamento, in questo caso 39.5 cicli che risultano più che sufficienti per ogni tipo di acquisizione prevista. Infine, si è impostato il trigger per lo start della conversione da software. Come ultima cosa, si abilita anche in questo caso l'interrupt corrispondente, che verrà generato ogni qual volta che l'ADC avrà terminato la sua conversione. A questo punto l'ADC è configurato nella maniera opportuna e i pin sono stati correttamente dedicati.

## 5.2.4 Connettività

Ulteriori funzioni del microcontrollore che possono prevedere pin dedicati sono le connettività. Si vanno quindi a impostare i vari canali di comunicazione. Per la scheda in questione, in particolare, sono previsti:

- Un modulo RS485;
- Un UART;
- Un modulo I2C;

Questi tre canali di comunicazione si impostano nella sezione *connectivity*. Per quando riguardo il protocollo RS485, si configura nel seguente modo, sottolineando che si tratta di un protocollo di tipo asincrono:



USART1 Mode and Configuration	
Mode	
Mode	Asynchronous
Hardware Flow Control (RS232)	Disable
<input checked="" type="checkbox"/> Hardware Flow Control (RS485)	
Slave Select(NSS) Management	Disable

Figura 5-9 Configurazione USART1

Si attiva inoltre l'Hardware Flow Control. Questa impostazione provoca l'occupazione dei pin PC4, PC5 e PA12.

Procedimento analogo, ma senza attivazione dell'Hardware Flow Control, anche per il sistema di comunicazione UART. In questo caso, i pin dedicati saranno il PD5 e il PA15.

Per queste due proprietà, in realtà la configurazione non prevede ulteriori accorgimenti. L'unica accortezza che si può fare è che, la Baud Rate di default, per questa applicazione risultava anche fin troppo eccessiva. Si è deciso quindi di abbassare questo parametro a un valore di 9600 bit/s, più che sufficiente per questo progetto.

### I2C

Infine, il protocollo I2C, si configura nel seguente modo. La frequenza di funzionamento di questo protocollo è stata impostata a 100 kHz, il numero di bit per indirizzo a 7 ed è stato abilitato il filtro analogico, per filtrare eventuali disturbi.

<ul style="list-style-type: none"> <li>▼ Timing configuration</li> <li>Custom Timing</li> <li>I2C Speed Mode</li> <li>I2C Speed Frequency (KHz)</li> <li>Rise Time (ns)</li> <li>Fall Time (ns)</li> <li>Coefficient of Digital Filter</li> <li>Analog Filter</li> <li>Timing</li> <li>▼ Slave Features</li> <li>Clock No Stretch Mode</li> <li>General Call Address Detection</li> <li>Primary Address Length selection</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Disabled</li> <li>Standard Mode</li> <li>100</li> <li>0</li> <li>0</li> <li>0</li> <li>Enabled</li> <li>0x00303D5B</li> <li>Disabled</li> <li>Disabled</li> <li>7-bit</li> </ul>
---	---

Figura 5-10 Configurazione I2C

Si procede poi con l'attivazione dell'interrupt corrispondente per ogni periferica di comunicazione.

### 5.2.5 GPIO

Una volta configurato tutti questi moduli, non avendone altri particolari che richiedono dei pin dedicati, si è passati alla configurazione dei GPIO. Quest'ultimi, sono molto flessibili, poiché praticamente tutti i pin del micro (a parte quelli dedicati all'alimentazione) in realtà possono essere configurati come GPIO. In questo caso si ha quindi abbastanza libertà di movimento. In fase di configurazione si inizializzano le caratteristiche hardware che possono avere questi pin. Ogni pin può essere configurato in diversi modi:

- input con resistenza di pull-up.
- input con resistenza di pull-down.
- uscita in modalità open drain.
- uscita in modalità push-pull.

I pin che sono stati riservati agli ingressi digitali sono stati configurati in modalità "input con resistenza di pull-down".

Invece per quanto riguarda le uscite digitali, i pin riservati a questa funzione sono stati configurati in modalità "uscita in modalità push-pull". La configurazione push-pull permette la configurazione dell'uscita del microcontrollore nel seguente modo:

Mappando anche questi pin, si ottiene la configurazione definitiva già mostrata in figura 5-1.

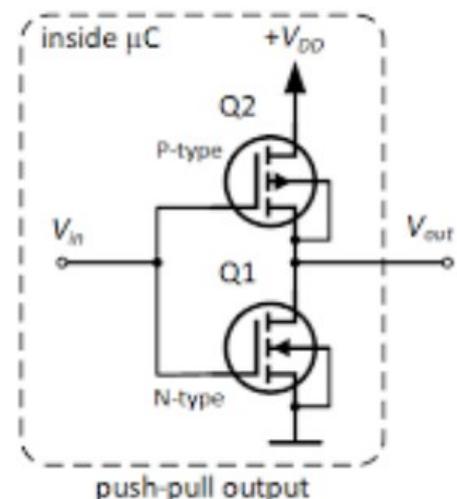


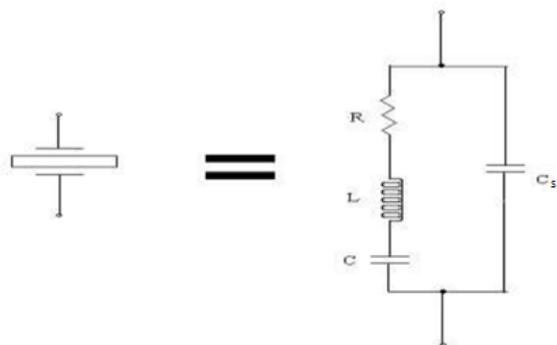
Figura 5-11 Push-pull microcontrollore

### 5.3 Quarzo

In questo paragrafo vengono spiegate brevemente le scelte progettuali per la gestione del quarzo esterno. Un oscillatore al cristallo è un circuito elettronico che usa la risonanza meccanica di un cristallo piezoelettrico vibrante per ottenere un segnale elettrico caratterizzato da una frequenza molto precisa. Questa frequenza è usata per ottenere un segnale di clock stabile che stabilisce il periodo del ciclo macchina del microcontrollore. Un cristallo è un solido in cui gli atomi, le molecole o gli ioni che lo costituiscono sono disposti in un ordine regolare, ripetuto in tutte e tre le dimensioni spaziali. Quando un cristallo di quarzo è tagliato e montato in maniera appropriata, può essere usato per distorcere un campo elettrico applicandogli una tensione tramite un elettrodo vicino o sopra il cristallo. Questa proprietà è chiamata piezoelettricità. Se il campo viene rimosso, il quarzo genera un campo elettrico finché non ritorna alla sua forma precedente, e tale fenomeno genera una tensione. Il risultato è che il cristallo di quarzo si comporta come un circuito composto di un induttore, un condensatore e un resistore, con una precisa frequenza di risonanza (simile a un circuito RLC).

Il quarzo ha l'ulteriore vantaggio che le sue costanti elastiche e la sua dimensione cambiano in modo tale che la dipendenza della frequenza dalla temperatura sia molto bassa. La caratteristica specifica dipende dal modo della vibrazione e dall'angolo con cui il cristallo è stato tagliato (in relazione ai suoi assi cristallografici). In questa maniera, la frequenza di risonanza del cristallo non cambia in maniera significativa. Questo significa che un orologio, un filtro o un oscillatore al quarzo rimane sempre accurato. Le frequenze di risonanza dipendono dalla dimensione, dalla forma, dall'elasticità, dalla velocità del suono nel materiale e dal tipo di taglio cristallografico, per cui ogni piastrina di quarzo ha un suo valore di frequenza di risonanza.

Il circuito equivalente di un cristallo di quarzo è di tipo RCL serie. La capacità  $C_s$  è dovuta all'effetto capacitivo, non voluto, tra i due terminali conduttori del componente. In genere  $C_s$  è abbastanza piccola e, in prima approssimazione, si può trascurare. La frequenza di risonanza principale (detta di risonanza serie) del quarzo è:  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .



Il fattore di merito (o di bontà) del circuito risonante serie è:  $Q = \frac{\omega L}{R}$ . Il limite pratico per un risonatore a cristallo è intorno ai 30 MHz e corrisponde al minimo spessore di quarzo che è possibile ottenere. I cristalli per frequenze superiori (fino a 200 MHz) sono composti di un numero dispari di piastrine identiche sovrapposte. La capacità  $C_s$  del circuito equivalente determina un'altra frequenza di risonanza (detta parallelo) che produce oscillazioni spurie a frequenza molto più alta di quella di risonanza serie, ma con ampiezze molto piccole, per cui in genere queste sono surclassate dall'oscillazione principale dovuta alla risonanza serie.

L'oscillatore al quarzo per poter funzionare correttamente deve essere collegato come riportato in figura x. L'ingresso  $OSC\_IN$  e l'uscita  $OSC\_OUT$  sono pin dedicati a questa funzione del microcontrollore. Il resistore  $R_{Ext}$  è un resistore di feedback e in quasi tutti i microcontrollori è integrata come in questo caso.

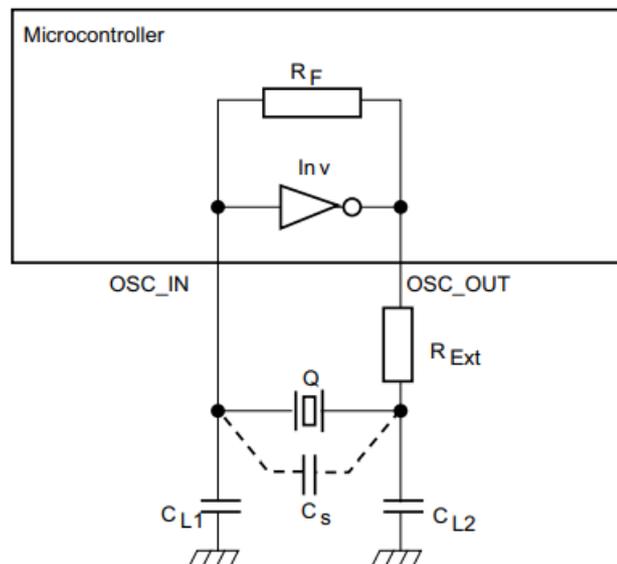


Figura 5-12 Circuito quarzo microcontrollore

La capacità di carico è la capacità terminale del circuito collegato all'oscillatore a cristallo. Questo valore è determinato dai condensatori esterni  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$  e dalla capacità parassita ( $C_s$ ). Il valore  $C_L$  è specificato dal produttore del cristallo, in questo caso 18 pF. Affinché la frequenza sia precisa, il circuito dell'oscillatore deve mostrare al cristallo la stessa capacità per cui è stato progettato. La stabilità della frequenza richiede che la capacità di carico sia costante. I condensatori esterni  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$  vengono utilizzati per regolare il valore desiderato di  $C_L$  per raggiungere il valore specificato dal produttore del cristallo.

La seguente equazione fornisce l'espressione di  $C_L$ :

$$C_L - C_s = \frac{C_{L1} \times C_{L2}}{C_{L1} + C_{L2}} = 16pF \quad C_L = \frac{C_{L1} \times C_{L2}}{C_{L1} + C_{L2}} + C_s = 18pF$$

I valori commerciali di capacità utilizzati per i condensatori  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$  sono 33pF. Il fatto che tra il valore calcolato e utilizzato ci sia una piccola differenza non crea problemi.



## 6 Connettività

In questo paragrafo si discute delle periferiche di comunicazione della scheda, in particolare modo ci si concentra sulla spiegazione della soluzione adottata per comunicare attraverso lo standard seriale RS-485

EIA RS-485 (acronimo di Electronic Industries Alliance Recommended Standard 485, più semplicemente come RS-485), equivalente allo standard Europeo CCITT V11, è una specifica ISO/OSI a livello fisico di una connessione seriale a due fili, half-duplex e multipunto. Lo standard specifica un sistema di gestione del segnale in forma differenziale: la differenza tra la tensione presente sui due fili costituisce il dato in transito. Una polarità indica un livello logico 1, quella inversa indica il livello logico 0. La differenza di potenziale deve essere di almeno 0.2 V per un'operazione valida, ma qualsiasi tensione compresa tra +12 V e -7 V permette il corretto funzionamento del ricevitore. La EIA RS-485 specifica soltanto le caratteristiche elettriche del trasmettitore e del ricevitore. Non indica né raccomanda alcun protocollo per la trasmissione dei dati. EIA RS-485 permette la configurazione di reti locali a basso costo e comunicazioni multipunto. Permette una velocità di trasmissione molto elevata (35 Mbit/s fino a 10 m e 100 kbit/s a 1200 m).

Il circuito realizzato per permettere alla scheda di comunicare attraverso lo standard RS485 è il seguente:

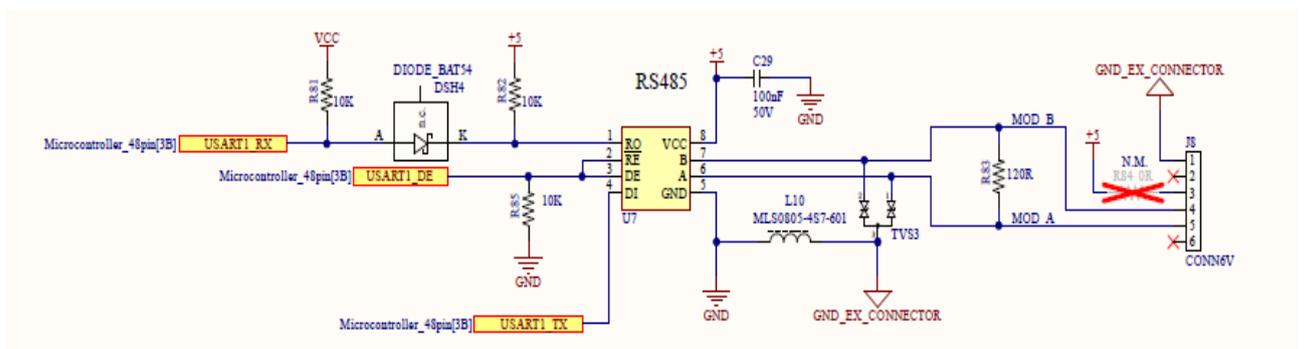


Figura 6-1 Schema elettrico RS485

Per implementare questo standard si è utilizzato il trans-receiver *MAX483EESA+*, modello low-power indicato per comunicazioni con standard RS-485 e RS-422. Il trans-receiver, riceve in ingresso i segnali USART1\_RX e USART1\_TX provenienti dal microcontrollore e genera un livello di tensione di uscita di  $\pm 5V$  tra le uscite A e B. Essendo alimentato a 5V, e la tensione di uscita del microcontrollore a 3V, è stato necessario l'inserimento di un diodo schottky dsh4, per separare questi due livelli di tensione.

Per i protocolli di comunicazione seriale half-duplex come RS-485 il master deve generare un segnale di direzione per controllare il ricetrasmettitore (PHY). Questo segnale informa il PHY se deve agire in modalità di invio o ricezione. La tempistica di questo controllo è fondamentale, soprattutto quando si passa dalla modalità di invio a quella di ricezione, poiché l'applicazione deve assicurarsi che il dispositivo sia in modalità di ricezione prima che i dati vengano inviati dall'altra entità. Il master deve liberare la linea Tx/Rx, altrimenti c'è una collisione con la risposta dello slave. Quindi il segnale DE deve passare dal livello alto a quello basso entro il tempo di bit che segue l'ultimo bit dell'ultimo byte inviato dal master.

I due diodi TVS sono utilizzati per proteggere l'integrato, da transistori ad alta tensione e frequenza, che si potrebbero verificare nel bus di comunicazione. Questi diodi sono collegati ad un riferimento di potenziale diverso dalla gnd globale della scheda. Si è fatta questa scelta, poiché i diodi tvs potrebbero condurre una corrente ad alta frequenza, che si richiuderebbe sulla gnd globale, provocando disturbi elettromagnetici ad altri componenti. Per disaccoppiare i due riferimenti di potenziale, si è utilizzato una ferrite, che andrà a filtrare le componenti ad alta frequenza indesiderate.

## **I2C/UART**

La scheda in oggetto è dotata anche di un protocollo di comunicazione I2C, per comunicare con eventuali sensori esterni. In questa prima versione del progetto, il protocollo non è stato implementato, ma sono stati previsti i due resistori di pull-up necessari e il relativo connettore.

Inoltre, è sempre previsto un protocollo UART che è l'acronimo di **Universal Asynchronous Receiver / Transmitter**, ovvero supporta la trasmissione seriale ed è asincrona di dati bidirezionale. Questa modalità di comunicazione è stata solamente prevista e non sviluppata e servirà per comunicare con altri microcontrollori.

## 7 Progettazione PCB

In questo paragrafo si discute la progettazione del circuito stampato e la sua realizzazione. In appendice B sono riportati i vari layer del circuito stampato. Un circuito stampato, in inglese “printed circuit board” (PCB) è quel componente, di solito rigido (ma ne esistono anche di flessibili), sul quale vengono montati i componenti elettrici ed elettronici. Le funzioni di un circuito stampato sono quelle di fornire un supporto di tipo meccanico su cui i componenti poggeranno e di consentire il collegamento elettrico tra i vari componenti tramite delle piste o tracce di materiale conduttivo. A seconda del numero di strati o layers che possono condurre, i circuiti stampati si dividono in mono faccia, doppia faccia, 4 strati, 6 strati, fino ad arrivare ad anche 30 o più strati. In questo progetto si è utilizzato un pcb a 4 layers. In un circuito stampato il substrato è caratterizzato dalla presenza di isolante solido. Su entrambe le facce del substrato viene applicato un collante autoadesivo e uno strato di rame; la scheda viene poi forata per realizzare il collegamento elettrico tra i due strati. Per la realizzazione di un circuito stampato, sono necessari vari passaggi:

- Creazione schema elettrico
- Progettazione layout pcb
- Realizzazione fisica del circuito stampato

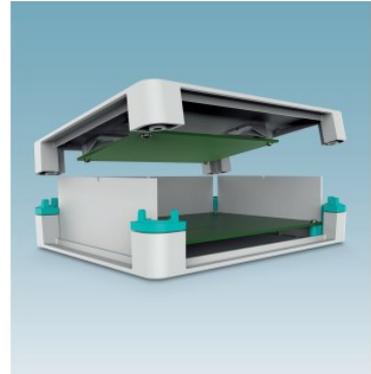
Per i primi due punti ci si è avvalsi di un unico software, Altium Designer, potente editor grafico per la progettazione di schemi e circuiti stampati. Il programma comprende due moduli: “Schematic Editor”, “PCB Layout Editor”. Il primo, serve per disegnare il circuito elettronico, mentre il secondo lo si usa per il design del circuito stampato.

### 7.1 Disegno schema elettrico

Per poter utilizzare lo Schematic Editor di Altium, serve conoscere con precisione tutti i componenti utilizzati, infatti per disegnare il circuito elettrico, si dovranno selezionare componenti con le stesse caratteristiche di quelli usati fisicamente. La scelta dei componenti è stato un lavoro un po’ laborioso; infatti, nonostante per quelli principali si conoscesse già il modello preciso, per altri come resistenze e condensatori si è dovuto scegliere tra quelli disponibili a magazzino. La quasi totalità dei componenti utilizzati sono in formato smd, si è effettuato questa scelta per l’ingombro minore rispetto al corrispettivo pth e velocizzare successivamente il montaggio sul circuito stampato. Nella tabella riportata in appendice D, vengono elencati i componenti utilizzati e il loro package, utilizzati per realizzare la scheda in oggetto. Con la lista completa dei componenti, si è potuto procedere alla realizzazione dello schema elettrico mediante lo Schematic Editor.

## 7.2 Progettazione layout PCB

In questa fase si è utilizzato il modulo “PCB Layout Editor” per posizionare i vari componenti, tracciare le piste e definire l’area del pcb. Si è compreso che per la creazione del layout, un buon inizio è quello di definire la dimensione iniziale della scheda. Il contenitore deve essere in grado di ospitare il circuito stampato permettere che i connettori siano accessibili, nonché garantire la protezione necessaria alla circuiteria. Il modello scelto è *Universal housings mod 2203447* di Phoenix Contact, economico e dalle dimensioni compatte. La tabella seguente riporta le principali caratteristiche.



Dimensioni interne	114.8 x 94.8 x 14.3mm
Lunghezza interna	115 mm
Larghezza interna	95 mm
Altezza interna	14 mm
Materiale corpo	Policarbonato
Grado IP	IP40

La scheda PCB affinché si alloggi perfettamente nel contenitore dovrà essere sagomata come mostrato in figura 7-1 con dimensioni esterne massime di 140 mm X 120 mm. La figura 7-1, riporta il disegno meccanico del circuito stampato realizzato attraverso l’uso di un cad meccanico.

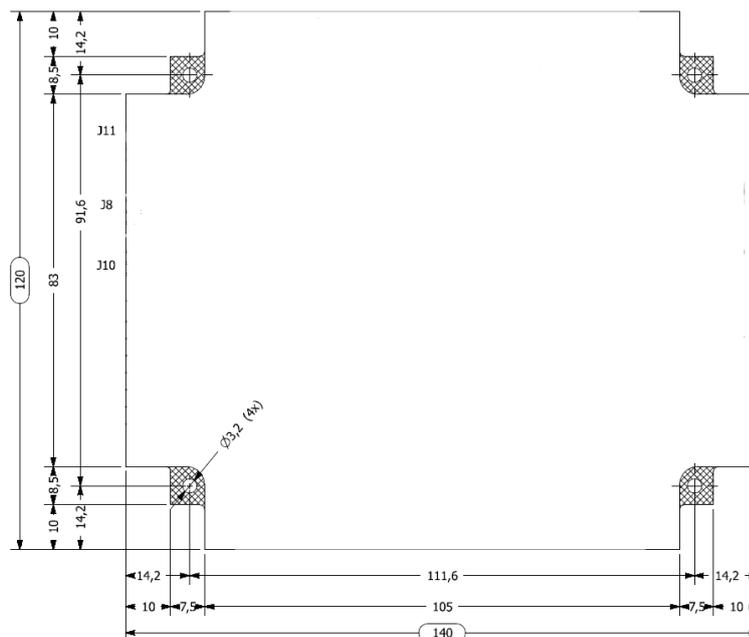


Figura 7-1 Disegno meccanico circuito stampato

## **Scelta materiale circuito stampato**

La progettazione dei circuiti stampati segue un processo standard, in prima battuta si seleziona lo spessore delle piste in rame e si decide il numero di layer. In questa applicazione si è optato per un circuito stampato a 4 layer, non tanto per la complessità circuitale, ma per la necessità di garantire le distanze di isolamento. I vincoli delle distanze di isolamento non avrebbero permesso il corretto tracciamento delle piste con un pcb dual layer.

Lo spessore delle linee in rame (thickness), ovvero lo spessore delle piste e delle piazzole, siano esse interne o esterne agli strati, in questa scheda è stato scelto di 1 oz o 35  $\mu\text{m}$ . Storicamente lo spessore del rame viene indicato in "once" (in inglese "oz"), perché si trattava dello spessore di 35  $\mu\text{m}$  (1.37 mils) ottenuto pressando un'oncia di rame, fino a farle raggiungere la superficie di 1 piede quadrato (in inglese 1 square foot). Lo spessore più comune utilizzato è di 35 m. Con l'aumentare dello spessore del rame, per ragioni strettamente costruttive, deve aumentare anche la distanza tra le piste, per uno spessore di rame di 35  $\mu\text{m}$  l'isolamento minimo è 6mils = 0.15 mm.

### **7.2.1 Posizionamento componenti**

Dopo aver impostato la forma della scheda si posizionano i componenti per soddisfare i requisiti meccanici del progetto. Il posizionamento dei componenti e il tracciamento delle piste sono stati effettuati secondo le indicazioni della norma EN 60335-1 [24].

La norma europea EN 60335-1 si applica agli apparecchi elettrici per uso domestico e commerciale (tensione nominale non superiore a 250 V per monofase e 480 V per gli altri). Lo standard fornisce regole di sicurezza che il prodotto deve rispettare. La presente norma costituisce la parte generale della serie EN/IEC 60335 che si occupa della sicurezza elettrica degli apparecchi elettrici d'uso domestico e commerciale. Gli apparecchi trattati in questa normativa hanno una tensione nominale non superiore a 250 V (monofase).

In questo circuito stampato avendo componenti alimentati da una tensione elevata 220 V, il posizionamento dei componenti e lo sbroglio delle piste richiede particolare attenzione. Di seguito vengono indicate le principali regole utilizzate per il posizionamento dei componenti.

#### **Separazione zone funzionali**

Le zone del PCB che contengono componenti digitali o analogici a bassa tensione devono essere mantenute separate da componenti o piste ad alta tensione. La separazione delle zone funzionali differenti è necessaria per evitare problemi di sicurezza e per la possibilità che si creino pericolose interferenze tra i segnali analogici e digitali.

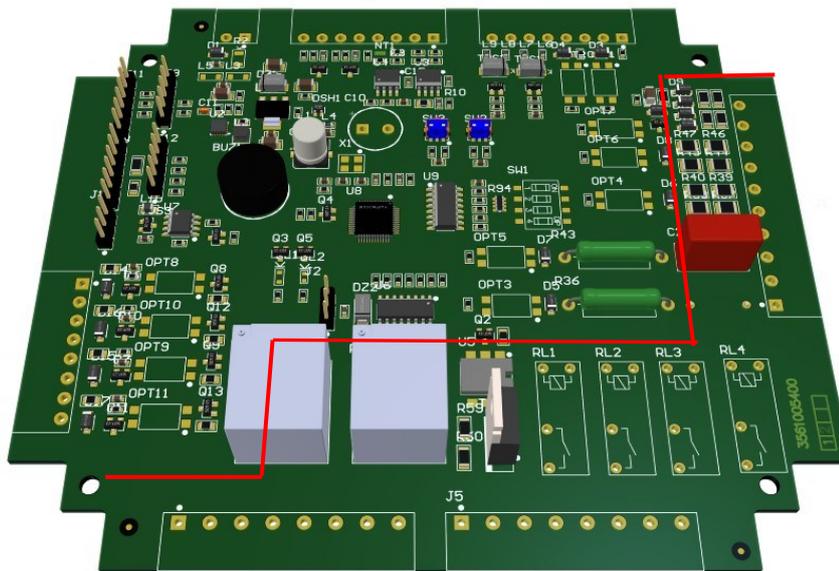


Figura 7-2 Layout 3D scheda progettata

In Figura 7-2 è riportato il layout della scheda progettata, la linea rossa indica la separazione tra le zone ad alta e bassa tensione. La distanza tra queste due zone dipende dal tipo di isolamento che si vuole garantire. Inoltre, anche i componenti e piste ad alta tensione richiedono di essere distanziati tra di essi. La normativa stabilisce gli isolamenti in funzione delle distanze di Creepage e Clearance. Di seguito verranno riportate alcune definizioni di isolamento.

### Tipi di isolamento

Esistono cinque tipi di isolamento con quattro diversi livelli di sicurezza. Più il livello di sicurezza del tipo di isolamento richiesto è alto, maggiore saranno la Creepage e la Clearance da applicare. Le definizioni di Creepage e Clearance verranno spiegate nel paragrafo seguente.

**L'isolamento funzionale** può essere indicato come isolamento operativo. Lo scopo di questo isolamento è garantire il corretto funzionamento di un circuito e non viene utilizzato per isolare l'utente da tensioni pericolose.

**L'isolamento di base** è un singolo strato di isolamento che fornisce protezione da tensioni pericolose.

**L'isolamento supplementare** è un secondo strato di isolamento indipendente dall'isolamento di base. Lo scopo di questo strato di isolamento è quello di fornire protezione da tensioni pericolose in caso di guasto dell'isolamento di base.

**Doppio isolamento** è un isolamento che comprende sia l'isolamento di base che quello supplementare.

**L'isolamento rinforzato** raggiunge lo stesso livello di sicurezza che sarebbe presente con il doppio isolamento, ma è realizzato con un singolo strato di isolamento.

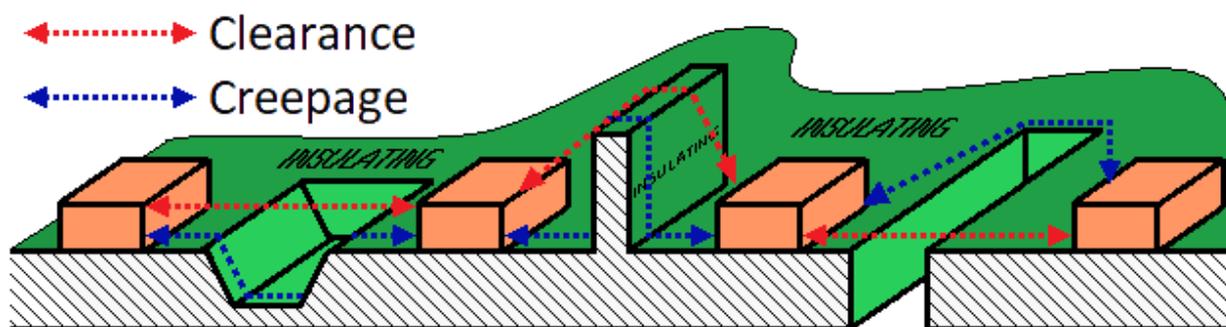
Per questo progetto è stato scelto di assicurare un isolamento funzionale per tutti i componenti e piste ad alta tensione, mentre un isolamento rinforzato tra le zone a bassa e ad alta tensione.

## Definizione Clearance e Creepage

La Clearance (Cl) [25] è la distanza più breve, misurata in aria, tra due parti conduttive. La valutazione della Clearance tra due parti conduttive si effettua mediante la misura della lunghezza del percorso più breve in aria, tenendo presente che questo percorso non passa attraverso corpi isolanti.

La Creepage (Cr) [25] è la distanza minima misurata lungo la superficie di un materiale isolante tra due parti conduttive. Le stesse considerazioni fatte sopra riguardo la Clearance valgono anche per la Creepage, con l'unica differenza che il percorso di Creepage non passa attraverso l'aria, ma è vincolato alla superficie dei corpi isolanti.

Il seguente disegno può aiutare a comprendere meglio i concetti di Creepage e Clearance attraverso un semplice esempio, in cui le parti conduttive sono rappresentate dai cubetti color rame, mentre le parti isolanti sono quelle di colore verde (a simboleggiare un circuito stampato).



Il corretto dimensionamento delle distanze di sicurezza viene fornito dalla normativa sopra riportata.

I seguenti fattori influiscono sulle distanze di Creepage e Clearance richieste.

- *Tensioni* sviluppate;
- *Tipo di isolamento* richiesto (funzionale, principale, supplementare, doppio/rinforzato);
- *Grado di inquinamento* (P1, P2, P3);
- *CTI* dei materiali isolanti;

## Grado di inquinamento

Se nell'ambiente di funzionamento della scheda sono presenti polveri conduttive e umidità questi influiscono sulla Creepage richiesta. Più l'ambiente è soggetto a inquinamento, maggiore è la Creepage richiesta. Non vi sono invece effetti sulla Clearance.

Le norme definiscono tre gradi di inquinamento [26]:

**P1:** assenza d'inquinamento o solo inquinamento secco e non conduttivo. I requisiti di Creepage per questo grado di inquinamento sono poco restrittivi, ma per poter applicare queste distanze è necessario effettuare prove dispendiose in termini di tempo.

**P2:** è presente solo inquinamento non conduttivo, ma possono verificarsi occasionalmente conduttività temporanee dovute alla condensa. Il grado P2, che è la condizione più frequente, è assegnato ai trasformatori con una custodia ragionevolmente ermetica, ma non completamente sigillata.

**P3:** è presente inquinamento conduttivo, o vi è un'elevata probabilità che l'inquinamento secco e non conduttivo diventi conduttivo a causa della condensa.

La scheda progettata ha un grado di inquinamento P2.

## CTI dei materiali isolanti

Alcuni materiali isolanti sono soggetti a scariche superficiali a tensioni più basse rispetto ad altri. Il CTI [26] (Comparative Tracking Index) è il parametro che definisce la capacità di un materiale di sostenere la tensione senza dare luogo a scariche superficiali. Il CTI è correlato a questa tensione. A seconda del CTI, i materiali sono classificati per gruppi:

Gruppo I	Gruppo II	Gruppo IIIa	Gruppo IIIb
$CTI \geq 600$	$400 \leq CTI < 600$	$175 \leq CTI < 400$	$100 \leq CTI < 175$

Un CTI più alto consente Creepage minori, mentre la Clearance non ne è influenzata. Il circuito stampato del progetto ha un materiale del secondo gruppo.

### 7.2.2 Distanza di Creepage, Clearance e larghezze piste

Come scritto sopra, la normativa stabilisce gli isolamenti in funzione delle distanze di creepage e clearance, di seguito verranno riportate le tabelle che forniscono questi valori.

La tabella sottostante, riporta la minima distanza di creepage che garantisce un isolamento funzionale in funzione della tensione, del pollution degree e del material group. La normativa

stabilisce inoltre che viene garantito un isolamento rinforzato raddoppiando la distanza di clearance prevista per un isolamento funzionale.

Working voltage V			Creepage distance mm						
			Pollution degree						
			1	2			3		
				Material group			Material group		
I	II	IIIa/IIIb	I	II	IIIa/IIIb				
≤ 50	0,2	0,6	0,9	1,2	1,5	1,7	1,9 <sup>a</sup>		
>50 and ≤125	0,3	0,8	1,1	1,5	1,9	2,1	2,4		
>125 and ≤250	0,6	1,3	1,8	2,5	3,2	3,6	4,0		
>250 and ≤400	1,0	2,0	2,8	4,0	5,0	5,6	6,3		
>400 and ≤500	1,3	2,5	3,6	5,0	6,3	7,1	8,0		
>500 and ≤800	1,8	3,2	4,5	6,3	8,0	9,0	10,0		
>800 and ≤1 000	2,4	4,0	5,6	8,0	10,0	11,0	12,5		
>1 000 and ≤1 250	3,2	5,0	7,1	10,0	12,5	14,0	16,0		
>1 250 and ≤1 600	4,2	6,3	9,0	12,5	16,0	18,0	20,0		
>1 600 and ≤2 000	5,6	8,0	11,0	16,0	20,0	22,0	25,0		
>2 000 and ≤2 500	7,5	10,0	14,0	20,0	25,0	28,0	32,0		
>2 500 and ≤3 200	10,0	12,5	18,0	25,0	32,0	36,0	40,0		
>3 200 and ≤4 000	12,5	16,0	22,0	32,0	40,0	45,0	50,0		
>4 000 and ≤5 000	16,0	20,0	28,0	40,0	50,0	56,0	63,0		
>5 000 and ≤6 300	20,0	25,0	36,0	50,0	63,0	71,0	80,0		
>6 300 and ≤8 000	25,0	32,0	45,0	63,0	80,0	90,0	100,0		
>8 000 and ≤10 000	32,0	40,0	56,0	80,0	100,0	110,0	125,0		
>10 000 and ≤12 500	40,0	50,0	71,0	100,0	125,0	140,0	160,0		

Figura 7-3 Distanza di creepage normativa

La figura 7-4 riporta le minime distanze di clearances per garantire un isolamento funzionale, anche in questo caso la normativa stabilisce che viene garantito un isolamento rinforzato raddoppiando la distanza di clearances.

Table 16 – Minimum clearances

Rated impulse voltage V	Minimum clearance <sup>a</sup> mm
330	0,5 <sup>b, c</sup>
500	0,5 <sup>b, c</sup>
800	0,5 <sup>b, c</sup>
1 500	0,5 <sup>c</sup>
2 500	1,5
4 000	3,0
6 000	5,5
8 000	8,0
10 000	11,0

<sup>a</sup> The distances specified apply only to **clearances** in air.

<sup>b</sup> The smaller **clearances** specified in IEC 60664-1 have not been adopted for practical reasons, such as mass-production tolerances.

<sup>c</sup> This value is increased to 0,8 mm for pollution degree 3.

Figura 7-4 Distanza di clearances

Definite le distanze di clearance e creepage, resta da decidere un ultimo parametro, ovvero la larghezza delle piste.

La larghezza delle piste è funzione della corrente, dello spessore di rame, della temperatura di lavoro e della massima variazione ammessa di quest'ultima. Per quanto riguarda la massima corrente il parametro fondamentale da considerare è legato al riscaldamento delle piste causato dal passaggio della corrente. Utilizzando uno spessore di rame pari a 35 micron, il seguente grafico permette di scegliere la larghezza adeguata in funzione della temperatura raggiunta dalla pista stessa rispetto alla temperatura ambientale. Le temperature indicate sono da intendersi come le sovratemperature massime che si intendono tollerare.

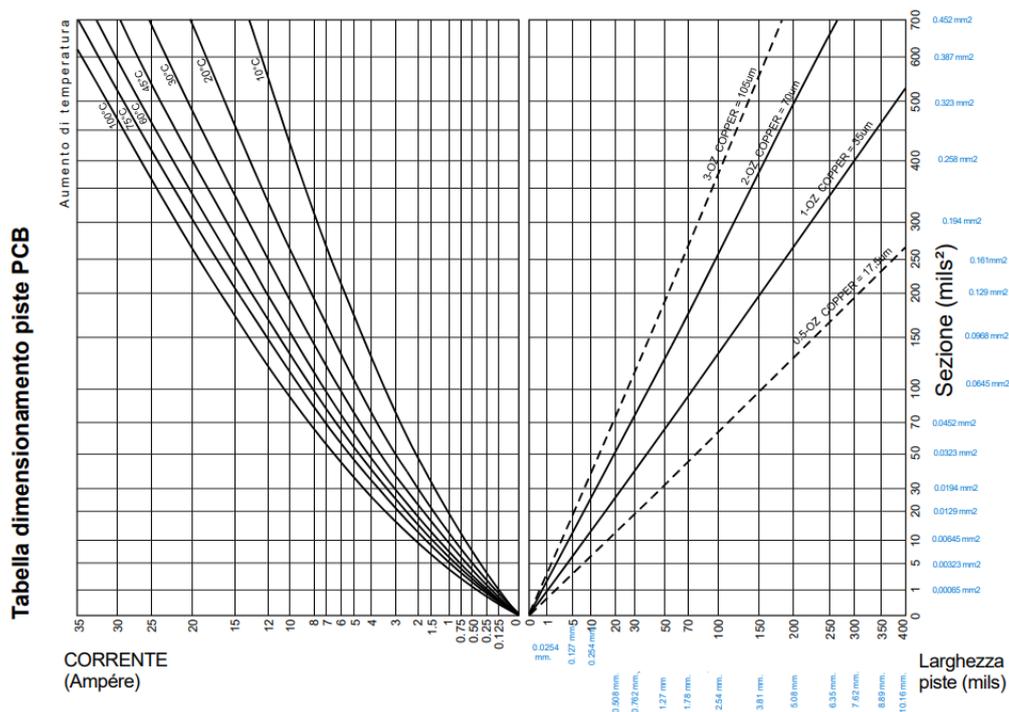


Figura 7-5 Tabella larghezza piste

In questa applicazione si accetta un aumento massimo di temperatura delle piste di 20°C.

### 7.3 Regole progettuali

Di seguito sono riportate le regole di progetto utilizzate:

#### Isolamento rinforzato:

- La distanza minima di clearances tra tutte le net ad alta tensione e quelle a bassa tensione deve essere di almeno 6mm, laddove non sia possibile rispettare questa distanza si effettua un taglio sul pcb con una larghezza di 1 mm per rispettare la minima distanza di creepage.

### **Isolamento funzionale:**

- La distanza tra piste e componenti ad alta tensione deve essere almeno di 3mm per rispettare clearances richiesta e anche in questo caso se non fosse possibile rispettare questa distanza il circuito stampato viene tagliato, con una larghezza di 0.5 mm.

### **Spessore delle piste:**

- Le piste che permettono il collegamento dei due relè (16 A) verso i connettori devono avere una larghezza minima di 2mm.
- Le piste che collegano i transistor delle uscite digitali ad i rispettivi hanno una larghezza minima di 0.3mm.
- Le altre piste ad alta tensione (Relè 10 A, Triac) sono dimensionate con una larghezza minima di 1.5 mm.
- Tutte le altre piste a bassa tensione non hanno particolari criticità, per questo motivo la loro larghezza minima è stata fissata a 0.2 mm e ove possibile si preferisce una larghezza di 0.3 mm.

### **Regole generali**

- Evitare di creare piste con angoli retti e angoli acuti (per possibili problemi di lavorazione), si creano quindi angoli smussati di 45°.
- È preferibile uscire dalle pads di forma rettangolare con piste perpendicolari e non diagonali.
- I componenti che svolgono funzionalità simili dovrebbero essere raggruppati fra loro. La sezione di alimentazione deve essere mantenuta separata dalle parti analogiche e digitali, soprattutto se utilizzano elevate frequenze di commutazione del segnale.
- Al fine di razionalizzare il layout del PCB si orientano i componenti simili (inclusi i passivi) nella stessa direzione, garantendo un processo di saldatura più efficiente ed è consigliato suddividere i componenti in righe e colonne (una sorta di matrice), orientandoli in modo uniforme per semplificare l'assemblaggio da parte delle macchine pick & place.
- È necessario mantenere uno spazio di almeno 40mil tra i componenti e almeno 100mil tra ogni componente e il bordo del PCB.
- Sul lato saldatura del PCB, è da evitare inoltre di posizionare i componenti nelle immediate vicinanze dei componenti con foro passante.

## **Connettori**

- I componenti che sicuramente vanno posizionati in prossimità dei bordi del PCB sono i connettori, soprattutto se richiedono un fissaggio a vite. Ciò evita il contatto indesiderato dei cavi con altri componenti sul PCB e semplifica le operazioni di assemblaggio e installazione della scheda. I connettori scelti per collegare i segnali ad alta tensione (220V) sono connettori a vite, con passo 5 mm, mentre per i segnali a bassa tensione sono stati utilizzati sempre connettori a vite estraibili ma con passo 3.5 mm. I connettori utilizzati per le comunicazioni RS485, UART, I2C sono dei semplici pinstrip passo 2.54 mm.

## 8 Esempio Applicazione

In questo capitolo si è simulato una possibile applicazione della scheda progettata. Per motivi legati alla durata del tirocinio non è stato possibile testare il firmware realizzato sulla scheda vera e propria. Per questo motivo il software realizzato è stato testato utilizzando una nucleo board di STMicroelectronics.

La nucleo board utilizzata è la NUCLEO-G070RB [27], provvista del microcontrollore STM32G070RBT6.

### Caratteristiche comuni

- Microcontrollore STM32 in package LQFP64
- 1 LED utente condiviso con ARDUINO®
- 1 pulsante utente e 1 pulsante reset
- Oscillatore a cristallo da 32,768 kHz
- Connettori scheda:
  - Connettore di espansione ARDUINO® Uno V3
  - Intestazioni dei pin di estensione ST morpho per l'accesso completo a tutti gli I/O STM32
- Opzioni flessibili di alimentazione: ST-LINK USB VBUS o sorgenti esterne
- Debugger/programmatore ST-LINK integrato con rienumerazione USB capacità: archiviazione di massa, porta COM virtuale e porta di debug
- Supporto di un'ampia scelta di ambienti di sviluppo integrato (IDE) inclusi IAR Embedded Workbench®, MDK-ARM e STM32CubeIDE



### Applicazione

L'applicazione ha voluto simulare un test effettuato in un prototipo di macchina da caffè, in cui si controllano due relè utilizzati per il pilotare la pompa dell'acqua e la resistenza necessaria a scaldare l'acqua. La prova vuole misurare la temperatura di funzionamento attraverso due sonde NTC e verificare che non superi determinati valori. Se la temperatura supera degli intervalli stabiliti, vengono disattivate in sequenza le uscite, e inviati dei messaggi di allarme attraverso la seriale al pc. Contemporaneamente viene attivato un allarme

sonoro attraverso l'utilizzo di un buzzer attivato da un segnale PWM generato dal microcontrollore.

L'intera prova ha inizio con l'invio di un messaggio da parte del pc al microcontrollore. La comunicazione seriale, la gestione dell'ADC e la base dei tempi sono stati implementati interamente utilizzando le LOW LAYER driver e non impiegando funzioni o strutture che utilizzano un linguaggio ad alto livello. Per quanto riguarda la comunicazione è stato realizzato un semplice protocollo personalizzato. Questa prova rappresenta una situazione semplificata ma che rispecchia comunque un applicativo che potrebbe essere inserito all'interno del firmware della scheda finale, ovviamente con degli opportuni accorgimenti.

Si spiegano ora l'idea alla base della prova e il setup di lavoro utilizzato per la sua realizzazione, successivamente vengono riportati i vari step effettuati durante la verifica; il firmware realizzato verrà commentato nel capitolo successivo.

### **Descrizione della prova**

In questa prova si collegano in ingresso al microcontrollore due sensori di temperatura NTC. Come visto un NTC è un componente avente una resistenza variabile in funzione della temperatura. Si attivano inoltre due GPIO di output controllati dal microcontrollore. Questi rappresentano i comandi di due relè, ma per comodità visiva a questi due pin di uscita sono stati collegati due led per monitorare al meglio il loro stato. Infine, per segnalare l'allarme acustico si utilizza un buzzer esterno controllato anch'esso dal microcontrollore.

Con questi componenti, si vuole ottenere il seguente comportamento:

- Attivazione dei due pin di uscita da pc tramite l'invio un comando al microcontrollore attraverso la comunicazione seriale.
- Continuo controllo della temperatura tramite ADC.
- Quando la temperatura supera due valori di soglia preimpostati, l'uscita corrispondente deve essere forzata a 0
- Invio un messaggio di errore sul terminale tramite seriale in corrispondenza di questo superamento di soglia.
- Attivazione di un allarme sonoro tramite buzzer in corrispondenza di questo evento.
- Spegnimento dell'allarme e accensione del led relativo nel momento in cui la temperatura torna al di sotto della relativa soglia.

È necessario fare alcune osservazioni sul sistema realizzato per ottenere il comportamento sopra descritto. Innanzitutto, per puro scopo illustrativo l'NTC è stato "simulato" tramite una resistenza variabile (trimmer), che è stata variata manualmente per simulare un aumento della

temperatura. La rete di partizione viene alimentata chiaramente a 3.3 V, valore massimo che può accettare l'ADC in ingresso.

Inoltre, per rispecchiare al meglio la situazione che si verificherebbe nella realtà, è stato implementato un intervallo di isteresi per evitare accensioni e spegnimenti continui. Le due soglie di tensione sono quindi state poste a 2.5 V e 3 V, mentre l'intervallo di isteresi è stato fissato a 0.1 V. Ciò vuol dire che il primo led si spegnerà quando la tensione in ingresso all'ADC supererà il valore di  $2.5 + 0.1 = 2.6$  V e si riaccenderà con la tensione minore di  $2.5 - 0.1 = 2.4$  V, analogamente il secondo si spegnerà a 3.1 V e si riaccenderà a 2.9 V.

Questo è quindi ciò che si vuole simulare con questo esempio di applicazione.

Si è proceduto quindi a realizzare il setup di lavoro per effettuare questa prova.

### **Setup di lavoro**

Per effettuare questa prova si sono utilizzati:

- Nucleo board collegata tramite porta USB al PC.
- Breadboard per realizzazione del circuito.
- Terminale seriale Hterm su PC.
- Generatore di tensione DC a 3.3 V collegato al circuito di partizione.
- Circuito di partizione composto da un trimmer e una resistenza di pull-down.
- Due led per il monitoraggio delle uscite con relative resistenze.
- Buzzer e transistor digitale per il suo controllo.
- Multimetro e oscilloscopio modello hdo6000a per le relative misure.

In base alla disponibilità in laboratorio, si sono scelti un trimmer da 2.2 k $\Omega$  e una resistenza di pull-down da 4.7 k $\Omega$  per il circuito di partizione. Le resistenze in serie al led sono state scelte di 180  $\Omega$  per limitare la corrente sul led, mentre la resistenza in parallelo al buzzer è stata scelta da 1 k $\Omega$  come indicato da datasheet del buzzer stesso. Si è realizzato quindi il seguente sistema, rappresentato come schema circuitale nella seguente figura 8-1:

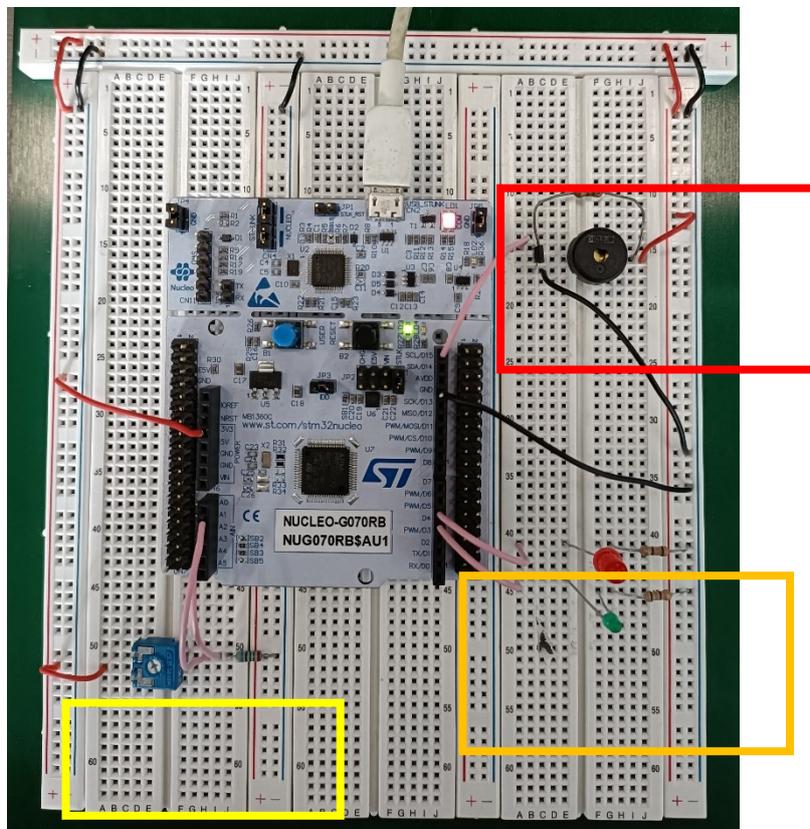
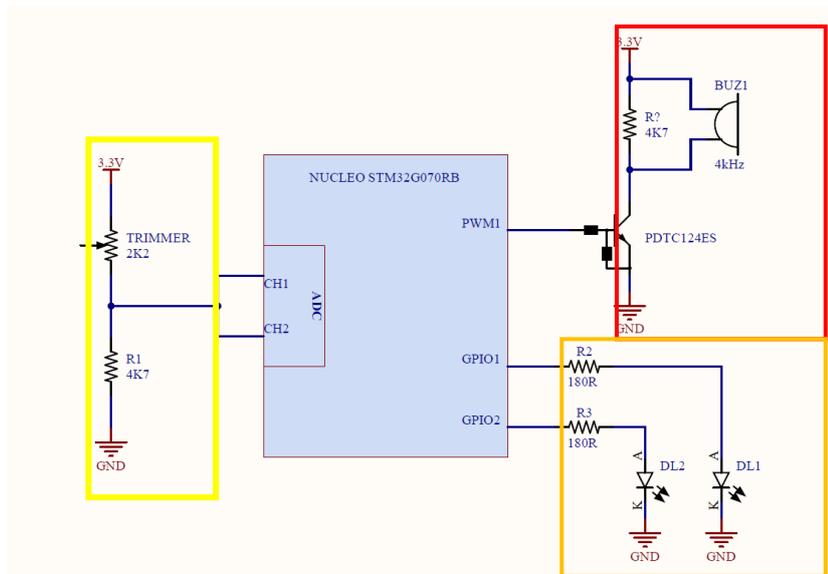


Figura 8-1 Circuito e breadboard esempio applicativo

Si analizzano ora i vari step di processo per la realizzazione di questa prova.

## 1. Preparazione della board

Si inizia preparando l'intero sistema di lavoro. Si posiziona la nucleo-board su una breadboard e si realizzano i circuiti di partizione, di output verso i led, e di pilotaggio del buzzer. Si sono successivamente collegate l'alimentazione (ricavata dal pin di 3.3V della nucleo stessa). In figura i collegamenti di alimentazione sono rappresentati

dal cavetto rosso ( $V_{DD}$ ) e i collegamenti di massa dal cavetto nero ( $GND$ ). Si sono infine realizzati i restanti collegamenti verificando di collegare i GPIO corretti attivati tramite il codice.

## 2. Configurazione punto di partenza

Prima di iniziare la prova si è fissata la resistenza variabile a circa  $2000\ \Omega$ , in modo che la tensione di uscita iniziale fosse inferiore a entrambe le soglie, infatti:

$$V_{OUT} = 3.31V \frac{4700}{4700 + 2000} = 2.32V$$

Si verifica col multimetro la situazione iniziale, che risulta corretta.

## 3. Comando per ADC

Definito il punto di partenza, si procede con l'invio del comando da terminale per andare a settare i pin di uscita. Il comando viene inviato come segue, e ci si aspetta vengano accesi i due pin in uscita al microcontrollore.

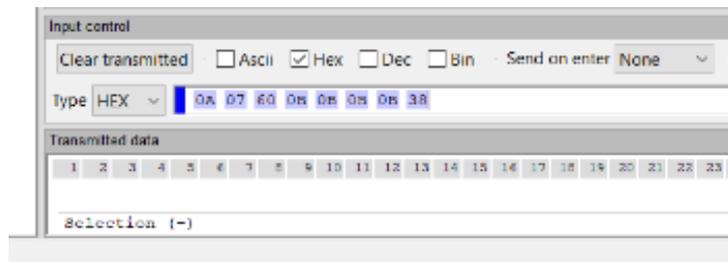


Figura 8-2 Terminale H-term comando avvio

Ricevuto il comando, entrambi i pin vengono correttamente accesi poiché al momento la tensione acquisita dall'ADC è inferiore a entrambe le soglie. Quindi, si ottiene la seguente situazione:

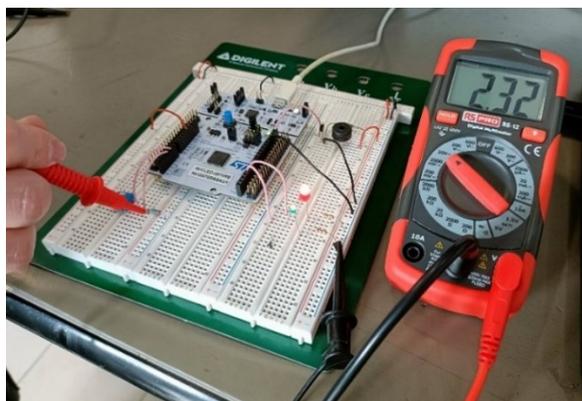


Figura 8-3 Multimetro condizione di avvio prova

#### 4. Variazione resistenza e superamento della prima soglia

Si modifica successivamente la resistenza del trimmer in modo da aumentare il valore della tensione in ingresso al microcontrollore. Lo scopo di questo primo aumento è quello di arrivare a una tensione compresa tra le due soglie per controllare se un led si spegne e l'altro resta acceso. Si è quindi aumentata la tensione fino a raggiungere il valore di circa 2.70V, maggiore della soglia. In effetti, a questo aumento è corrisposto lo spegnimento del primo led, come si può vedere dalla seguente figura 8-4.

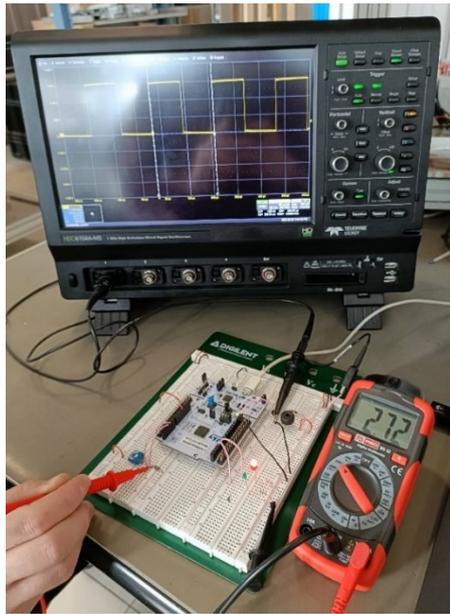


Figura 8-4 Condizione superamento prima soglia

Come si nota dall'oscilloscopio in figura, ai capi del pin che controlla il buzzer viene generata un'onda quadra che inizia a far suonare il buzzer, come da aspettative. Si verifica quindi la corretta generazione della forma d'onda andando a misurare da oscilloscopio il periodo.

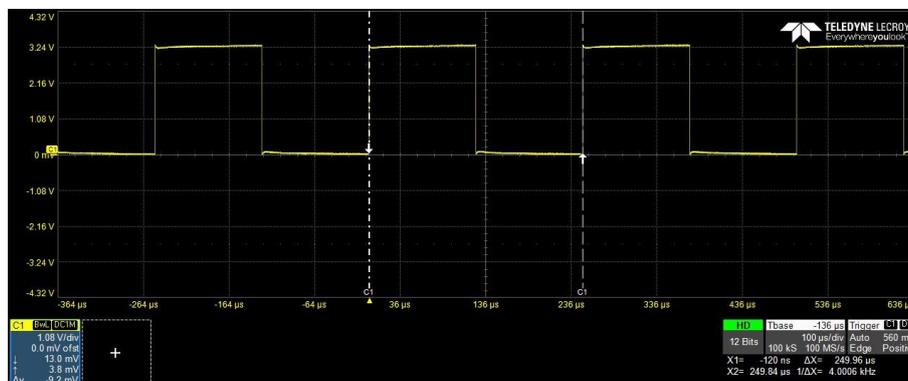
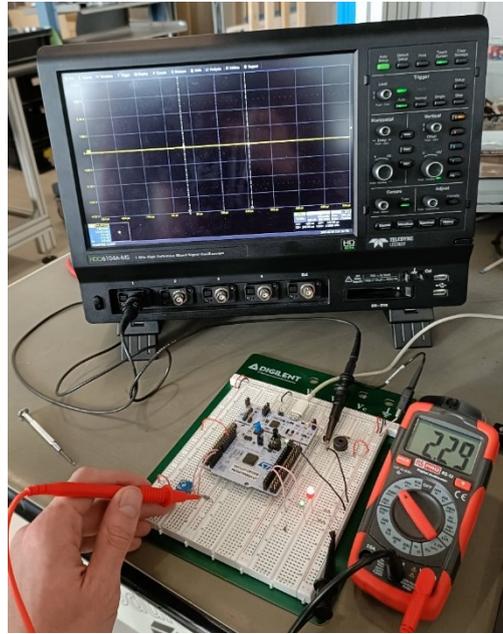


Figura 8-5 Periodo onda quadra buzzer



Inoltre, si può notare sempre dall'oscilloscopio che la situazione di allarme è rientrata infatti non viene più generata la forma d'onda quadra e quindi il buzzer smette di suonare. A questo punto, si può ripetere la prova aumentando di nuovo la tensione, e ad ogni qualvolta che questa supererà una certa soglia corrisponderà il relativo messaggio di errore.



*Figura 8-8 Condizione normale funzionamento*

## 9 Firmware

Si discute ora della realizzazione di parte del firmware che per motivi di tempo, non è stato testato sulla scheda stessa, ma attraverso una nucleo board precedentemente descritta.

Per la programmazione del microcontrollore è stato utilizzato il programma STM32 Cube Ide, utilizzando il linguaggio di programmazione C, ma facendo principalmente uso dei driver LOW layer e solo per la gestione del PWM dei driver HAL layer.

I driver Low Layer forniscono servizi hardware basati sulle funzionalità disponibili delle periferiche STM32. Questi servizi riflettono esattamente le capacità hardware e forniscono operazioni one-shot che devono essere richiamate seguendo il modello di programmazione descritto nel manuale di riferimento della linea di microcontrollori. Di conseguenza, i servizi LL non implementano alcuna elaborazione e non richiedono alcuna risorsa di memoria aggiuntiva per salvare i propri stati, contatori o puntatori dati: tutte le operazioni vengono eseguite modificando il contenuto dei registri periferici associati.

I driver HAL includono un set ad alto livello di API (application programming interfaces) pronte all'uso che semplificano l'implementazione dell'applicazione all'utente. Ad esempio, le periferiche di comunicazione contengono API per inizializzare e configurare la periferica, gestire i trasferimenti di dati in modalità polling, gestire gli interrupt o DMA e gestire gli errori di comunicazione. I driver HAL sono orientati alle funzionalità. Ad esempio, le API timer

I driver HAL e LL sono complementari e coprono un'ampia gamma di requisiti applicativi:

- Le HAL offrono API di alto livello e orientate alle funzionalità con un elevato livello di portabilità nascondendo la complessità delle periferiche all'utente finale.
- Le LL offrono API di basso livello a livello di registro, con migliore ottimizzazione ma minore portabilità, Richiedono una conoscenza approfondita del micro e delle specifiche periferiche.

Il codice C scritto è stato raccolto in una libreria; sono stati creati diversi file header e sorgente nei quali sono raccolte separatamente le funzioni in base alla periferica che gestiscono o la funzionalità software che svolgono.

Il codice è stato strutturato nel seguente modo:

- Dichiarazione variabili.
- Inizializzazione periferiche.
- Sezione principale: lettura ingressi convertitore ADC, gestione uscite e comunicazioni seriale.

Di seguito saranno approfondite le parti di codice ritenute più importanti.

## 9.1 Variabili:

In questo progetto le variabili sono dichiarate in un file separato e poi richiamato nel *main* e nelle varie funzioni utilizzate. A seconda della grandezza del dato da salvare sono state dichiarate come variabili *unsigned* a 8, 16 o 32 bit. L'uso delle variabili globali è da preferirsi in questo tipo di applicazioni dato che si evitano allocazioni consecutive durante l'esecuzione del codice da parte del  $\mu$ C. Allocando ogni variabile solo una volta, aumenta il tempo di setup ma garantisce prestazioni migliori in fase di *runtime*. Altro aspetto molto importante è l'uso del qualificatore volatile. Questo tipo di prefisso viene utilizzato prima di un tipo di dato per modificare il modo in cui il compilatore e il programma trattano la variabile associata.

Tale qualificatore impone al compilatore il caricamento della variabile dalla RAM del microcontrollore piuttosto che dalla FLASH, in quanto quest'ultima rappresenta solo una locazione di memoria temporanea e può contenere variabili con valore diverso da quello che in realtà il programma utilizza in un particolare istante temporale, quindi di valore errato.

Tutte le volte in cui una variabile viene modificata da un'operazione o funzione che è fuori dalla sezione di codice in cui appare è opportuno definire le variabili con il qualificatore descritto. Nell'applicazione in esame, questo tipo di situazione si presenta con l'uso di variabili che vengono modificate da delle *Interrupt Service Routine (ISR)*.

## 9.2 Descrizione del codice

Per la descrizione del codice, essendo spezzato in diversi file *.h* e *.c*, lo si analizzerà seguendo e commentando il *main.c*, e successivamente spiegando alcune funzioni utilizzate nel *main* stesso. Si nota che, una volta scelta la nucleo board nell'ambiente di sviluppo ST, impostati ingressi e uscite, gran parte del codice di dichiarazione e di predisposizione del codice viene automaticamente creato dall'ambiente di sviluppo stesso, queste parti di codice non verranno descritte.

## Main

Si presenta quindi ora il main, che verrà commentato e successivamente si presenteranno le varie funzioni chiamate nel codice per spiegare il loro funzionamento.

Nella prima parte si dichiarano i prototipi delle funzioni sia quelle generate automaticamente dall'ambiente di sviluppo, sia quelle realizzate in modo autonomo.

```
// si dichiarano le funzioni (definite in altri.c) che verranno utilizzate successivamente nel main
extern void timers_ini(void); /* Procedure: timers initialization */
extern void timers_upd(void); /* clock and timers update */
extern void measure_ini(void); /* ad conversion read initialization */
extern void measure_mng(void); /* measure managent */
extern void serial_ini(void); /* Procedure: Spi initialization */
extern void serial_run(void); /* Procedure: UART TX/RX management */
extern void led_config(void);
extern void setup(void);
int main(void);
```

Successivamente, tramite funzioni predefinite del sistema, si vanno a resettare tutte le periferiche, e si inizializzano tutte quelle configurate nel file .ioc. Si inizializza l'interfaccia di flash e si va a configurare il clock di sistema. Oltre all'inizializzazione di clock, timers, pin e *EIC (External Interrupt Controller)*, è stata abilitata la comunicazione seriale.

Terminata questa fase di inizializzazione, si introduce ora un ciclo `while (1)`, che sarà quindi iterato dal sistema fino al suo spegnimento. Il ciclo di funzionamento del programma è mostrato nel Listato 1.

### Listato 1

```
while (1)
{
    timers_upd(); /* 1: clock and timers update */
    measure_mng(); /* digital filter */
    setup(); /* Input Output management */
}
```

Come si può notare vengono eseguite ciclicamente le funzioni `timers_upd()`, `measure_mng()` e `setup()` che saranno successivamente analizzate meglio.

## SetUp

La prima funzione analizzata riportata nel listato 2 è quella di `setup` che riporta la logica di gestione delle uscite.

## Listato 2

```
void setup(void)
{
    if(ADC_DATA[1] > threshold1 + hs)
    {
        LL_GPIO_ResetOutputPin(out1_GPIO_Port, out1_Pin);
        serial_run_mod1();
        HAL_TIM_PWM_Start(&htim16,TIM_CHANNEL_1);
    }
    else if (ADC_DATA[1] < threshold1 - hs)
    {
        setpin1();
        HAL_TIM_PWM_Stop(&htim16,TIM_CHANNEL_1);
    }

    if(ADC_DATA[2] > threshold2 + hs)
    {
        LL_GPIO_ResetOutputPin(out2_GPIO_Port, out2_Pin);
        serial_run_mod2();
    }
    else if (ADC_DATA[2] < threshold2 - hs)
    {
        setpin2();
    }
}
```

L'array ADC\_DATA nella posizione 1 contiene il valore convertito dal canale 1 dell'ADC, se questo valore supera la soglia programmata, l'uscita uno viene forzata ad un valore logico basso e contemporaneamente viene attivata la funzione *serial\_run\_mod1*. L'attivazione di questa funzione trasmette in uscita alla seriale il dato 0X0F. Sempre in questa condizione viene attivato il buzzer. Nel momento in cui la temperatura rientra entro la soglia, la funzione *setpin1()* riattiva l'uscita numero uno.

La condizione che permette un ulteriore cambio di stato è il superamento di una seconda soglia di temperatura rilevata dal sensore collegato al canale due dell'ADC, al verificarsi di questa condizione l'uscita corrispondente viene disattivata e tramite la funzione *serial\_run\_mod2*, viene inviato alla seriale il secondo messaggio di errore. Se la temperatura rilevata dal sensore numero due rientra sotto la soglia di allarme, l'uscita numero due viene riattivata. Il diagramma a stati di questa funzione è riportato nella figura 9-1.

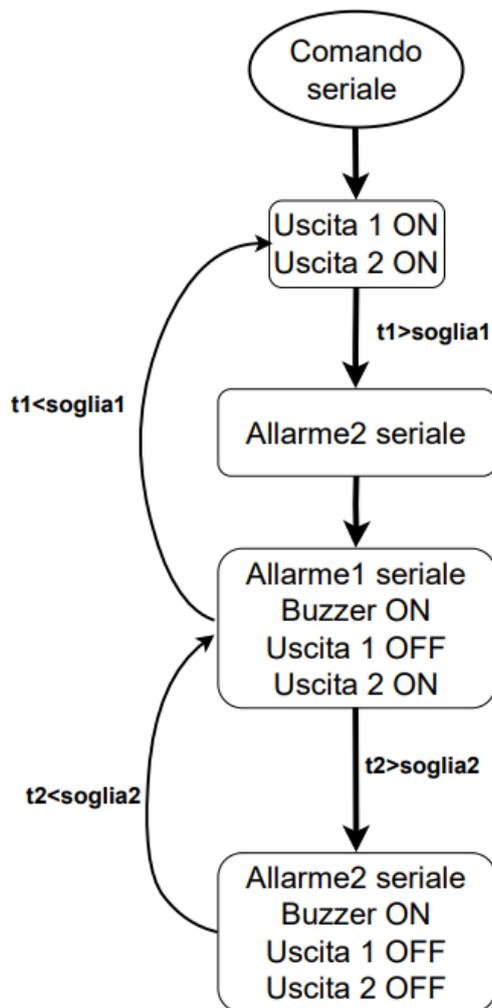


Figura 9-1 Diagramma a stati funzione Setup

### Timer14\_drv

La seconda funzione analizzata è *timer14\_drv*, utilizzata per la gestione del timer 14 e necessaria per la base dei tempi. Le impostazioni del timer 14 sono le stesse utilizzate nel microcontrollore della scheda vera e propria.

Ogni 10ms il timer14 termina il suo conteggio, e lo segnala al microcontrollore tramite il suo interrupt. A questo punto, viene chiamata la funzione *timer14\_drv()*, che è la funzione riportata nel listato 3:

### Listato 3

```

void timer14_drv(void)
{
    LL_TIM_ClearFlag_UPDATE(TIM14);
    FL_CINT = TRUE;
    if (!FL_ADC_READY)
    {
        LL_ADC_ClearFlag_CCRDY(ADC1);
        LL_ADC_REG_SetSequencerChannels(ADC1, TABLE_ADC_CH[IX_ADC_CHANNEL]);
        while(LL_ADC_IsActiveFlag_CCRDY(ADC1) == 0);
    }
}
  
```

```

        LL_ADC_ClearFlag_EOS(ADC1);
        LL_ADC_ClearFlag_EOC(ADC1);
        LL_ADC_REG_StartConversion(ADC1);
        LL_ADC_EnableIT_EOC(ADC1);
    }
}

```

Questa funzione, pulisce il flag derivante dall'interrupt, e alza un suo flag specifico utilizzato nella funzione **timers\_upd(void)**, necessario per la generazione della vera e propria base dei tempi. All'interno sono presenti diversi flag che saranno attivati ogni 100ms, 1s, 10s, 1m per indicare il tempo trascorso. In questa tesi il codice di questa funzione non è riportato.

### Measure\_ini

La terza funzione analizzata è **measure\_ini(void)**, utilizzata per la gestione del convertitore ADC. Nel listato 4, una volta verificato che l'ADC non fosse già abilitato, si procede con la sua abilitazione per step, prima abilitando il suo regolatore interno, e poi iniziando la sua calibrazione interna. Si inizializza la variabile indice dei canali dell'ADC, e si imposta il channel sequencer in maniera tale da acquisire le misure dai diversi canali previsti. Infine, si dichiarano due variabili che serviranno per il management delle misure dell'ADC, in particolare, la variabile **IX\_ADC\_CHANNEL** servirà per gestire la conversione e il salvataggio delle misure sui vari canali.

#### Listato 4

```

void measure_ini(void)
{
    if (LL_ADC_IsEnabled(ADC1) == 0)
    {
        LL_ADC_EnableInternalRegulator(ADC1); //Enable Internal regulator for ADC
        LL_mDelay(5);
        LL_ADC_StartCalibration(ADC1); // Run ADC self calibration
        LL_mDelay(5);
        LL_ADC_Enable(ADC1);
    }
    IX_ADC_CHANNEL = 0;
    FL_RQ_INIT_ADC_FILTER = TRUE;
    LL_ADC_ClearFlag_CCRDY(ADC1);
    LL_ADC_REG_SetSequencerChannels(ADC1, TABLE_ADC_CH[IX_ADC_CHANNEL]);
    while(LL_ADC_IsActiveFlag_CCRDY(ADC1) == 0);
}

```

## Measure\_mng

La quarta funzione analizzata è **measure\_mng(void)**.

Con questa funzione si realizza un filtro digitale sulle acquisizioni delle misure da parte dell'ADC. *Measure\_mng()*: chiamata nel main, è la funzione riportata nel listato 5, che si occupa, qual ora sia disponibile un nuovo set di misure dall'ADC, della loro gestione. Realizza un filtro digitale a media mobile. Un accumulatore accumula N campioni della stessa grandezza e al passo N, si considera l'uscita "filtrata" come una media di questi N campioni, ovvero

$$\dot{Y}_N = \frac{Y_1 + Y_2 + \dots + Y_{N-1} + Y_N}{N}$$

Al passo N+1 tuttavia, si aggiunge il campione all'accumulatore, che scarta il campione più vecchio, ovvero  $Y_1$ . La media sarà quindi fatta tra:

$$\dot{Y}_{N+1} = \frac{Y_1 + [Y_2 + \dots + Y_{N-1} + Y_N + Y_{N+1}] - Y_1}{N}$$

Ora l'accumulatore non ha più a disposizione  $Y_1$ , e quindi lo approssima con la media  $\dot{Y}_N$  al passo precedente, commettendo un errore. Errore che diventa via via più piccolo con il crescere di N. Il parametro N nel codice corrisponde alla variabile SHF\_ADC\_SAMPLE, e solitamente viene presa una potenza di 2 per realizzare la divisione come uno shift. Inoltre, si nota che il filtro per il suo funzionamento deve avere l'accumulatore pieno, e questo vorrebbe dire aspettare N campioni per dare un'uscita valida. Per ovviare a ciò, si innesta un if nel quale, verificato sia una nuova inizializzazione del filtro, si prende il primo e unico campione e lo si moltiplica per N considerandolo di fatto come lui la media stessa. A fine di questa operazione, si setta il flag *FL\_ADC\_READY* in modo che al prossimo interrupt del timer14 l'ADC risulti pronto per un'altra conversione.

## Listato 5

```
void measure_mng(void)
{
    unsigned char i;
    if (FL_ADC_READY)
    {
        for (i=0; i<num_ADC_CH; i++) // New complete set of ADC measure ready
        {
            if (FL_RQ_INIT_ADC_FILTER) // Init ADC Filter on first sample
            {
                BUFF_FADC[i] = ((unsigned short) (ADC_DATA[i]));
                BUFF_ACC_ADC[i] = (BUFF_FADC[i] << 5/*SHF_ADC_SAMPLE*/);
                BUFF_ACC_ADC[i] += ((unsigned short) (ADC_DATA[i]));
                BUFF_ACC_ADC[i] -= BUFF_FADC[i];
            }
        }
    }
}
```

```

        BUFF_FADC[i]      = (BUFF_ACC_ADC[i] >> 5/*SHF_ADC_SAMPLE*/);
    }
    FL_RQ_INIT_ADC_FILTER = FALSE;
    FL_ADC_READY = FALSE;
}
}

```

## Seriale

Si analizza adesso, la comunicazione seriale realizzata in questo progetto. Come già citato, la comunicazione tra il microcontrollore e il pc è implementata mediante una comunicazione seriale asincrona, sfruttando l'interfaccia USB offerta dal microcontrollore. La programmazione del firmware che gestisce la comunicazione seriale è stata effettuata utilizzando solamente i driver law layer.

Per questa applicazione, è stato implementato il seguente protocollo di trasmissione, in cui il pc è considerato master e il microcontrollore slave. La comunicazione che il pc invia al microcontrollore ha le seguenti caratteristiche:

- Baud rate = 9600
- Data = 8 byte
- Parity = NONE
- Bit stop = 1

Il messaggio da 8 byte è così composto:

- Header
- Lunghezza
- Command code
- Data [4 byte]
- Checksum

Il Check Sum è un parametro ottenuto facendo lo XOR tra l' Header, Lunghezza, Command code, Data e 0x55. In questa prima versione il messaggio che il pc invia al microcontrollore è il seguente:

PC	
BUFF_PC[0]	→ 0x0A
BUFF_PC[1]	→ 0x07
BUFF_PC[2]	→ 0x80
BUFF_PC[3]	→ 0x0B [DATA]

BUFF_PC[4]	→ 0x0B [DATA]
BUFF_PC[5]	→ 0x0B [DATA]
BUFF_PC[6]	→ 0x0B [DATA]
BUFF_PC[7]	→ checksum → 0x38

Il valore di DATA che il pc invia al microcontrollore è sempre uguale a 0x0B, in versioni future il dato potrà assumere valori diversi e a seconda del valore utilizzato il microcontrollore eseguire task diversi.

Il messaggio invece che invia il microcontrollore al pc ha la stessa struttura di quello che inviava il pc con la differenza che è composto da 16 byte.

Il messaggio da 16 byte è così composto:

- Header
- Lunghezza
- Command code
- Data
- Checksum.

In questa prima versione il messaggio che il pc invia al microcontrollore è il seguente:

<b>μC</b>	
BUFF_μC[0]	→ 0xA0
BUFF_μC[1]	→ 0x0F
BUFF_μC[2]	→ 0x60
BUFF_μC[3]	→ DATA
BUFF_μC[4]	→ DATA
BUFF_μC[5]	→ DATA
BUFF_μC[6]	→ DATA
BUFF_μC[7]	→ DATA
BUFF_μC[8]	→ DATA
BUFF_μC[9]	→ DATA
BUFF_μC[10]	→ DATA
BUFF_μC[11]	→ DATA
BUFF_μC[12]	→ DATA
BUFF_μC[13]	→ DATA
BUFF_μC[14]	→ DATA
BUFF_μC[15]	→ chksum

Il valore DATA è uguale a

0x0F → Prima soglia di errore

0xFF → Seconda soglia di errore

In future versioni del programma i valori di “DATA” potranno assumere valori diversi a seconda delle esigenze.

La funzione **Serial\_ini** è utilizzata per abilitare ed inizializzare la seriale, in questo caso USART2. Vengono azzerati i flag che segnalano errori di *OverRun*, *Framing*, *Parity* e di rumore. Inoltre, vengono abilitati sia il ricevitore che l'interrupt corrispondente. In questa tesi non è riportato il codice.

## Ricezione

Nel momento in cui arriva il primo byte da parte del pc, il microcontrollore attiva l'interrupt dedicato alla seriale. L'attivazione dell'interrupt permette l'esecuzione della routine *rx\_uartsds\_drv(void)* il cui codice è riportato nel listato 6. Nella prima parte vengono settati alcuni flag, successivamente con il comando *LL\_USART\_ReceiveData8(SDS\_UART)*, vengono salvati in un buffer uno ad uno i vari byte che compongono il messaggio inviato dal pc. Il numero di iterazioni che il programma deve effettuare per salvare i dati nel buffer, è indicato dal secondo byte inviato, in cui è contenuta la lunghezza del messaggio.

I byte arrivati vengono salvati in un buffer *BUFF\_UARTSDS\_RX*. A seconda del contenuto del terzo byte arrivato *command code*, il microcontrollore può eseguire task diversi.

Prima di concludersi questa funzione, se il messaggio è stato ricevuto correttamente attiva la routine che gestisce le uscite.

## Listato 6

```
void rx_uartsds_drv(void)
{
    unsigned char TMP_RX;
    if (LL_USART_IsActiveFlag_ORE(SDS_UART) || LL_USART_IsActiveFlag_FE(SDS_UART) ||
LL_USART_IsActiveFlag_PE(SDS_UART) || LL_USART_IsActiveFlag_NE(SDS_UART))
    { // OverRun, Framing, Parity Rx Error
        LL_USART_RequestRxDataFlush(SDS_UART); /* Request a Receive Data flush */
        LL_USART_ClearFlag_ORE(SDS_UART); /* Clear OverRun Error Flag */
        LL_USART_ClearFlag_FE(SDS_UART); /* Clear Framing Error Flag */
        LL_USART_ClearFlag_PE(SDS_UART); /* Clear Parity Error Flag */
        LL_USART_ClearFlag_NE(SDS_UART); /* Clear Noise Error Flag */
        LL_USART_DisableDirectionRx(SDS_UART); /* Disable Receiver */
        TMP_RX = LL_USART_ReceiveData8(SDS_UART); /*store received char that has caused overrun
cnt_UARTSDS_RX = 0;
```



```

{
    senduart_data0_mod();
    FL_UARTSDS_MSG_RDY1 = FALSE;
    FL_UARTSDS_MSG_RDY = FALSE;
    cnt_UARTSDS_RX      = 0;
}
if (FL_cTRIG && (cTIME_UARTSDS_CONS_BRX != 0))
{ // timeout for 2 Uart rx bytes
    cTIME_UARTSDS_CONS_BRX--;
    if (cTIME_UARTSDS_CONS_BRX == 0) cnt_UARTSDS_RX = 0; /*reinit serial module */
}
}

```

Nella routine *senduart\_data0\_mod()* riportata nel listato 8, i dati che il microcontrollore invia al pc vengono caricati in un buffer *BUFF\_UARTSDS\_TX[]* nell'ordine stabilito dal protocollo. Nel momento in cui il buffer è pieno, le istruzioni *LL\_USART\_EnableIT\_TC(SDS\_UART)* e *LL\_USART\_EnableDirectionTx(SDS\_UART)* permettono l'attivazione dell'interrupt.

L'interrupt di trasmissione attiva la funzione *tx\_uartstds\_drv(void)* che effettua la trasmissione dei byte, in questa tesi la funzione non è riportata. L'interrupt sarà attivo finché l'ultimo dato sarà inviato.

### Listato 8

```

void senduart_data0_mod(void)
{
    BUFF_UARTSDS_TX[0] = UARTSDS_HEADER_TX;
    BUFF_UARTSDS_TX[1] = MES_UARTDATA0_TX_11;
    BUFF_UARTSDS_TX[2] = MES_UARTDATA0_cc;
    // data da inviare
    BUFF_UARTSDS_TX[3] = 0x0f;
    :
    BUFF_UARTSDS_TX[15] = calc_chksum(&BUFF_UARTSDS_TX[0]);
    cnt_UARTSDS_TX_end = BUFF_UARTSDS_TX[1] + 1;
    FL_UARTSDS_TX_ON = TRUE;
    cnt_UARTSDS_TX = 1;
    LL_USART_TransmitData8(SDS_UART, BUFF_UARTSDS_TX[0]);/*Transmit first character*/
    LL_USART_EnableIT_TC(SDS_UART); /* Enable Transmission Complete int. */
    LL_USART_EnableDirectionTx(SDS_UART); /* Enable Transmitter */
}

```

Terminata la trasmissione dei dati viene disattivato il flag di trasmissione e disattivato il trasmettitore.

## 10 Conclusioni

Nello sviluppo del progetto, l'obiettivo era quello di creare un sistema configurabile per l'esecuzione di test automatici per la qualifica dei prodotti in fase di sviluppo in ambito di laboratorio R&D. Per tale realizzazione sono state dapprima individuate le principali criticità legate all'applicazione, studiato e individuata la configurazione circuitale idonea ai vari moduli che costituiscono la scheda. Il progetto elettrico ha quindi richiesto particolare attenzione sia nella progettazione dello schema elettrico, sia nella realizzazione fisica della scheda elettronica.

Il sistema è dotato di 4 ingressi analogici e 9 ingressi digitali. Ad eccezione di due ingressi digitali, tutti gli altri sono isolati galvanicamente, garantendo così la massima sicurezza nello svolgimento dei test. Il circuito di zero crossing non ha rispettato le specifiche, introducendo un ritardo costante di circa 200  $\mu$ s, criticità che è stata risolta via software. Le uscite del sistema si dividono in uscite ad alta e bassa tensione. Le uscite ad alta tensione sono 7 ed isolate galvanicamente, 6 utilizzano relè ed una un Triac e permettono il controllo di correnti fino a 10 A. Quelle a bassa tensione, sono 4 e controllate da transistor bjt.

La scheda è dotata di varie periferiche di comunicazione: standard seriale RS-485, protocollo di comunicazione I2C e protocollo UART.

Sono stati quindi approfonditi i concetti sull'utilizzo del programma Altium e le regole per la progettazione del circuito stampato, basato sulla normativa EN/IEC 60335.

Infine, si è sviluppato il firmware per la programmazione del microcontrollore STM32G030C6T6. Per la programmazione è stato utilizzato il programma STM32CubeIde, utilizzando il linguaggio di programmazione C, ma facendo principalmente uso dei driver LOW layer e solo per la gestione del PWM dei driver HAL layer.

Caratteristica fondamentale di questo sistema è la flessibilità, la scheda progettata permette un rapido adeguamento per l'esecuzione di test su diversi prototipi con caratteristiche diverse, cambiando solamente il programma del microcontrollore.

Per motivi legati alla durata del tirocinio non si è potuto programmare direttamente il microcontrollore a bordo della scheda vera e propria.

Possibili sviluppi e miglioramenti riguardano un intervento sul modulo della comunicazione seriale RS485 con la creazione di un programma per PC così da semplificare ed automatizzare le operazioni con la scheda. Un secondo miglioramento prevede l'implementazione di una uscita analogica 0-5V. Infine un'ultima azione migliorativa è quella di studiare un circuito di zero crossing con un ritardo inferiore.

# Bibliografia

- [1] Murata, «NXFT15WF104FA2B025 Murata,» [Online]. Available: <https://www.murata.com/en-eu/api/pdfdownloadapi?cate=luNTCforTempeSenso&partno=NXFT15WF104FA2B025>.
- [2] hk.koaglobal, «NTC Linearization,» [Online]. Available: [https://www.hk.koaglobal.com/sitecore/content/KOA\\_Global/japan/Home/product/library/sensor/th2\\_1](https://www.hk.koaglobal.com/sitecore/content/KOA_Global/japan/Home/product/library/sensor/th2_1).
- [3] A. devices, «temperature sensors with adcs,» [Online]. Available: <https://www.analog.com/cn/design-notes/using-analog-temperature-sensors-with-adcs.html>.
- [4] ST, «ST TS272C,I,M,» [Online]. Available: <https://www.mouser.it/datasheet/2/389/ts272-1852489.pdf>.
- [5] AN, «CN0336,» [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/reference-designs/CN0336.pdf>.
- [6] TDK, «MMZ1608 type,» [Online]. Available: [https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/emc/emc/beads/catalog/beads\\_commercial\\_signal\\_mmz1608\\_en.pdf](https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/emc/emc/beads/catalog/beads_commercial_signal_mmz1608_en.pdf).
- [7] Digikey, «tvS-diodes,» [Online]. Available: <https://www.digikey.it/it/product-highlight/l/littelfuse/tvs-diodes>.
- [8] KOSMO, «K10104ATRU,» [Online]. Available: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/894477/COSMO/K10104ATRU.html>.
- [9] Learnabout-electronics, «opto\_52,» [Online]. Available: [https://learnabout-electronics.org/Semiconductors/opto\\_52.php](https://learnabout-electronics.org/Semiconductors/opto_52.php).
- [10] Vishay, «Appnote 34,» [Online]. Available: [www.vishay.com%2Fdocs%2F84780%2Fappnote34.pdf&usg=AOvVaw2lX2COZbINFylaNjAxAEj3](http://www.vishay.com%2Fdocs%2F84780%2Fappnote34.pdf&usg=AOvVaw2lX2COZbINFylaNjAxAEj3).
- [11] Nexperia, «74HC165C,» [Online]. Available: [https://assets.nexperia.com/documents/datasheet/74HC\\_HCT165.pdf](https://assets.nexperia.com/documents/datasheet/74HC_HCT165.pdf).
- [12] T. Instruments, «ULN2003A,» [Online]. Available: <https://www.ti.com/product/ULN2003A>.
- [13] chuyendedientu, «Snubber,» [Online]. Available: <http://chuyendedientu.blogspot.com/2015/06/snubbers-for-high-voltage-switching.html>.
- [14] ONSEMI, «MMBT2222AT,» [Online]. Available: [https://www.mouser.it/datasheet/2/308/1/MMBT2222AT\\_D-1811708.pdf](https://www.mouser.it/datasheet/2/308/1/MMBT2222AT_D-1811708.pdf).
- [15] Toshiba, «Applicatio note 20210607,» [Online]. Available: [https://toshiba.semicon-storage.com/info/TLP363J\\_application\\_note\\_en\\_20210607\\_AKX00767.pdf?did=63136&prodName=TLP363J](https://toshiba.semicon-storage.com/info/TLP363J_application_note_en_20210607_AKX00767.pdf?did=63136&prodName=TLP363J).
- [16] moodle.calvino.ge, «Triac,» [Online]. Available:

- [https://moodle.calvino.ge.it/pluginfile.php/5932/mod\\_resource/content/1/23.%20Thyristors%200e%20Controllo%20di%20Potenza.pdf](https://moodle.calvino.ge.it/pluginfile.php/5932/mod_resource/content/1/23.%20Thyristors%200e%20Controllo%20di%20Potenza.pdf).
- [17] ST, «AN5114,» [Online]. Available: [www.st.com/resource/en/application\\_note/dm00451014-controlling-a-triac-with-a-phototriac-stmicroelectro](http://www.st.com/resource/en/application_note/dm00451014-controlling-a-triac-with-a-phototriac-stmicroelectro).
- [18] Vishay, «VO3052,» [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/83749/vo3052.pdf>.
- [19] Littelfuse, «Qxx15xx & Qxx16xHx Series,» [Online]. Available: [https://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/switching\\_thyristors/littelfuse\\_thyristor\\_qxx15xx\\_qxx16xhx\\_datasheet.pdf.pdf](https://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/switching_thyristors/littelfuse_thyristor_qxx15xx_qxx16xhx_datasheet.pdf.pdf).
- [20] Analog, «Application notes 1368,» [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an-1368.pdf>.
- [21] Vishay, «ILB, ILBB Ferrite Beads,» [Online]. Available: [https://www.vishay.com/docs/ilb\\_ilbb\\_enote.pdf](https://www.vishay.com/docs/ilb_ilbb_enote.pdf).
- [22] TI, «TLV62150,» [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv62150.pdf?ts=1679860801678>.
- [23] ST, «stm32g031k8,» [Online]. Available: <https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32g031k8.html#documentation>.
- [24] EN, «EN 60335-1,» [Online]. Available: [http://106.38.59.21:8080/userfiles/fedac97ffde8414e898733b759249bc0/files/teckSolution/2020/04/IEC\\_60335-1\\_2001%2BA1\\_2004\(E\)\(1\).pdf](http://106.38.59.21:8080/userfiles/fedac97ffde8414e898733b759249bc0/files/teckSolution/2020/04/IEC_60335-1_2001%2BA1_2004(E)(1).pdf).
- [25] Itacoilweb, «creepage-clearance,» [Online]. Available: <https://www.itacoilweb.it/articoli/creepage-clearance/>.
- [26] Altium, «Pcb-design,» [Online]. Available: <https://resources.altium.com/it/p/high-voltage-pcb-design-creepage-and-clearance-distance>.
- [27] ST, «Nucleo G031KB,» [Online]. Available: [www.st.com/resource/en/fuser\\_manual/fum2324-stm32-nucleo64-boards-mb1360-stmicroelectronics.pdf&usg=AOvVaw3pVbUIpFpA7gKb](http://www.st.com/resource/en/fuser_manual/fum2324-stm32-nucleo64-boards-mb1360-stmicroelectronics.pdf&usg=AOvVaw3pVbUIpFpA7gKb).

# Appendice A Oscilloscopio

## Strumenti di misura

### Oscilloscopio Lecroy HDO6104A-MS



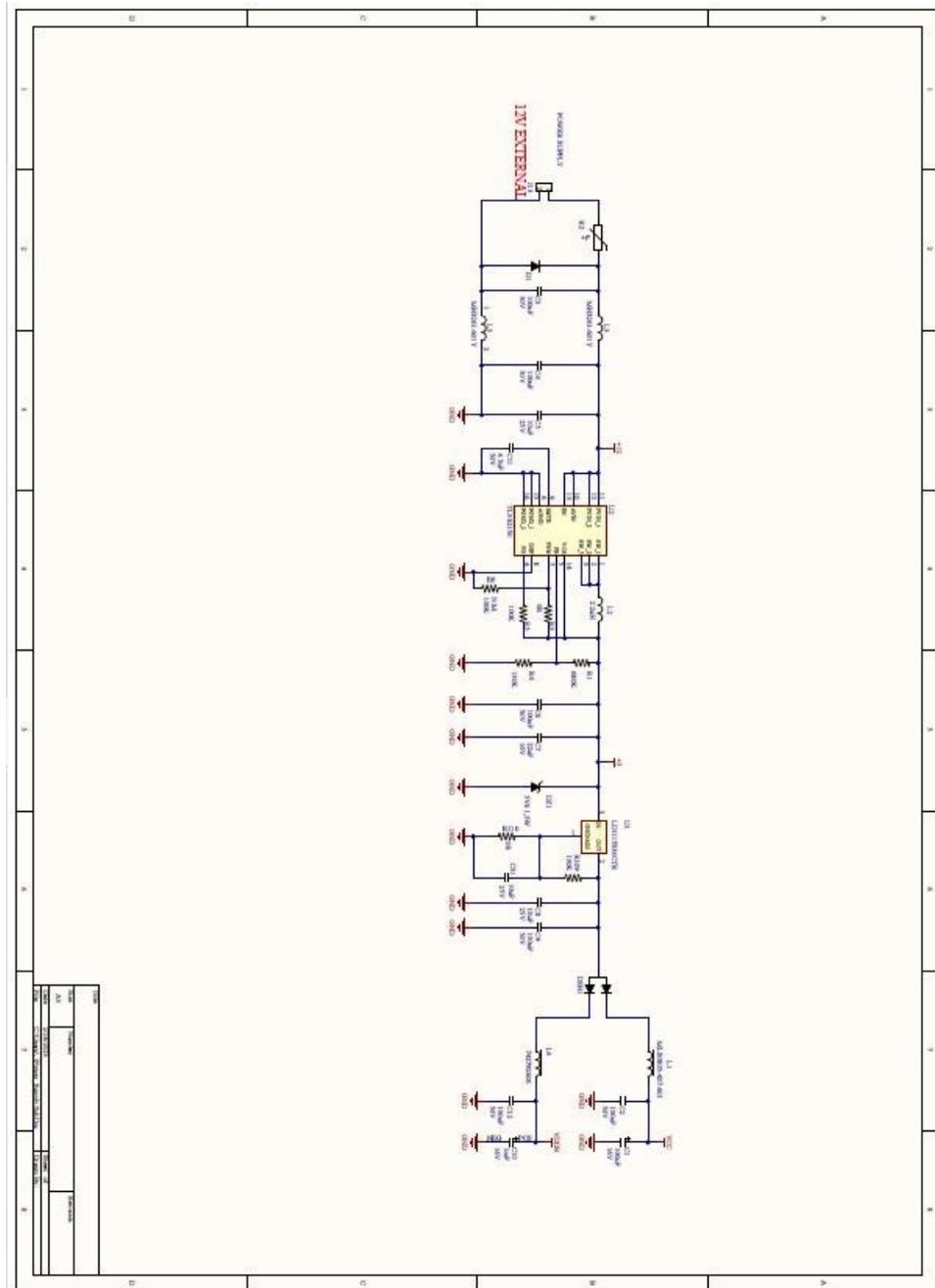
*Figura A*

*Oscilloscopio LeCroy HDO6104A-MS*

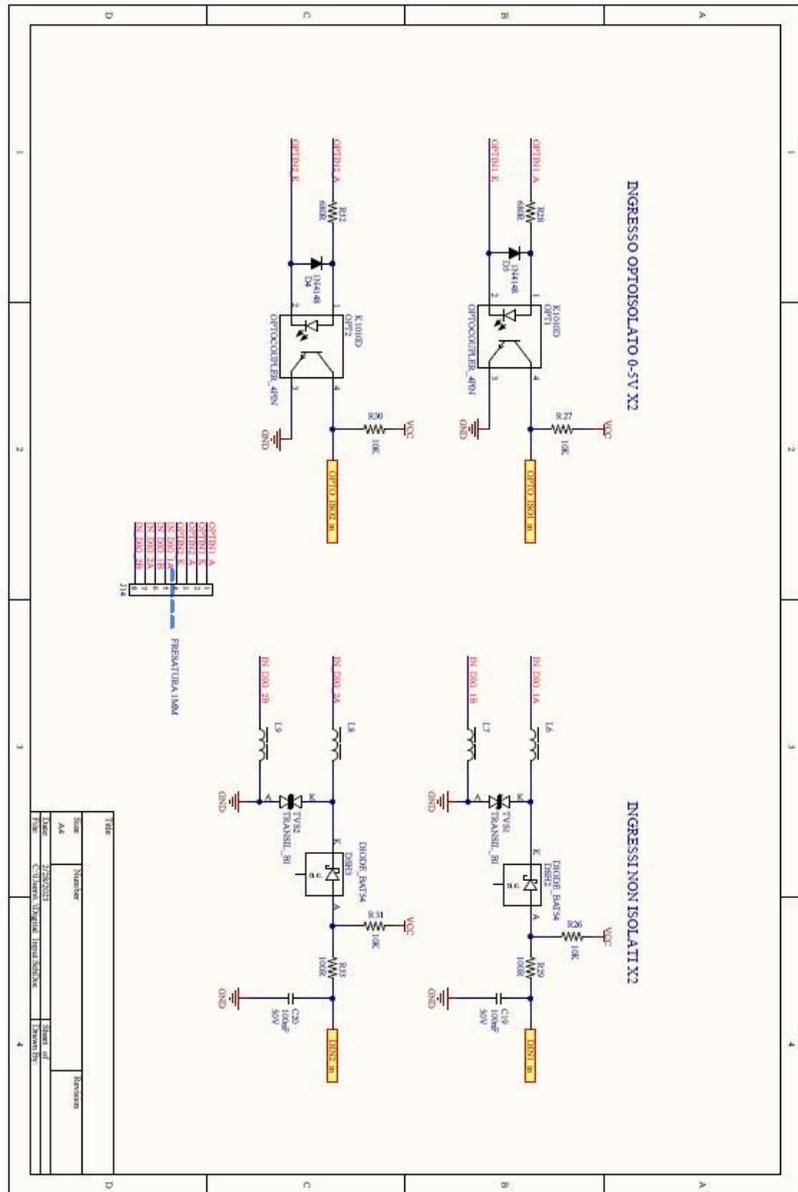
L'oscilloscopio LeCroy HDO6104A-MS ha una banda di 350 MHz, con una risoluzione di 12 bit, è dotato di 5 canali analogici e 16 canali digitali. Lo strumento è dotato di una grande memoria che garantisce l'acquisizione massima di 50 Mpts.

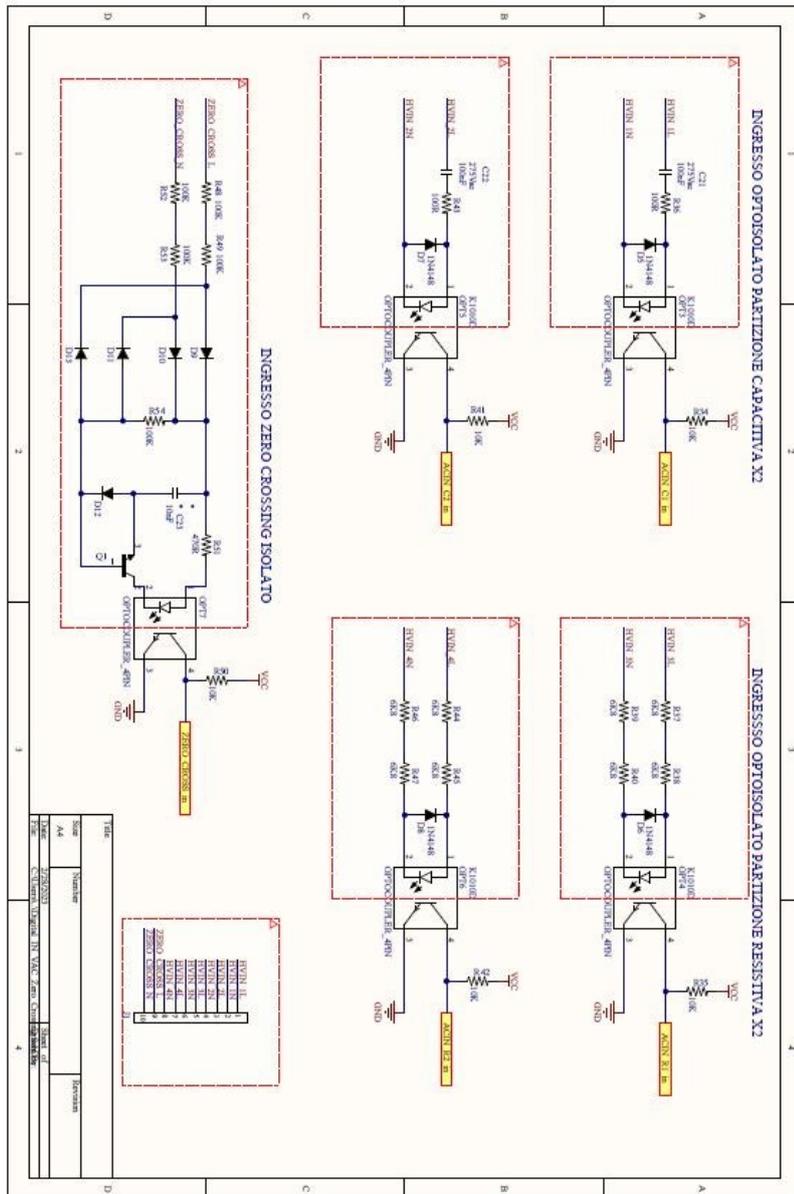
È in grado di acquisire un numero di campioni massimo pari ad 4 Gs/s. I 5 canali analogici, riescono a misurare tensioni fino ai 400 V. Il display dello strumento è touch screen di tipo capacitivo da 12".

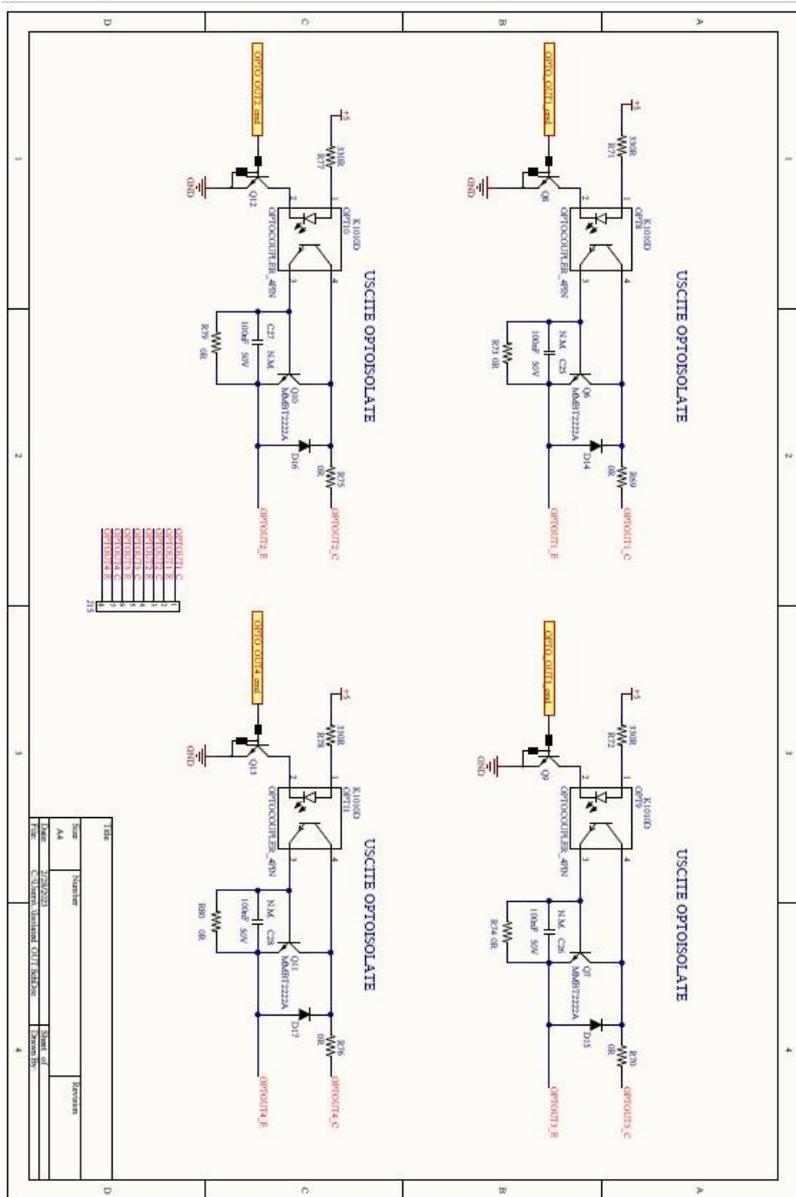
# Appendice B Schema elettrico





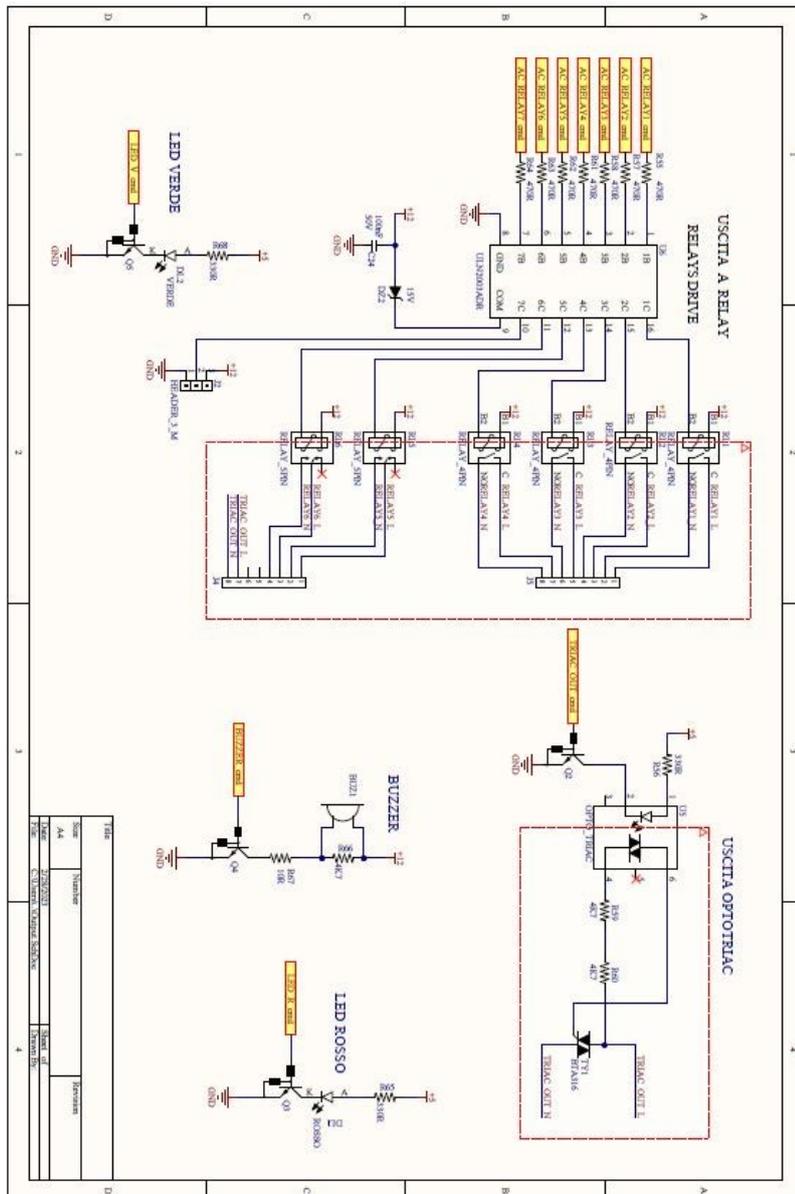






OPTOOUT1.C	1
OPTOOUT1.E	2
OPTOOUT2.C	3
OPTOOUT2.E	4
Q12	5
Q13	6
Q14	7
Q15	8
215	9

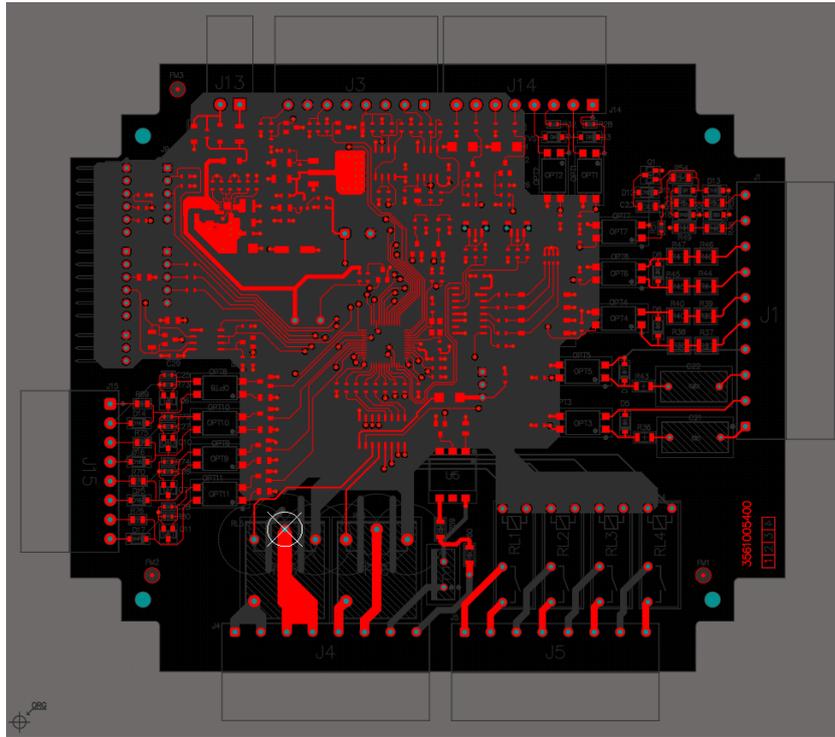
Title	
Size	Number
A4	1
DATE	2/20/2021
DESIGNER	WILLIAM DOTT SCHLICK
SCALE	1:1
REVISIONS	



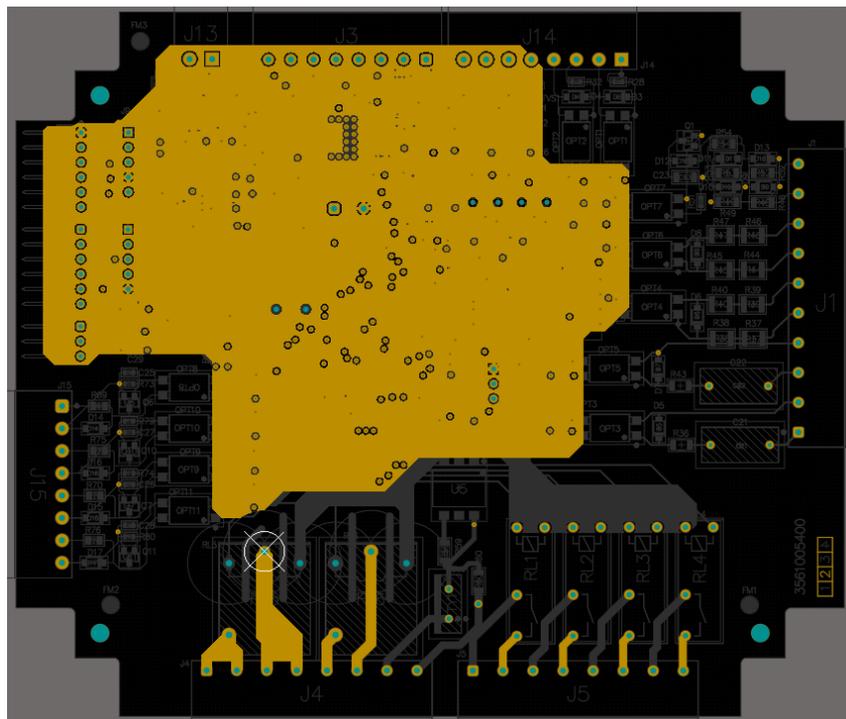




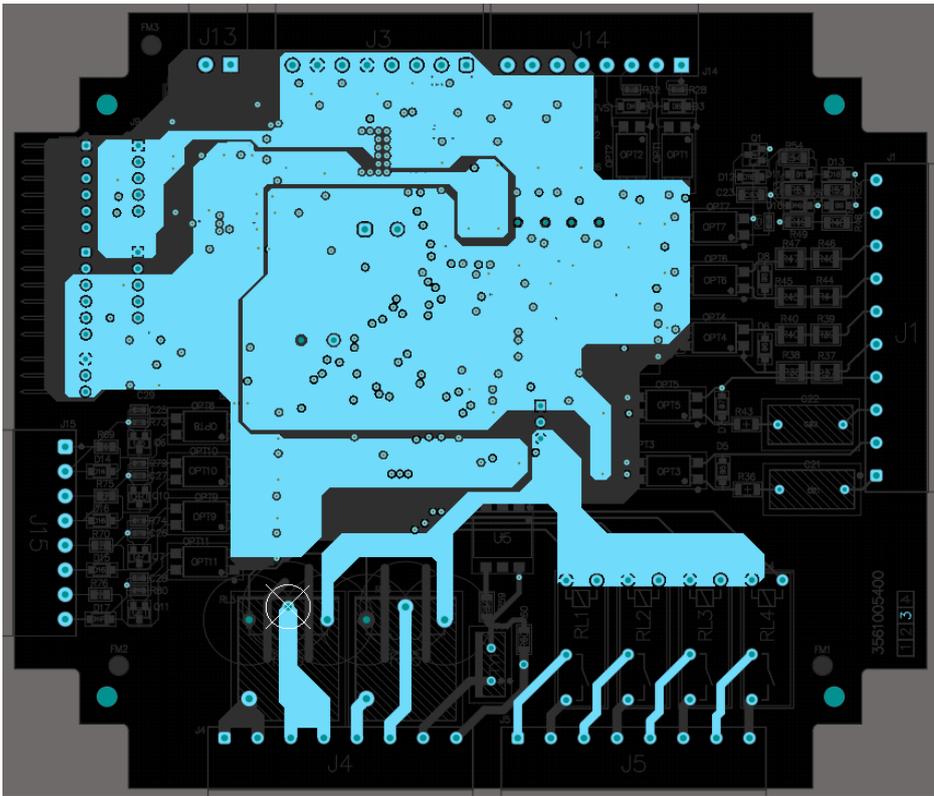
# Appendice C PCB



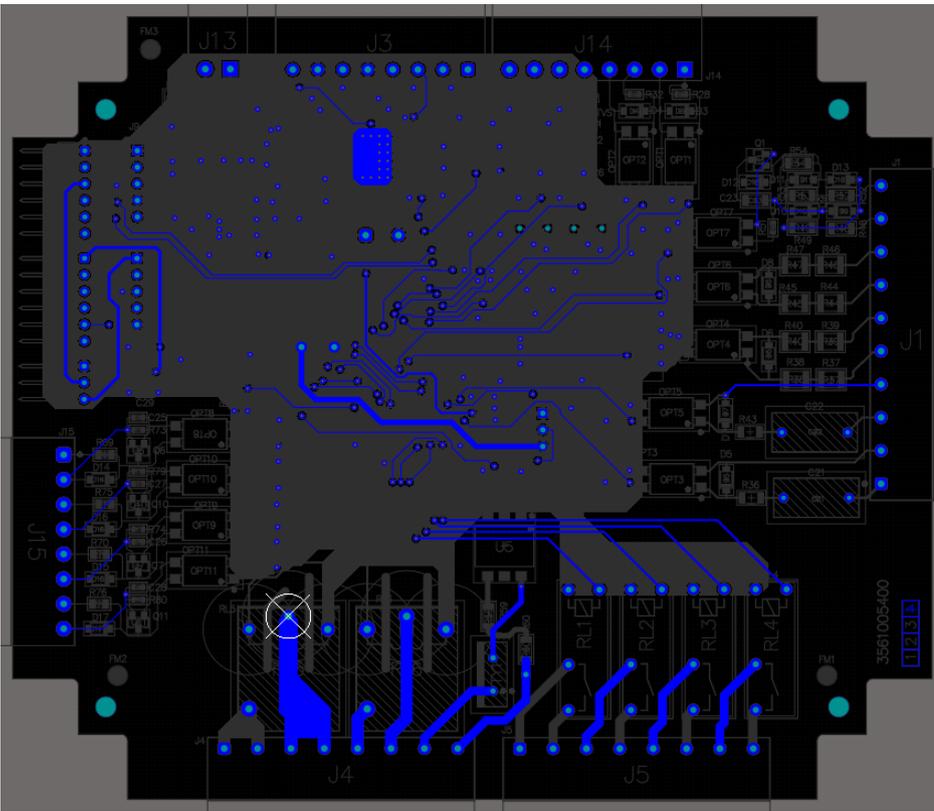
*Top layer*



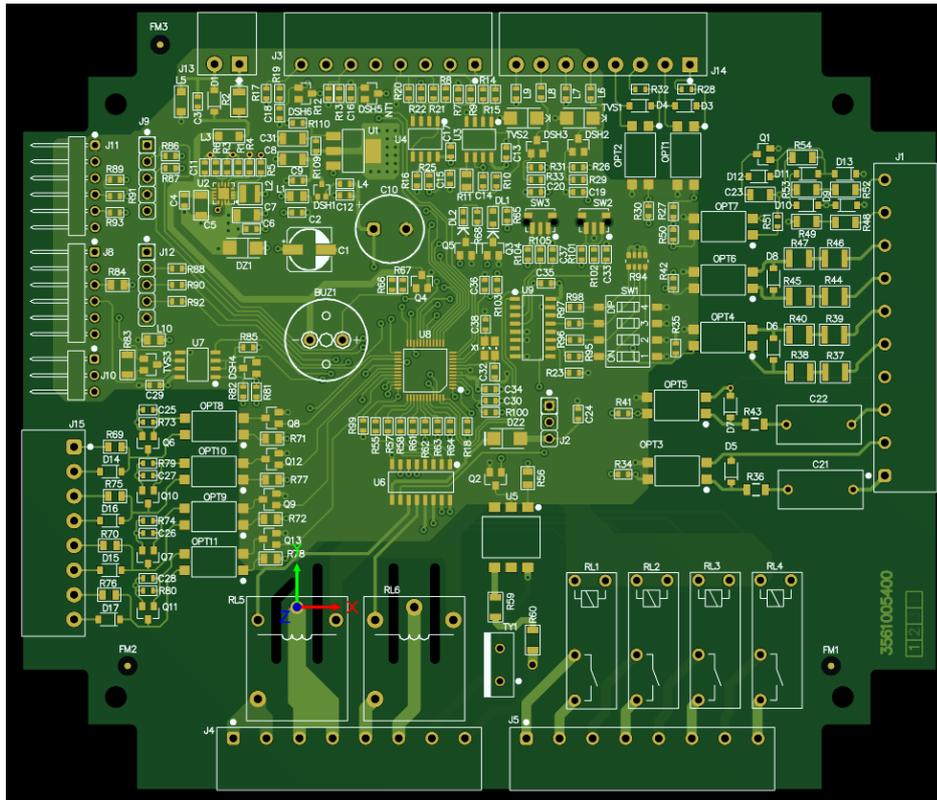
*Inner layer 1*



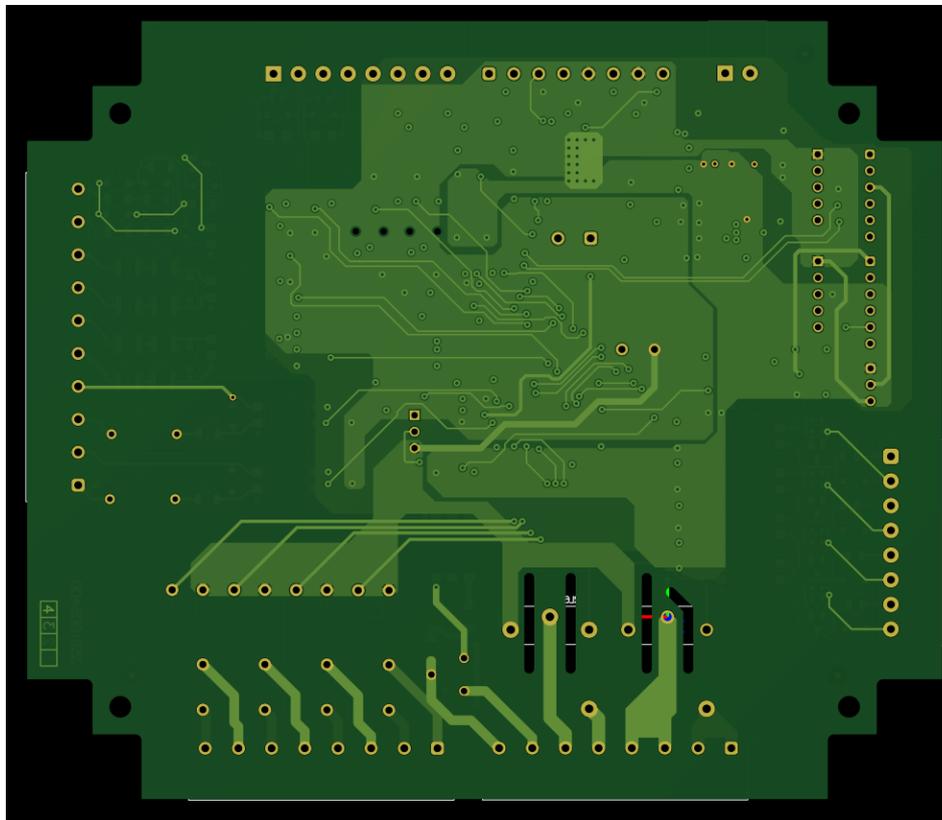
Inner layer 2



Bottom layer



3D Top



3D Bottom

# Appendice D BOM

Designator	Quantity	Descrizione Articolo	Ragione Sociale BP	MPN
BUZ1	1	BUZZER 4KHZ 70 DB P5.0 RAD *E	MURATA ELECTRONICS EUROPE B.V.	PKM13EPYH4000-A0
C1	1	CEL 100uF M 16V 6.3x5.3 SMD	CHANGZHOU HUAWEI ELECTRONICS CO.,LT	VB1C101ME054000CEO
C2, C3, C4, C6, C9, C12, C13, C16, C17, C18, C19, C20, C24, C25, C26, C27, C28, C29, C30, C33, C34, C35, C36, C37	24	CCS 100NF K 50V X7R 0603 SMD *E	AVX	06035C104KAT2A
C5, C8, C31	3	CCS 10uF K 25V X7R 1206 SMD *E	SAMSUNG SEMICONDUCTOR INC.	CL31B106KAHNNNF
C7	1	CCS 22uF K 16V X5R 1206 SMD *E	YAGEO	CC1206KKX5R7BB226
C10	1	CEL 1000MF 16V P5 T105° LOW-Z *E	LELON	RXY102M1CSA-1020
C11, C15	2	CCS 4.7NF J 50V X7R 0603 SMD *E	YAGEO	CC0603KKX5R7BB476
C14	1	CCS 10NF K 25V X7R 0603 SMD *E	SAMSUNG SEMICONDUCTOR INC.	CL10B103KB8NNNC
C21, C22	2	CFX 100NF M 275V P10 AMMO *E	TDK Europe GmbH	B32921C3104M189
C23	1	CCS 10uF M 25V X5R 1206 *E	WALSIN TECHNOLOGY CORPORATION	1206B106M250CT
C32, C38	2	CCS 20pF J 50V COG 0603 SMD *E	KEMET ELECTRONICS ITALIA SRL	C0603C200J5GACTU
D1, D3, D4, D5, D6, D7, D8	7	DAV 100V 300mA 1N4148W SOD-123 *E	DIODES INCORPORATED	1N4148W-7-F
D9, D10, D11, D12, D13, D14, D15, D16, D17	9	DGP .15A 75V 1N4148 SOD123 SMD *E	PAN-JIT INTERNATIONAL (PANJIT)	1N4148W
DL1	1	DLD S. RED MINITOPLED SMD *E	OSRAM	LS M67F-S2U2-1
DL2	1	DLD GREEN SMD 0603 *E	LITE ON	LTST-C191KGKT-BT
DSH1	1	DSH 30V DOUBLE SOT323 *E	ON SEMICONDUCTOR (EX MOTOROLA)	BAT54AWT1G
DSH2, DSH3, DSH4, DSH5, DSH6	5	DSH 200MA 30V BAT54 SOT23 SMD *E	NXP SEMICONDUCTORS	BAT54,215
DZ1	1	DZE 5V6 1,5W 5% SMA *E	ON SEMICONDUCTOR (EX MOTOROLA)	1SMA5919BT3G
DZ2	1	DZE 15V 25mA 5% DO-214AC *E	NXP SEMICONDUCTORS	BZG03C15G
J1	1	CONN. M. 10V P.5.08	PHOENIX CONTACT	1836260
J2, J10	2	CONN. M. 3V STRIP P2.54 *E	JSM	1250-203-030 (ROHS)
J3, J14, J15	3	CONN. M. 8V P3.81	PHOENIX CONTACT	1803332
J4, J5	2	CONN. M. 8V P5.08	PHOENIX CONTACT	1836244
J8, J11	2	CONN. M. 6V STRIP P2.54 *E	JSM	1250-203-060 (ROHS)
J9, J12	2	CONN. M. 5V STRIP PTH P2.54 *E	AMPHENOL FCI	69173-405HLF
J13	1	CONN. M. 2V P3.81	PHOENIX CONTACT Phoenix Contact	1803277
L1, L10	2	CHIP SOLID INDUCTOR 0805 *E	FERROXCUBE	MLS0805-457-601

L2	1	INDUCT. 2.2uH 1,5A 1210 *E	TAIYO YUDEN CO., LTD.	NR3015T2R2M
L3, L5	2	CHIP INDUCTOR 1206 SMD *E	BOURNS	MH3261-601Y
L4	1	CHIP IND. EMIFIL 120 OHM 0603 *E	WURTH ELEKTRONIK ITALIA SRL	742792606
L6, L7, L8, L9	4	FERRITE BEAD 1KOHM 25% 400MA 0603 SMD *E	TDK Europe GmbH	MMZ1608Y102BTA00
OPT1, OPT2, OPT3, OPT4, OPT5, OPT6, OPT7, OPT8, OPT9, OPT10, OPT11	11	OPT 5K0 8MM SMD *E	COSMO	K10104ATRU
Q1	1	TRN BC817-25 500mA SOT23 SMD *E	NXP SEMICONDUCTORS	BC817-25,215
Q2, Q3, Q4, Q5, Q8, Q9, Q12, Q13	8	TRN DTC143EK 100mA SOT23 SMD *E	NXP SEMICONDUCTORS	PDTC143EK,115
Q6, Q7, Q10, Q11	4	TRN MMBT2222A 40V/600mA SOT23 *E	DIODES INCORPORATED	MMBT2222A-7-F
R1	1	RS 680K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-07680KL
R2	1	PTC RESET.FUSE 0.55R 8A 24Vdc 1206 SMD *E	BEL FUSE INC.	OZCJ0025AF2E
R3, R25, R73, R74, R79, R80, R100, R110	8	RS 0 OHM 5% 1/10W 0603 SMD *E	ROYAL-OHM	0603SAJ0000T5E
R4, R109	2	RS 130K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-13130KL
R5, R6	2	RS 100K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-13100KL
R7, R15	2	RS 1K2 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-071K2L
R8	1	RS 1K1 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-071K1L
R9, R14	2	RS 2K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-072KL
R10	1	RS 24K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-0724KL
R11	1	RS 15K OHM 1% 1/8W 0805 SMD *E	YAGEO	RC0805FR-0715KL
R12, R16, R17	3	RS 20K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-0720KL
R13, R19, R92, R95, R96, R97, R98, R102, R105	9	RS 1K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-071KL
R18, R23, R26, R27, R30, R31, R34, R35, R41, R42, R50, R81, R82, R85, R86, R87, R89, R99, R101, R103, R104	21	RS 10K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-0710KL
R20	1	RS 150 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-07150RL
R21	1	RS 120K OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-07120KL
R22	1	RS 5K1 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-075K1L
R28, R32	2	RS 680 OHM 1% 1/10W 0603 *E	ROYAL-OHM	0603SAF6800T5E
R29, R33, R88, R90,	6	RS 100 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-07100RL

R91, R93				
R36, R43	2	RSF 100 OHM 5% 1W ASS *E	VISHAY EUROPE SALES GMBH	2306 328 33 101
R37, R38, R39, R40, R44, R45, R46, R47	8	RS 6K8 1% 1/2W 1210 SMD *E	YAGEO	RC1210FR-136K8L
R48, R49, R52, R53, R54	5	RS 100K OHM 5% 1/4W 1206 SMD *E	YAGEO	RC1206JR-07100KL
R51, R55, R57, R58, R61, R62, R63, R64	8	RS 470 OHM 1% 1/10W 0603 SMD*E	YAGEO	RC0603FR-07470RL
R56, R71, R72, R77, R78	5	RS 330 OHM 1% 1/8W 0805 SMD *E	YAGEO	RC0805FR-07330RL
R59, R60	2	RS 4K7 OHM 1% 1/8W 1206 SMD *E	YAGEO	2,32272E+11
R65, R68	2	RS 330 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	YAGEO	RC0603FR-07330RL
R66	1	RS 4K7 OHM 1% 1/10W 0603 SMD *E	ROYAL-OHM	0603SAF4701T5E
R67	1	RS 10 OHM 1% 1/10W 0603 SMD*E	YAGEO	RC0603FR-0710RL
R69, R70, R75, R76, R84	5	RS 0R OHM 1% 1/8W 0805 *E	YAGEO	RC0805FR-070RL
R83	1	RS 120 OHM 5% 1/4W 1206 SMD *E	ROYAL-OHM	1206S4J0121T5E
R94	1	RRS SMT 10K x4 5% 1/16W *E	YAGEO	YC164-JR-0710KL
RL1, RL2, RL3, RL4	4	RL SPST NO 10A 240VAC 12VDC *E	HONGFA EUROPE GMBH	HF46F-G/12-HS1T
RL5, RL6	2	RL SPDT 10A 250V 12V *E	HONGFA EUROPE GMBH	22005634 - HF3FA/012-ZTF (335)
SW1	1	DIP-SWITCH 4POS SMD	DIPTRONIC	DM-04-V-T/R
SW2, SW3	2	KEY SWITCH SIDE PUSH SKRT SMD *E	ALPS	SKRTLAE010
TVS1, TVS2	2	DIODE TVS 30V 1mA 400W SMA*E	STMICROELECTRONICS S.R.L.	SMAJ30CA-TR
TVS3	1	DIODE TVS 13.3V 400W SOT23-3 SMD*E	BOURNS	CDSOT23-SM712
TY1	1	DCT 16A 800V 50/50/50 TO- 220AB	WEEN SEMICONDUCTOR (NXP JOINT VENTU)	BTA316-800B0,127
U1	1	CIL LD1117S33C SOT223 SMD *E	STMICROELECTRONICS S.R.L.	LD1117S33CTR
U2	1	CIL TLV62150 DC/DC VQFN- 16 SMD*E	TEXAS INSTRUMENTS	TLV62150RGTR
U3, U4	2	CIL TS272 HISPEED OP.AMP SO8 *E	STMICROELECTRONICS S.R.L.	TS272AIDT
U5	1	OPT RAND PHASE OPTOTRIAC *E	VISHAY EUROPE SALES GMBH	VO3052-X007T
U6	1	CIL ULN2003D T. ARR SO16 SMD *E	TEXAS INSTRUMENTS	ULN2003ADR
U7	1	CIL RS485 TRANSCEIVER SO8 SMD *E	MAXIM INTEGRATED PRODUCTS	MAX483 ESA+T
U8	1	CID MCU STM32G030C6T6 LQFP48 SMD *E	STMICROELECTRONICS S.R.L.	STM32G030C6T6
U9	1	CID SHIFT REG 74HC165 SO16 *E	NXP SEMICONDUCTORS	74HC165D,653
X1	1	CRYSTAL OSCILLATOR 16MHz 50ppm SMD 5x3.2	EPSON	X1G004451000200