



UNIVERSITÀ POLITECNICA DELLE MARCHE

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

**“Progettazione e test di hardware per la manutenzione predittiva di impianti
di protezione catodica.”**

**“Hardware design and testing for predictive maintenance of cathodic
protection systems.”**

Relatore: Prof. **Gambi Ennio**

Correlatori: Ing. **Pucci Matteo**

Ing. **De Santis Adelmo**

Tesi di Laurea di:

Fabrizio Varelli

A.A. 2022/2023

Sommario

Introduzione	3
Contesto della tesi	4
Scheda di protezione: G4C-PRO-HYB	5
Surge	8
I dispositivi di protezione da surge (SPD)	10
Generatore di surge	13
Simulazione dei surge con LTspice	14
Flyback transformer per surge generator	15
Studio della circuiteria	16
Come proteggere il foto-accoppiatore	18
Costruzione del circuito	21
Dimensionamento	28
Tensione di Riferimento per il TVS	29
Ipotesi di una soluzione semplificata	31
Dimensionamento	32
Test e confronto delle soluzioni prese in esame	34
Relazione IN-OUT dall'optoisolatore.	40
Migliorare la velocità del Triac con un condensatore di speed-up	47
Il nuovo optoisolatore	49
Creazione della PCB con Altium	52
Conclusione	63
Appendice	64
A1: Circuiti di Commutazione per SCR	64

Classe A	64
Funzionamento	64
Classe B	65
Funzionamento	65
Classe C	66
Funzionamento	66
Classe D	67
Funzionamento	67
Classe E	68
Funzionamento	68
A2: Comparatore - un tentativo fallito	69
Funzionamento	70
Bibliografia	72
Indice delle figure	74

Introduzione

Con il concetto di industria 4.0 si tende ad aggiungere nuove tecnologie produttive per aumentare l'efficienza degli impianti e per migliorare la qualità dei prodotti. In quest'ultimo ambito nasce la manutenzione predittiva, ovvero la pianificazione degli interventi di manutenzione sulle macchine per la prevenzione dei guasti e delle rotture. Per svolgere questo compito le aziende si avvalgono di tecnologie che eliminano gli interventi manutentivi last minute, effettuati spesso dopo che il pezzo si è rotto, preferendo interventi preventivi, che prevedano un possibile guasto prima che si verifichi.

In questo contesto, Automa sta cercando di integrare sulle schede elettroniche di protezione canali per dispositivi finalizzati agli impianti di protezione catodica, il paradigma 4.0 per la sostituzione preventiva di quei componenti che, per attenuare le sovratensioni e sovracorrenti della rete, tendono a deteriorarsi nel tempo. Conoscendone le caratteristiche di life-time, in questa tesi si cercherà di studiare i comportamenti dei vari impulsi chiamati surge, che colpiscono la scheda di protezione chiamata G4C-PRO-HYB per poter inserire in essa un contatore di surge che garantirà la sostituzione entro le 3000 scariche possibili, come definito dai produttori dei componenti.

Contesto della tesi

Automa SRL è un'azienda che nasce nel 1987, situata ad Ancona. Si occupa di dispositivi elettronici in ambito oil, gas e water. L'azienda offre dispositivi da campo fissi e portatili per i più diversi contesti applicativi ed operativi, disponibili in varie forme e dimensioni e in grado di comunicare con una suite software completa chiamata GOLIAH.

Una delle soluzioni proposte dall'azienda è quella applicata nell'ambito della protezione catodica, una tecnica volta a proteggere una struttura metallica sottoposta a corrosione degli agenti naturali. Per farlo, la struttura viene resa più elettronegativa rispetto al potenziale di "libera corrosione", facendo passare una corrente nel metallo che si corrode, iniettando elettroni nel tubo del gas che vadano a compensare quelli persi durante il processo di naturale corrosione. Se questa condizione è verificata in tutti i punti del metallo a contatto con l'ambiente esterno, il fenomeno della corrosione si arresta o rallenta notevolmente.

La famiglia di prodotti GOLIAHxC si occupa di misurare e controllare questa corrente. Le feature principali sono:

- Monitoraggio 24h/24 con campionamento ad alta frequenza (1 al secondo);
- Misurazione precisa e puntuale del potenziale ON e del potenziale OFF su tutti i punti di misura;
- Misurazione del potenziale I_{Rfree} su coupon, fondamentale in zone soggette a correnti vaganti e su tutti i sistemi di protezione catodica in cui l'interruzione sincronizzata degli alimentatori di protezione catodica è complessa o impraticabile;
- Misurazione di segnali in corrente con derivazione su shunt e altre misure in tensione (corrente e tensione di uscita alimentatore, corrente nel drenaggio, ecc.);
- Elevata autonomia in campo sia con funzionamento a batteria che con alimentazione ausiliare per garantire il corretto funzionamento anche in caso di interruzione di corrente esterna;
- Monitoraggio in tempo reale sui dispositivi con alimentazione esterna.

Scheda di protezione: G4C-PRO-HYB

La scheda HYBRID (abbreviata HYB) si colloca in questi dispositivi con lo scopo di proteggere gli strumenti di misura da tensioni e correnti che possono provenire dall'ambiente esterno e andare a bruciare il lato analog front-end di misura della scheda G4C-PRO preservando il microcontrollore.

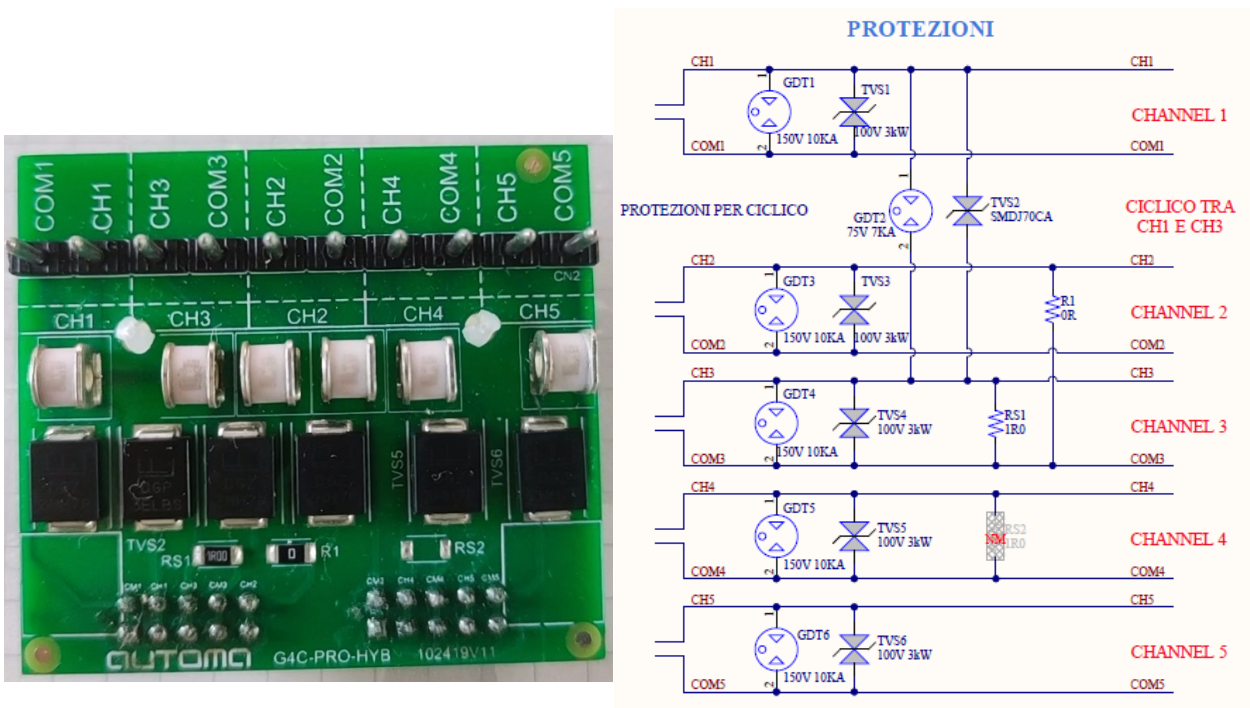


Figura 1: Scheda di protezione G4C-PRO-HYB con il relativo schematico

La scheda è basata su due componenti principali: Gas Discharge Tube o GDT, e Transient Voltage Suppression diode o TVS (in Figura 1, i GDT bianchi in alto e appena sotto i TVS neri). Entrambi sono componenti studiati per superare i transitori di tensione e corrente.

I primi cercano di dissipare i transitori di tensione attraverso un gas che è contenuto all'interno. Quando la tensione applicata ai capi sale oltre la tensione di breakdown una scintilla viene generata tra i due elettrodi posti a ravvicinata distanza, come in Figura 2. Il funzionamento è molto semplice ma segue l'andamento schematizzato in Figura 3.

Neon Argon gases

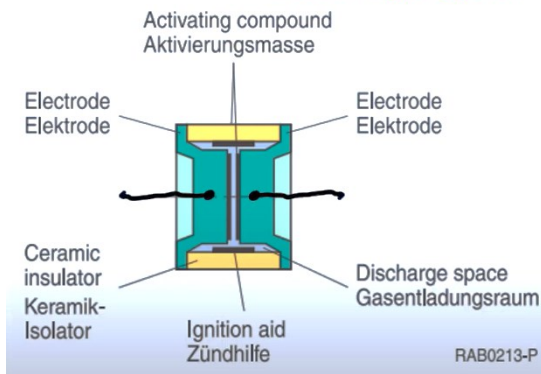


Figura 2: Sezione di un GDT

caratterizzato da tensioni ed energie differenti, bisogna dimensionare il GDT pensando di aumentare del 10/20% la sua tensione di breakdown prevista.

Il problema che si riscontra nei GDT è legato alla grande energia dissipata dagli archi elettrici, in quanto danneggiano gli elettrodi interni ed il gas nel tempo può “scaricarsi”. Per questo i GDT sono componenti che usurandosi nel tempo non riescono a mantenere sempre le stesse prestazioni. Il loro tempo di vita è di circa 3000 scariche (dipende dal modello) e superate queste il dispositivo non risponderà con la stessa velocità o esploderà spaccandosi al centro.

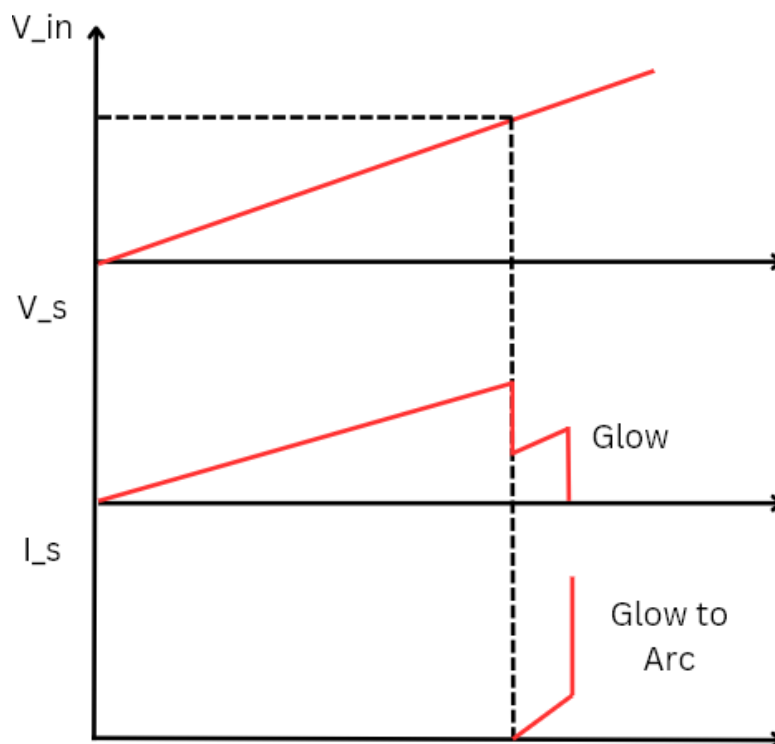


Figura 3: Tensione-corrente nel tempo di un GDT

Il TVS invece, ha un comportamento simile ad un diodo Zener dato che si porta in conduzione quando la tensione ai suoi terminali supera il valore per cui è progettato ma, a differenza di quest'ultimo, serve per proteggere i circuiti elettronici dai picchi di sovratensione transitori (spike, surge, burst).

Rispetto ad un diodo Zener, il TVS ha un tempo di intervento più rapido (spesso dell'ordine dei picosecondi) ma generalmente un tempo di riapertura, dopo che il transitorio di sovratensione è trascorso, molto più lungo.

Purtroppo, la vita di questo componente è ridotta a causa delle potenze a cui è sottoposto. Infatti, gli spike di corrente e

tensione ne degradano lentamente la giunzione facendo diminuire la sua risposta fino all'autodistruzione, Figura 4.

In caso di surge più elevati del previsto o di surge ripetitivi che hanno inficiato troppo i componenti il rischio di esplosione è elevato. In Figura 5 si può osservare una scheda RMU-SAFE sottoposta sul campo ad impulsi di corrente/tensione molto elevati, che la hanno completamente distrutta, facendo scoppiare i TVS. Questa scheda ha lo stesso schema elettrico della G4C-PRO-HYB ma dimensionata per tensioni di breakdown più elevate.

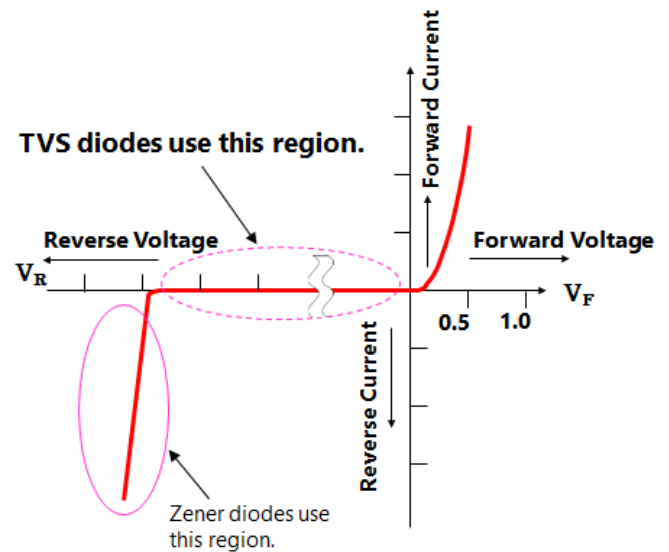


Figura 4: Caratteristica tensione-corrente dei TVS

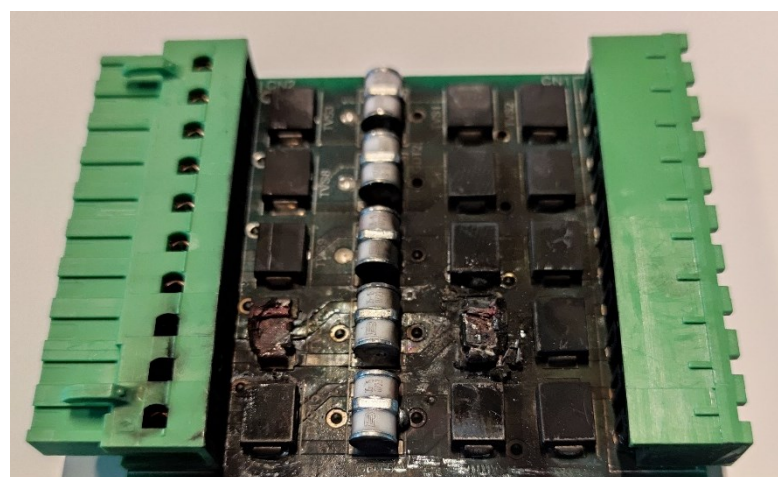


Figura 5: RMU-SAFE esploso proteggendo la macchina a valle

Surge

I fenomeni di sovratensione di cui abbiamo parlato finora avvengono quando una qualsiasi tensione tra una fase dei conduttori e la terra o tra le fasi dei conduttori raggiungono dei picchi che corrispondono ai valori di specifica dei vari componenti.

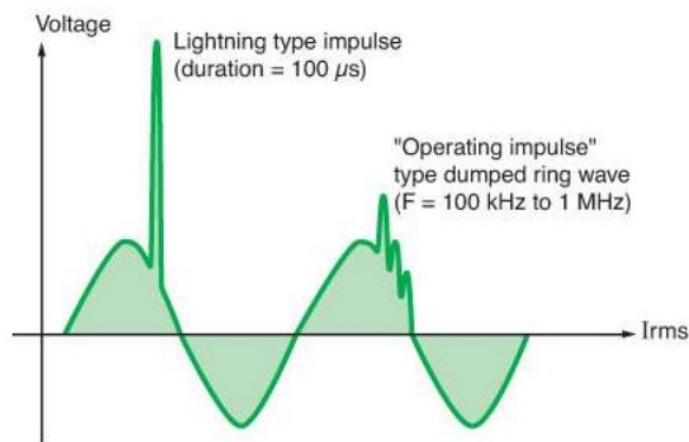


Figura 6: Effetti di sovratensione sulla tensione di rete

Gli standard raggruppano i vari spike di corrente in tre macrocategorie, visibili in Figura 6:

- Surge: Si tratta di transitori ad alta energia che compaiono sulle porte dei dispositivi elettronici e che vengono generati a seguito di sovratensioni da fulmini nelle vicinanze, sbalzi di tensione elevati nei dintorni del sistema o da disturbi di alimentazione come la scarica di banchi di condensatori.
- ESD: Scarica elettrostatica (electrostatic discharge) è un fenomeno di sovratensione che avviene quando una persona accumula su di sé cariche elettrostatiche che in condizioni di materiale altamente isolante e con una bassa umidità relativa, possono arrivare fino a 25 kV. A quel punto quando il corpo tocca qualsiasi dispositivo o componente elettronico, questa tensione si scarica e potrebbe causare interruzioni o danni ai dispositivi.

- EFT: electrical fast transients (transitori elettrici veloci), avvengono quando un circuito viene spento, e la corrente che scorre attraverso l'interruttore viene interrotta istantaneamente. Ciò provoca un arco elettrico che rompe il dielettrico tra i contatti dello switch e la corrente scorre di nuovo, di conseguenza la tensione scende dando come effetto un temporaneo ricollegamento degli elettrodi del pulsante. Queste scariche caratteristiche possono causare danni a un dispositivo nelle vicinanze.

Nel nostro caso siamo interessati al primo tipo di transitorio elettrico, ovvero i surge. Lo standard IEC 61000-4-5 raggruppa due tipologie di impulsi in base all'energia trasportata.

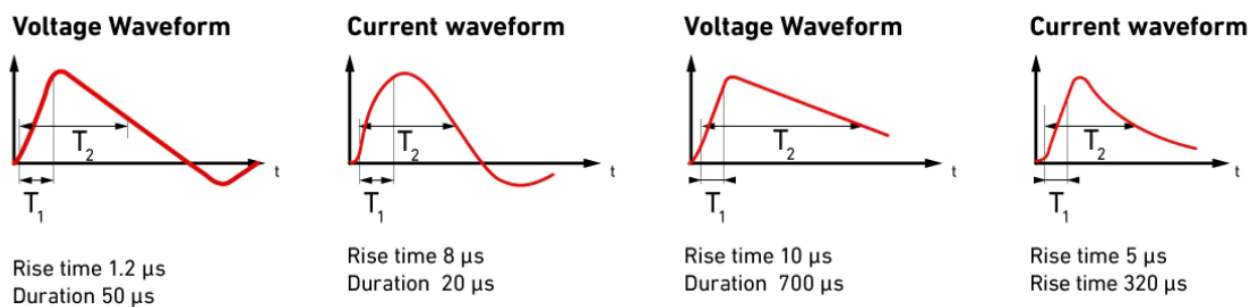


Figura 7: Tipologie di impulsi previste per lo standard IEC 61000-4-5

Il primo gruppo, visibile in Figura 7, standardizza le forme d'onda di corrente e tensione di picco richieste per i test di laboratorio, dove l'impulso "1,2/50 μs - 8/20 μs " è la forma d'onda di picco utilizzata più frequentemente. Queste forme d'onda sono quelle che vengono utilizzate per valutare i dispositivi di soppressione del transitorio o SPD nel quale rientrano i TVS, i GDT e i varistori a ossido di metallo (MOV).

Il secondo gruppo standardizza le forme d'onda di impulsi con durata 5/320 μs per caratterizzare le onde di corrente e 10/700 μs per le onde in tensione, generate da un impatto diretto con un fulmine su dispositivi di telecomunicazione, causandone la distruzione, senza avere modo di proteggerli.

Nel nostro progetto cercheremo di creare un dispositivo che conti tutte le tipologie di impulsi, anticipando l'intervento dei componenti SPD.

I dispositivi di protezione da surge (SPD)

Per prevenire i disastrosi effetti dei surge sui dispositivi elettronici vengono usati gli SPD, componenti elettronici che proteggono il sistema. Questi dispositivi vengono collegati in parallelo all'ingresso, in modo da dissipare più energia possibile, facendo in modo di chiudere su sé stessa la linea di alimentazione, escludendo il carico.

Ogni dispositivo ha caratteristiche differenti e viene utilizzato in maniera diversa in base al grado di protezione che si vuole raggiungere con il suo inserimento nel circuito.

Alcuni esempi di SPD sono: i GDT (gas discharge tube), che dissipano la corrente tramite una scarica elettrica tra due elettrodi, i MOV (metal-oxide varistor), la cui resistenza si abbassa proporzionalmente all'aumento di tensione ai capi, i diodi Zener che superata la tensione di breakdown, lasciano fluire la corrente.

Lo scopo di questi dispositivi, visibili in Figura 8, è quello di dissipare su di essi quanta più energia possibile, in modo da salvaguardare i componenti che si trovano a valle.

Component	Gas Discharge Tube (GDT)	Encapsulated spark gap	Zinc oxide varistor	GDT and varistor in series	Encapsulated spark gap and varistor in parallel
Characteristics					
Operating mode	Voltage switching	Voltage switching	Voltage limiting	Voltage-switching and -limiting in series	Voltage-switching and -limiting in parallel
Operating curves					
Application	<ul style="list-style-type: none"> ■ Telecom network ■ LV network (associated with varistor) 	LV network	LV network	LV network	LV network
SPD Type	Type 2	Type 1	Type 1 ou Type 2	Type 1+ Type 2	Type 1+ Type 2

Figura 8: Tipologie di SPD

Le caratteristiche degli SPD per la protezione dei dispositivi vengono studiate in base al circuito in cui vanno inseriti, così da offrire il massimo grado di protezione.

Per dimensionarli in maniera corretta vanno considerate le seguenti grandezze:

- Nominal System Voltage: deve corrispondere alla tensione del sistema di rete da proteggere.
- MCOV – La tensione operativa continua massima (Maximum Constant Operative Voltage), questa è la tensione massima consentita prima che il dispositivo inizi a bloccarsi. Tipicamente il 15 – 25% in più rispetto alla tensione nominale del sistema.
- Nominal Discharge Current – Il valore di picco della corrente che attraversa l'SPD con una forma d'onda 8 – 20 μ s in cui il dispositivo è ancora funzionante dopo 15 picchi. Il produttore sceglie quale livello testare: 5 kA, 10 kA, 20 kA.

Alcune di queste caratteristiche sono intrinseche della costruzione e tipologia del dispositivo, come il tempo di risposta e il tempo di vita o life-time, che indicano la velocità di intervento e la loro durata totale quando sottoposti a continue scariche. Come abbiamo accennato precedentemente, gli SPD non sono eterni, stando a contatto con energie molto elevate vengono danneggiati ogni volta che devono sostenere un surge. Questo può essere visto facilmente nei GDT che dopo poche scariche esauriscono la loro funzione, non riuscendo più a ionizzare il gas che è all'interno. Nella sono riassunte alcune caratteristiche:

Tabella 1: caratteristiche degli SPD

Tipologia	Caratteristica in corrente	Lifetime – Per impulsi 8/20 μ s	Tempo di risposta	Corrente di leakage
TVS diode	Up to 15kA	Non definibile	Circa 1ps	1 μ A
MOV	Up to 70kA	1000 surge	Circa 1ns	10 μ A
Zener diode	50A	Infiniti se sotto i 50A	< 1 μ s	10 μ A
GDT	> 20kA	20-1000 surge	< 5 μ s	< 1nA

Ogni dispositivo ha anche una caratteristica che ne descrive il comportamento in caso di esplosione o danneggiamento. Capire se un SPD in casi estremi diventi un corto-circuito o un circuito aperto è importante per aggiungere componenti (fusibili, interruttori meccanici di sicurezza, ecc.) allo schematico degli accorgimenti nel caso si verificano queste condizioni.

Per analizzarne un esempio prendiamo in considerazione i GDT e i TVS:

- I TVS hanno una giunzione PN che dipende dalla temperatura. Se questa sale più di quanto è stato progettato a sopportare, si fonde e l'SPD diventa un corto fino a quando la corrente che ci passa attraverso non sale così tanto da far esplodere letteralmente il componente, portando via anche parte delle tracce del dispositivo sui cui è saldato (fenomeno del popping, Figura 9)
- I GDT sono costituiti da due lamelle molto vicine che non si toccano, immerse in un gas che viene ionizzato. Quando arriva alla fine del suo ciclo vitale il GDT rimarrà un circuito aperto, le lamelle si saranno danneggiate nel tempo e la loro conduzione sarà compromessa.

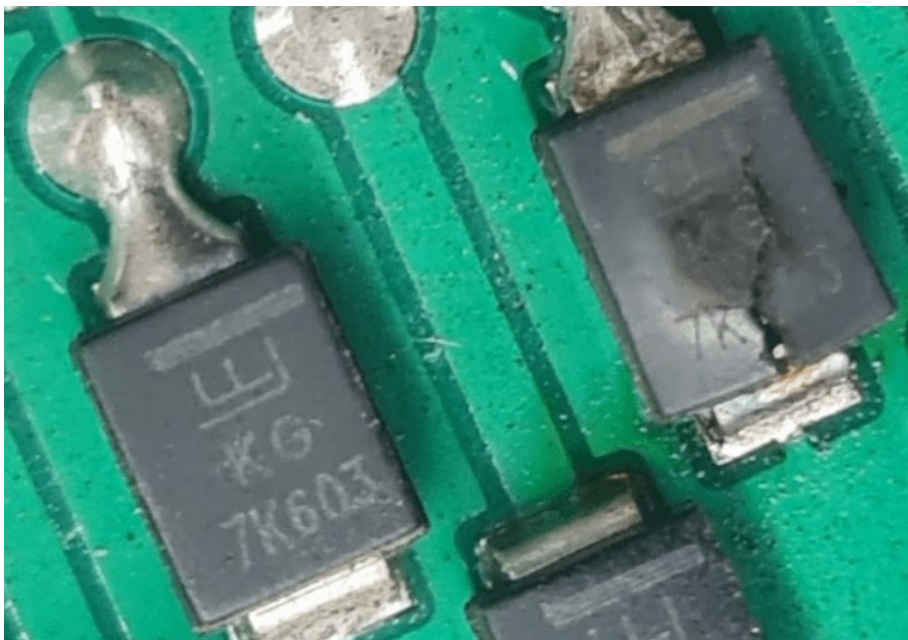


Figura 9: TVS nella condizione di popping

Generatore di surge

Per testare i circuiti creati con questi dispositivi e vederne la risposta, è possibile generare questi impulsi con un sistema di resistenze che modella la carica e la scarica di un condensatore.

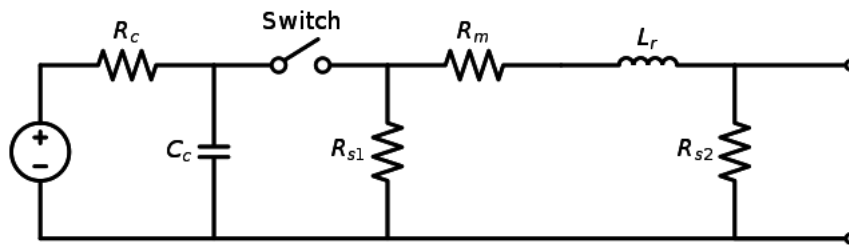


Figura 10: Generatore d'impulsi 1.2/50us in tensione e 8/20us in corrente

Il generatore di onde combinate, Figura 10, è essenzialmente un circuito a scarica di condensatori la cui tensione è dovuta alla tensione in ingresso, mentre la corrente è data dalla corrente in uscita dal condensatore. Infatti, più condensatori aggiungeremo in parallelo più corrente avremo in uscita.

All'inizio quando l'interruttore è aperto, una sorgente ad alta tensione (High Voltage source o HV), carica il condensatore attraverso un resistore che ne limita la corrente. Quando il condensatore è carico, l'interruttore viene chiuso e il condensatore si scarica velocemente sul carico attraverso la rete che ne modella l'impulso, che consiste in un induttore che modifica il tempo di salita e due resistori che invece limitano il tempo dell'impulso.

Può essere creato un circuito anche per le altre due tipologie di impulso di durata 5/320 μ s in corrente e 10/700 μ s in tensione, sfruttando sempre lo stesso principio della carica e scarica di un condensatore, Figura 11.

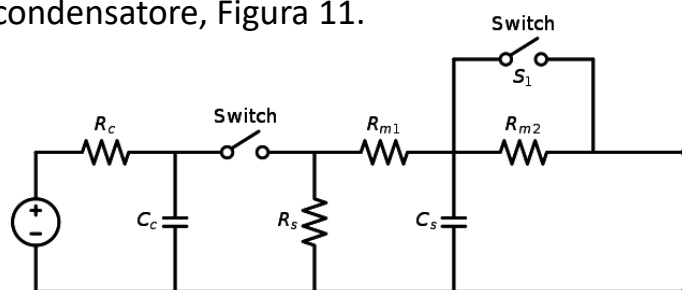


Figura 11: Generatore di onde combinate 10/700-5/320 μ s

Simulazione dei surge con LTspice

Per simulare il funzionamento di questi generatori è possibile utilizzare LTspice, un software per la simulazione di circuiti elettronici analogici prodotto da Analog Devices.

LTspice è un aiuto in più per capire il comportamento del circuito nel transitorio, usato spesso nel corso della tesi come oscilloscopio, principalmente per testare preventivamente i circuiti creati.

Un esempio di surge generator è quello visibile in Figura 12, che sfrutta i circuiti previsti dallo standard per rappresentare una forma d'onda in corrente $8\mu\text{s}/20\mu\text{s}$.

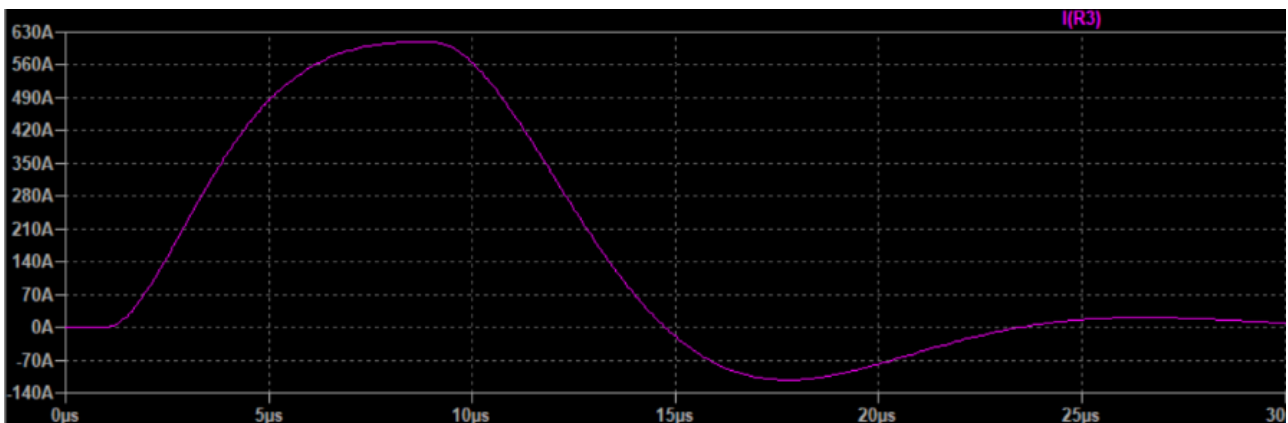
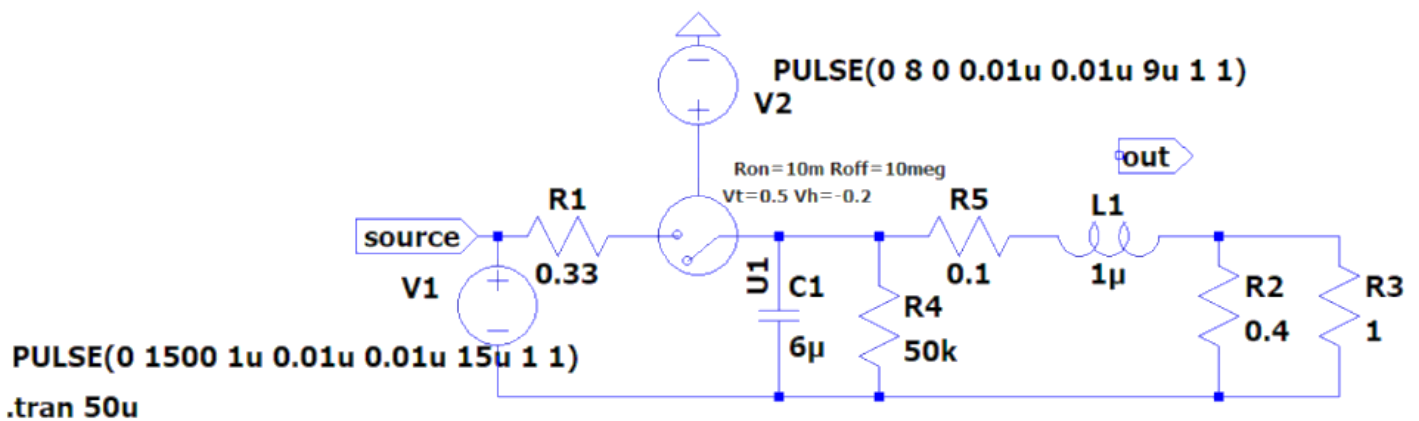


Figura 12: Schematico LTspice per generare un impulso $8/20\mu\text{s}$ e il relativo grafico

Flyback transformer per surge generator

Questi circuiti richiedono alimentazione con tensioni molto alte per riuscire a testare impulsi di altrettanta ampiezza. Per questo motivo bisogna sfruttare i trasformatori flyback, Figura 13.

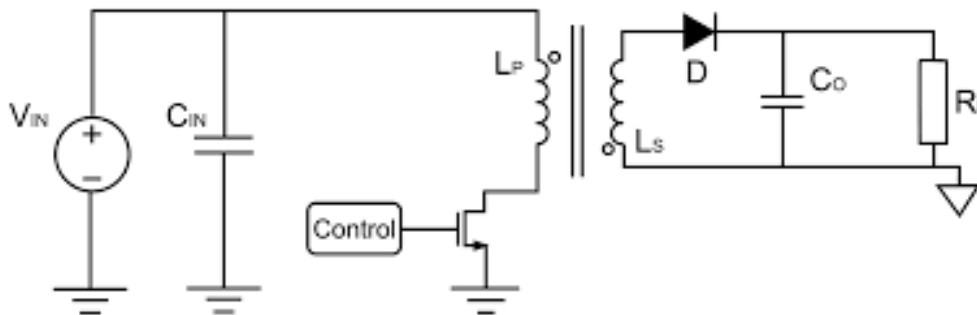


Figura 13: convertitore flyback

I convertitori flyback derivano da convertitori buck-boost, accoppiando un secondo avvolgimento all'induttore, ottenendo isolamento galvanico.

Quando il MOSFET, considerato come interruttore, è chiuso, in conseguenza delle polarità dell'avvolgimento, il diodo D è polarizzato inversamente. Il funzionamento prevede di non smagnetizzare completamente il nucleo dell'induttore, mandandolo in conduzione prima che si scarichi. Al tempo t_{on} l'interruttore viene aperto e l'energia immagazzinata nel nucleo causa la circolazione della corrente nell'avvolgimento secondario attraverso il diodo.

Una configurazione alternativa prevede l'utilizzo di due transistor. Questa ha il vantaggio di avere una tensione nominale dei due interruttori che è la metà della versione a singolo transistor.

Per raggiungere elevati livelli di potenza è possibile usare due o più flyback in parallelo, dando nuove caratteristiche al circuito come: aumento dell'affidabilità del sistema data la ridondanza di componenti, aumento della frequenza effettiva di commutazione, e dunque diminuzione delle pulsazioni della corrente in ingresso ed in uscita.

Studio della circuiteria

Una volta viste queste premesse possiamo capire in che ambiente lavoreremo. L'idea è quella di contare quante volte un surge di tensione arriva alla scheda HYBRID che protegge la G4C-PRO, in modo da poter intervenire tempestivamente nel caso sia necessaria una sostituzione della scheda di protezione. Ci colleghiamo quindi in parallelo ai canali CH e COM (ne analizziamo uno solo su cinque per poi replicarli per tutti) e in parallelo ai dispositivi TVS e GDT già installati sulla scheda.

La difficoltà sta nel dimensionamento dei componenti così che possano sostenere determinate tensioni e correnti.

Gli elementi fondamentali di cui tener conto nella progettazione del circuito sono:

1. La scheda di protezione HYB deve accogliere anche il circuito di counting, per questo deve rimanere isolato da tutto il resto, sfruttando dei foto-accoppiatori o relè a stato solido;
2. Se va portata l'alimentazione, anch'essa deve essere isolata per evitare che i disturbi possano bypassare gli SPD;
3. La circuiteria aggiuntiva deve consumare il meno possibile, in modo da non influire sulle misure di routine;
4. I componenti scelti devono essere in grado di dissipare potenze elevate;
5. Lo spazio dedicato è solo quello sul retro della HYB;
6. Gli impulsi che arrivano alla scheda sono potenzialmente bidirezionali, quindi il circuito deve funzionare sia tra CH e COM che tra COM e CH;
7. Il circuito deve intervenire prima della tensione di intervento del TVS in un range che va tra i 100V e i 300V;
8. Costo totale dei componenti.

Il punto 7 è molto importante perché definisce anche le caratteristiche di tensione che i componenti che inseriremo dovranno sostenere. Lo scopo del nostro circuito infatti non è quello di sostenere l'intero impulso ma di rilevare un aumento di tensione anomalo e lasciare la dissipazione dell'energia del surge ai componenti SPD che sono sulla HYB.

Il componente che ci dà il limite superiore e inferiore è quello che interviene per primo, ovvero il TVS.

I suddetti limiti sono rilevabili da test precedentemente effettuati in laboratorio, con impulsi del tipo $8/20\mu s$. Con tensioni di circa 1500V, il TVS effettua il clamp della tensione a circa 320V. La tensione minima di intervento è invece 120V. Quindi il circuito che inseriremo ha un range di lavoro compreso tra i 120V e i 300V, lasciando un margine di 200V.

A questo punto possiamo dimensionare gli altri componenti. Nella trattazione considereremo, per semplicità, solo un canale su cinque, Figura 14. Quindi tutti i circuiti saranno poi da applicare sull'intera scheda, semplicemente replicando in parallelo a tutti i canali la soluzione sviluppata.

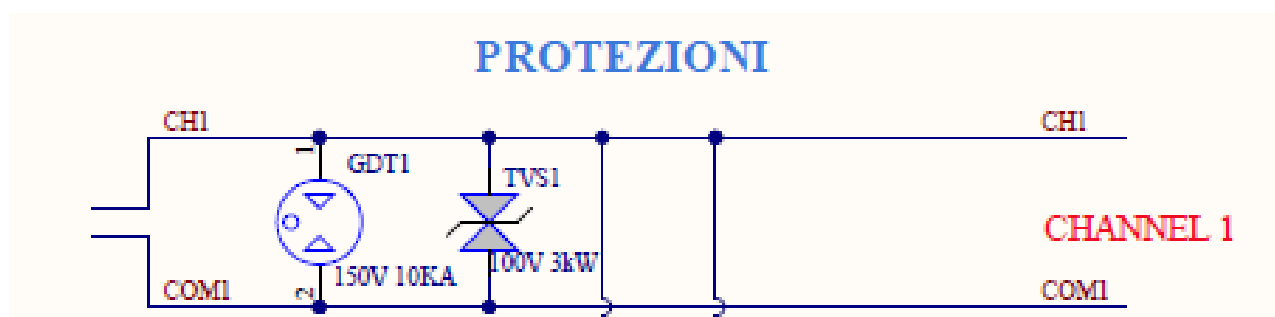


Figura 14: schematico di un solo canale della HYB

Come proteggere il foto-accoppiatore

Abbiamo già detto che la scheda deve essere isolata da tutto il resto, per evitare che i surge provenienti dall'esterno possano trovare qualche via facilitata per arrivare alla motherboard G4C-PRO. Per fare questo useremo dei foto-accoppiatori o relè allo stato solido, che funzionano esattamente come i loro fratelli, ma sono generalmente più piccoli, utili se abbiamo poco spazio come nel nostro caso.

Il foto-accoppiatore che andremo ad utilizzare funziona fondamentalmente come un interruttore, collegando due circuiti che devono rimanere isolati sulla PCB.

Quando viene applicata una corrente al foto-accoppiatore che rispetti le specifiche, il LED a infrarossi emette una luce proporzionale ad essa, che ecciterà il gate di un dispositivo fotosensibile presente dall'altro lato. Quest'ultimo entrerà in conduzione come farebbe un normale transistor.

Quando la corrente smette di fluire attraverso il LED, anche il dispositivo fotosensibile smette di condurre e si spegne. Tutta questo avviene attraverso uno spazio vuoto di vetro, plastica o aria, che ne garantisce l'isolamento, dato che siamo in assenza di parti elettriche tra il LED ed il dispositivo fotosensibile.

Per il nostro circuito il componente preso in esame è AQY214S, che è monodirezionale; quindi, se necessario, ne useremo due in antiparallelo. In alternativa esistono modelli simili con due led in antiparallelo nello stesso package.

Le caratteristiche del AQY214S sono visibili nella Tabella 2:

Tabella 2: caratteristiche dei componenti utilizzati

LED operate current (I_{Fon})	Typical	0.9mA
	maximum	3mA
LED turn off current (I_{Foff})	maximum	0.4mA
	Typical	0.85mA
Absolute maximum	current	50mA
Power dissipation	Typical	75mW
I/O isolation voltage	V_{iso}	$1500V_{rms}$
LED dropout voltage	Typical	1.25V
	maximum	1.5V
LED working current	min	5mA
	max	30mA

L'isolamento garantito da questo componente è di 1500V, perfetto per il nostro studio. La difficoltà sarà quella di abbassare la tensione ai suoi capi a circa 1.25V e la corrente che passerà attraverso di esso non dovrà superare i 30mA, corrispondente alla corrente di lavoro del led (LED working current).

Avendo queste caratteristiche in mente, vogliamo dimensionare la resistenza in modo da proteggere il diodo LED del foto-acoppiatore, come nel circuito in Figura 15:

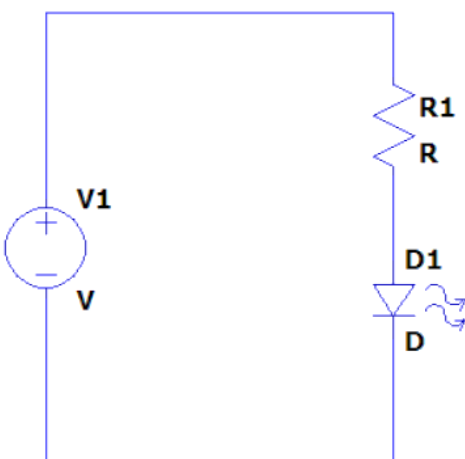


Figura 15: circuito di riferimento

$$V_{ab} = I_D R_{eq}$$

$$V_1 - V_{R1} - V_{D1} = 0$$

$$V_{R1} = V_1 - V_{D1}$$

La tensione massima che potrebbe arrivare sul LED in assenza di una resistenza è di 320V, dato che i TVS situati sulla HYB hanno quella tensione massima di intervento, quindi:

$$V_{R1} = V_1 - V_{D1} = 320V - 1.25V = 318.75V$$
$$R_1^{min} = \frac{V_{R1}}{I_{D1}^{max}} = \frac{318.75V}{30mA} = 10.625k\Omega \cong 10k\Omega$$

In questo modo la corrente massima che può scorrere sul LED è di 30mA, con una potenza dissipata sulla resistenza pari a:

$$P_R = V * I = R * I * I = R * I^2 = 10k\Omega * (30mA)^2 = 9W$$

Quindi avremo bisogno di una resistenza che supporti 9W, o più resistenze in serie la cui somma sia sempre 10 kΩ ma che dissipino ognuna 9W diviso il numero di resistenze (se queste sono uguali tra loro, per esempio 10 resistenze da 1kΩ dissiperebbero ognuna 1/10 di potenza dei 9W).

Costruzione del circuito

L'idea perseguita nella costruzione del circuito si basa sull'attivazione di un interruttore solo quando si verifica un fenomeno di surge. Quando lo switch è aperto non permette alla corrente di accendere il LED, quando invece arriva il surge viene confermata una condizione di verifica che attiva l'interruttore e fa passare corrente sul LED.

Il primo circuito sviluppato usava un SCR ed un diodo Zener, sfruttando il primo come interruttore e il secondo come regolatore della soglia di tensione.

Per capirne il funzionamento analizziamo il comportamento di ogni componente.

Il diodo Zener è un tipo speciale di diodo progettato per consentire alla corrente di fluire in polarità inversa quando viene raggiunta una determinata tensione inversa ai capi del diodo, Figura 16.

Vengono utilizzati spesso per fornire tensioni di riferimento per i circuiti, in particolare per gli alimentatori stabilizzati. o per proteggere i circuiti dalle sovratensioni, in particolare dalle scariche elettrostatiche.

Un diodo Zener consente il passaggio di corrente significativa se è polarizzato inversamente al di sopra della sua tensione di reverse breakdown. Quando questa viene superata, il diodo entrerà in conduzione. Bisogna però tenere sotto controllo la corrente, altrimenti potrebbe essere così elevata da fondere la giunzione PN.

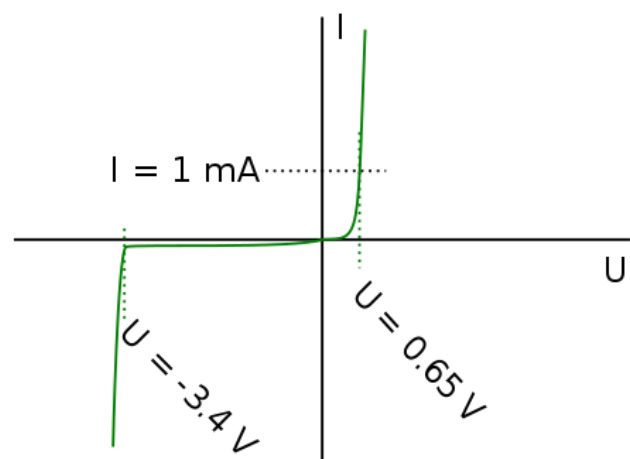


Figura 16: caratteristica I-V di un diodo Zener

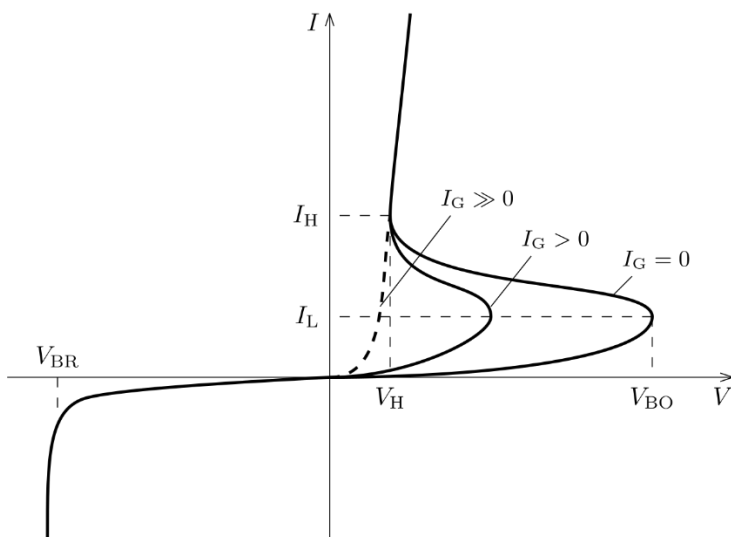


Figura 17: caratteristiche I/V di un tiristore

Il secondo componente invece è il tiristore. Questo dispositivo necessita di una piccola corrente di gate per permettere il passaggio di una elevata corrente tra anodo e catodo. Il tiristore continua a condurre finché la tensione ai capi del dispositivo non viene polarizzata inversamente o viene rimossa. Il problema principale di questo dispositivo

è che una volta acceso, rimane nello stato ON fino a quando la corrente anodica supera la corrente di mantenimento (I_H , Figura 17). Perciò, fino a quando la corrente anodica non scende al di sotto di I_H , il dispositivo non si spegnerà continuando a condurre.

Uno dei metodi per spegnerlo è quello di utilizzare un circuito esterno che polarizzi negativamente l'anodo.

Un altro problema che si verifica durante lo spegnimento è che una volta che la corrente anodica scende al di sotto della corrente I_H , sarà necessario un periodo di stasi prima che l'anodo possa essere polarizzato positivamente, chiamato "tempo di spegnimento". Se anche una piccola corrente dovesse nuovamente scorrere in questo periodo, il tiristore si auto-innescherà utilizzando i portatori che sono ancora nella giunzione e che non si sono ancora ricombinati per riportarsi allo stato ON.

Per ovviare a tutti questi problemi si utilizzano dei circuiti di commutazione che sono divisi in classi. Queste sono spiegate meglio in Appendice A1.

Osservando i circuiti di commutazione identifichiamo con V_{dc} la tensione tra CH e COM e con R_L la resistenza serie tra R_2 e quella del diodo del foto-accoppiatore.

La classe E è sicuramente da scartare, dato l'utilizzo di un generatore di impulsi. Le altre classi invece sono tutte potenzialmente utilizzabili.

Le prime due classi (A e B), usano un circuito risonante L e C per togliere le cariche dall' SCR fino ad esaurimento. È da preferire la classe B perché non va ad influire sul carico, rimanendo in parallelo al tiristore, Figura 18.

La classe C e D invece usano tiristori aggiuntivi per spegnere il tiristore principale. Essendo costosi e ingombranti queste opzioni sono state scartate.

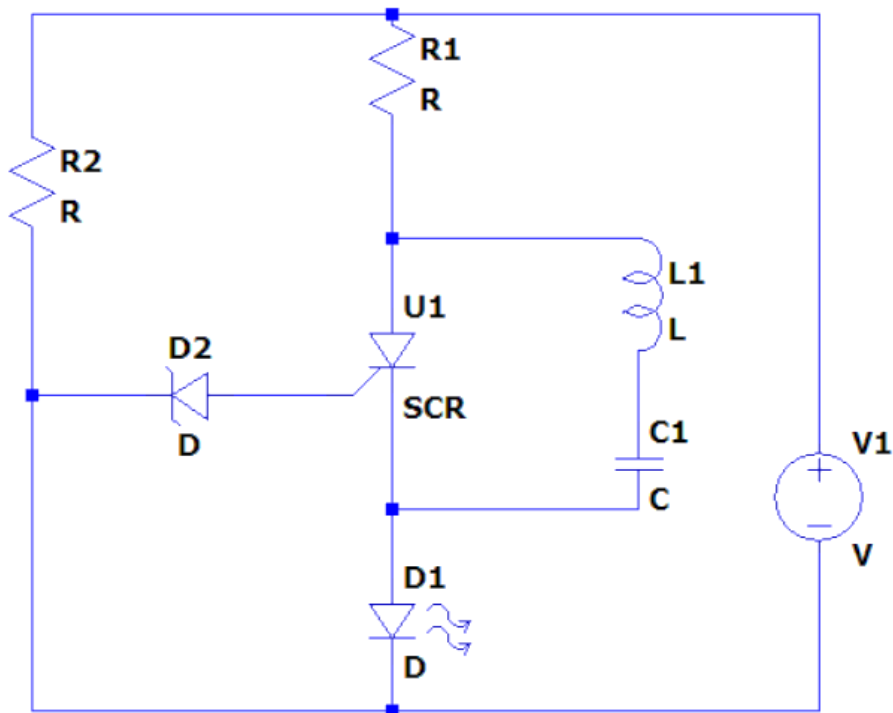


Figura 18: circuito proposto con un circuito di commutazione di classe B

Una criticità associata a questa ipotesi progettuale è legata all'uso dell' SCR come switch, in quanto risulta troppo lento nello spegnimento e comporta l' utilizzo di componenti aggiuntivi quali gli induttori, che potrebbero portare alla creazione di campi magnetici parassiti. Quindi si rende necessario sostituire lo switch.

Purtroppo, anche il diodo Zener non può essere utilizzato in questa tipologia di circuito. La risposta sarebbe troppo lenta e con impulsi veloci si perderebbe il conteggio prima che lo Zener vada in conduzione. Infatti, questo dispositivo ha una curva simile ad un TVS ma leggermente differente.

Sebbene sembrano simili, osservando attentamente le caratteristiche I-V nella Figura 19 curve IV di uno Zener e di un TVS, si nota immediatamente che il diodo Zener ha una curva (in blu) molto più pronunciata con una pendenza più ripida ed una tolleranza di tensione più stretta (regione ombreggiata) rispetto a un dispositivo TVS.

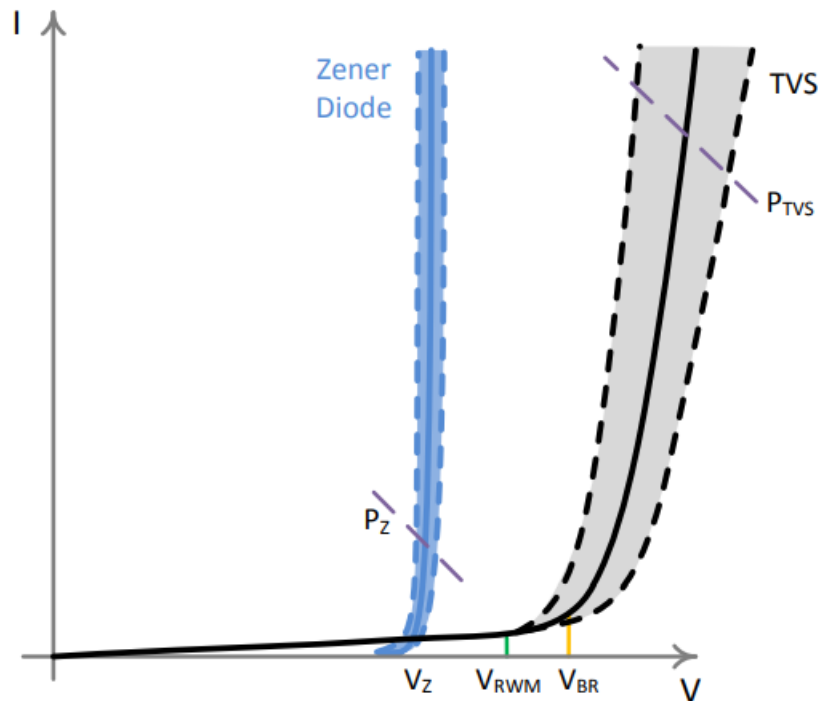


Figura 19: curve IV di uno Zener e di un TVS

Queste differenze derivano proprio dalla costruzione e dall'ottimizzazione effettuata in fase di progetto del diodo stesso. Infatti, lo scopo di un diodo Zener è fornire un clamp per la tensione molto precisa soprattutto in circuiti di segnale. Spesso vengono usati come regolatori per ottenere una tensione stabile o come riferimenti di tensione, facendoli attraversare da una corrente costante nel tempo e per periodi di tempo più lunghi rispetto ad un TVS, che invece, è stato creato per gestire l'energia proveniente da surge transitori.

Quindi il dispositivo TVS è progettato per assorbire una grande quantità di energia in un tempo molto breve, come nel caso delle correnti e tensioni di picco che possono essere molto grandi, ma non è adatto per il funzionamento con corrente e tensione costante. La precisione di un TVS è quindi meno importante della precisione di un diodo Zener.

Per questo motivo il diodo Zener non può essere utilizzato in un circuito del genere.

Quindi sostituiamo il diodo Zener con un TVS e usiamo un TRIAC come switch invece di un SCR.

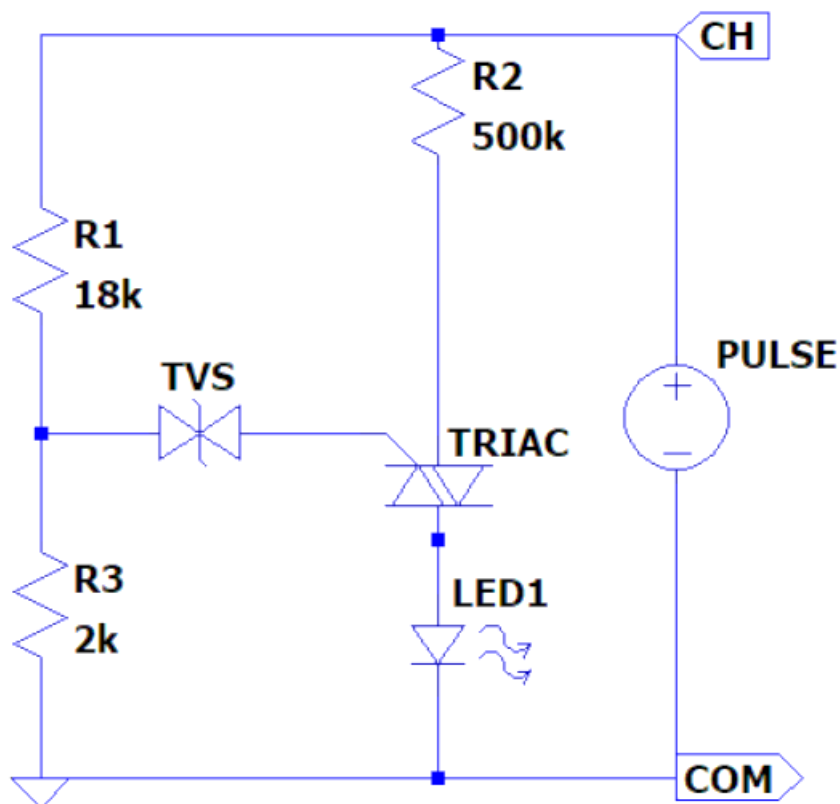


Figura 20: riprogetto la circuiteria

Il circuito, quindi, diventa quello della Figura 20, dove il TRIAC si accende solo quando la tensione supera i 120V. Questo è reso possibile dalla presenza del TVS che permette ad una piccola corrente di passare sul gate del TRIAC.

Vediamo nel dettaglio il funzionamento dei componenti appena nominati.

Il TVS è un componente passivo volto a dissipare i fenomeni di surge che si potrebbero presentare sul circuito, deviando la corrente in eccesso su sé stesso. Quando non conduce il TVS è simile ad un resistore con valore molto elevato, tanto da essere approssimabile ad un circuito aperto, ma quando la tensione ai suoi capi supera la tensione di breakdown, l'effetto valanga nella giunzione garantisce un'alta conduzione elettrica con un valore

ohmico prossimo allo zero. Una volta passata la sovratensione, si ripristina automaticamente, tornando allo stato di circuito aperto.

Il TVS può essere unidirezionale o bidirezionale. Un dispositivo unidirezionale funziona solo per tensioni positive, al contrario quello bi-direzionale è utilizzato per dissipare anche tensioni opposte. In pratica un TVS bidirezionale è rappresentato da due diodi in antiparallelo.

Questi componenti possono essere posti in serie o in parallelo al circuito da proteggere e sono i dispositivi SPD più veloci della categoria. Il clamp avviene nell'ordine dei picosecondi, ma in un circuito reale l'induttanza dei fili porta ad una dilatazione delle tempistiche di attivazione.

Una caratteristica dimensionale da considerare nei TVS è la potenza che questi possono dissipare, calcolata tramite la forma d'onda di un impulso con tempo di salita di $10\mu s$ ed una discesa con tempistica di $1000\mu s$.

Quando si hanno delle potenze in gioco che superano le potenze previste su di un singolo TVS è possibile (con le opportune cautele) configurare due o più TVS in parallelo. In questa configurazione, forniranno la stessa risposta in tensione come se fosse una singola unità ma la potenza sarà dissipata su un numero più elevato di componenti. Come contro però la corrente di leakage aumenterà in proporzione al numero di unità in parallelo. Il requisito fondamentale per poterli sfruttare in parallelo è che abbiano la stessa tensione di intervento in modo da distribuire equamente la corrente.

Il secondo dispositivo utilizzato in questo circuito è il TRIAC, ovvero un SCR che è

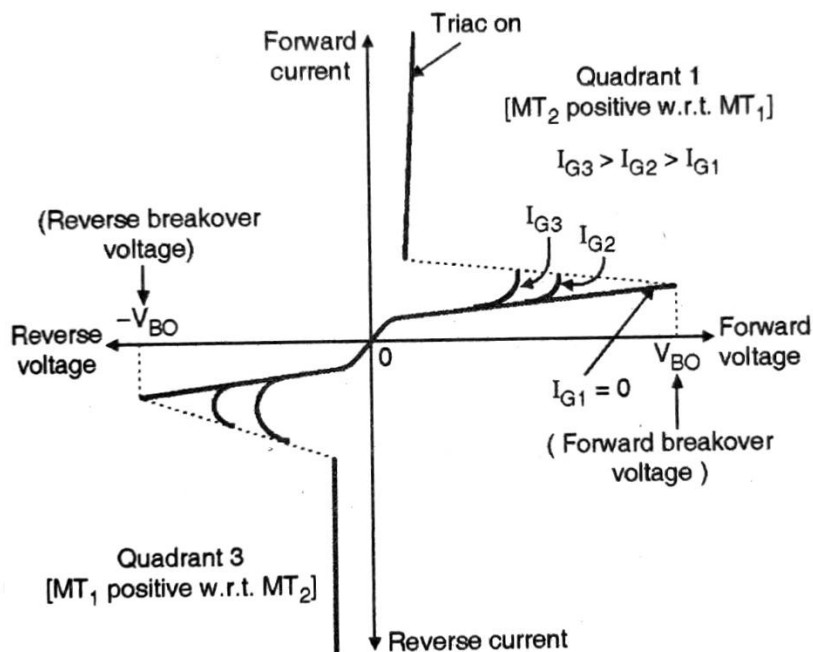


Figura 21: caratteristica I-V di un TRIAC

facilmente controllabile tramite un impulso dato sul GATE. Un grande vantaggio del TRIAC è la sua funzione nativa di bi-direzionalità. Una volta attivati, gli SCR e i TRIAC continuano a condurre, anche se la corrente di gate cessa, finché la corrente principale non scende al di sotto di un certo livello

chiamato corrente di holding.

Il vero problema di questi dispositivi è proprio cercare di far cessare la corrente che li attraversa. Una tecnica è quella di applicare al gate una tensione negativa per prelevare i portatori e spegnere forzatamente il TRIAC. Nel circuito proposto lo spegnimento sarà garantito da correnti molto basse che verranno dissipate dalla resistenza.

Tornando al progetto e applicando questi componenti nel circuito di counting quello che si ottiene è l'attivazione del dispositivo di potenza solo quando uno spike di tensione arriva ai capi di CH e COM. Ipotizziamo una tensione di lavoro massima di 120V. Qualsiasi tensione superiore sarà considerata uno spike. Nel caso se ne verifici uno, la tensione ai capi del TVS supererà la tensione di breakdown, il componente diventerà così un corto ed inizierà a far scorrere una corrente sul gate del TRIAC, che si accenderà e permetterà alla corrente di scorrere sul foto-accoppiatore che è protetto da una resistenza. Questa resistenza spegnerà il TRIAC finito l'impulso facendo scendere il valore della corrente oltre quello di holding.

Dall'altro lato del foto-accoppiatore sarà collegata l'MCU della scheda G4C-PRO. Appena una corrente verrà generata si potrà contare così lo spike. Per avere la giusta tensione ai

capi del TVS usiamo un partitore di tensione creato tramite le resistenze R_1 e R_2 che forniscono la tensione di riferimento al TVS.

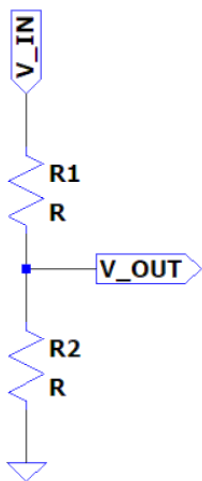
Un punto importante da capire è che il TVS collegato sul gate del TRIAC non è flottante poiché il gate del TRIAC influenza la corrente anodica ed essendoci una corrente di leakage che passa sul TRIAC il potenziale nel punto a destra del TVS, è prossima allo zero ma non nulla. Questo fa sì che la differenza di potenziale ai capi del TVS sia diversa da zero e di circa 120V quando vi è una sovratensione.

Dimensionamento

Per dimensionare il circuito, lo dividiamo in due parti considerando il TRIAC ed il TVS ideali. La prima parte è quella che protegge il foto-accoppiatore che abbiamo già affrontato nel paragrafo precedente mentre la seconda parte gestisce la tensione di reference per il TVS. Dobbiamo tenere presente alcuni valori di questi componenti dati dai datasheet di quelli selezionati:

1. TRIAC BT136S-600D,118
 - a. holding current $I_H = da\ 1.2\ a\ 10mA$
 - b. gate trigger current $I_{GT} = 5mA\ max$
 - c. off state voltage 600V
2. OPTOISOLATOR: AQY214S
 - a. LED Trigger Current $I_{FT} = 15mA\ max$
 - b. Minimum current $850\mu A$
 - c. Input Forward Voltage 1.2V
3. TVS SMDJ100CA
 - a. Clamping voltage 100V

Tensione di Riferimento per il TVS



Abbiamo bisogno di generare una tensione di riferimento in modo che la V_{out} sia sufficiente ad attivare il TVS, che ha una tensione di clamp in un range di $120V - 320V$, in relazione all'energia portata dall'impulso. C'è quindi bisogno di un partitore di tensione con un rapporto tra le resistenze che vale:

$$V_{out} = \frac{V_{in}R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \rightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{in}}{V_{out}} - 1$$

Figura 22: partitore di tensione

Per dimensionare le resistenze pensiamo che sulla linea CH e COM ci sia una differenza di potenziale di almeno $100V$ quando non si verificano transitori. Quando arriva uno spike la tensione ai capi di CH-COM raggiunge un massimo di $320V$ prima che la scheda di protezione canali a monte intervenga. Al verificarsi di queste condizioni il partitore fornisce una tensione di uscita V_{out} di $120V$ in modo da attivare il TVS e limitare la corrente. Il rapporto tra le resistenze vale:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{in}}{V_{out}} - 1 = \frac{320V}{120V} - 1 = 1.63 \rightarrow R_1 = 1.63 * R_2$$

A questo punto dobbiamo cercare di ottenere una corrente di circa $10mA$ per tenere il TRIAC acceso e per far sì che il LED non si bruci e resti acceso durante l'impulso.

Sapendo che il TRIAC tollera una tensione di massimo $600V$ e dimensionando nel caso peggiore con un impulso massimo di tensione di $1500V$ otteniamo che la resistenza deve

essere di:

$$V_{R_3} = 1500V - 600V - 1.5V = 898.8V$$
$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_H} = \frac{898.8V}{10mA} = 89.9k\Omega$$

In Figura 23 è rappresentato lo schematico del circuito progettato.

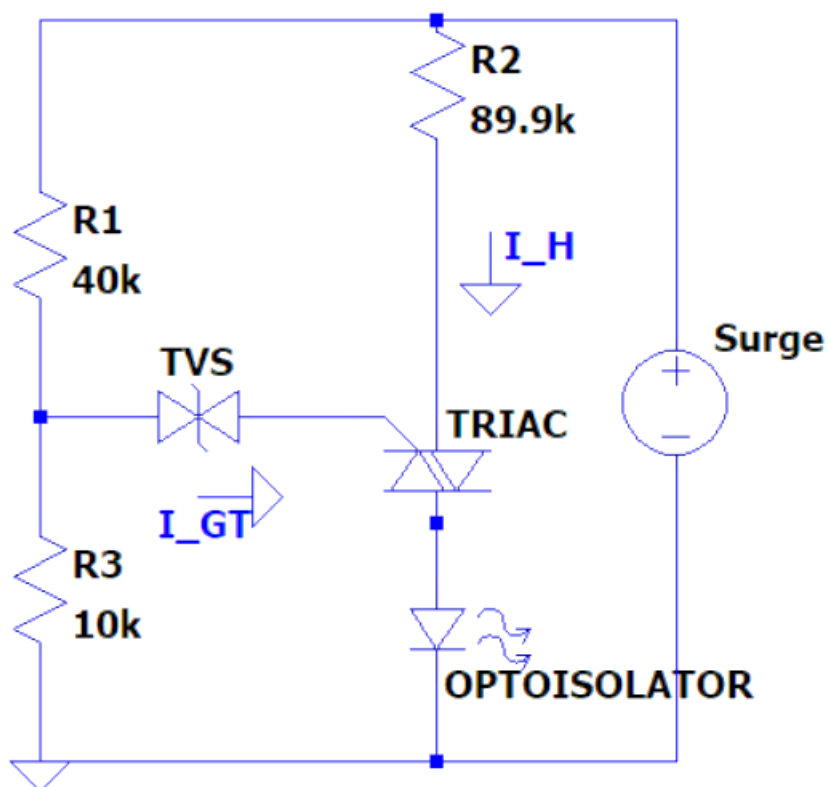


Figura 23: schematico dimensionato

Ipotesi di una soluzione semplificata

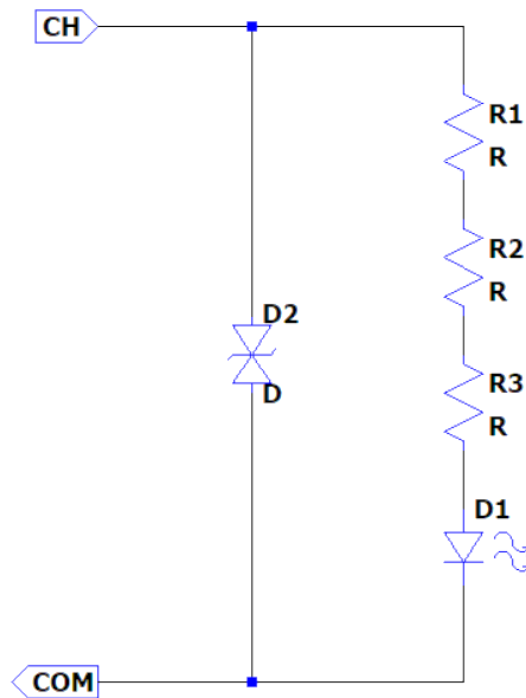


Figura 24: Ipotesi di circuito semplificato

Ideati i vari circuiti, si cerca un modo alternativo per semplificare lo schematico. Se lo scopo è quello di abbassare la tensione in modo da proteggere il fotoaccoppiatore per restare in un range di corrente che possa accendere il led quando siamo tra 120V e 320V e spegnerlo sotto 120V, allora è possibile utilizzare una resistenza o una combinazione di esse per avere una corrente che rientri nei range.

Lavorando in parallelo al TVS della scheda di protezione canali, non è necessario dissipare l'intero impulso ma posso lavorare a tensioni decisamente più basse.

Semplificando la scheda HYB come un singolo TVS come in Figura 24, si verifica il clamp della corrente quando la tensione di breakdown (V_{BD}) arriva a 320V. A quel punto la corrente inizia a scorrere su di esso. Nel range 120V – 320V, la corrente viene dissipata dalla resistenza R, in modo da proteggere il diodo led (D1) del foto-accoppiatore, sul quale passa una corrente massima di 30mA.

Dimensionamento

Si calcola il valore di R in modo che la corrente sia nel range di funzionamento del LED, ovvero tra 0.9mA e 10mA <, e la caduta di tensione del fotoaccoppiatore, di circa 1.2V

$$V_{in} - V_R - V_D = 0$$

$$V_{in} - V_D = V_R$$

$$V_R^{min} = 120V - 1.5V = 118.5$$

$$V_R^{max} = 320V - 1.5V = 318.5V$$

Si calcola la resistenza in modo che la corrente sia congruente con i valori del diodo, pensando che il led deve spegnersi al di sotto una tensione di 120V, ed accendersi al di sopra di questo valore soglia, dimensionando la resistenza per la corrente minima necessaria per accendere il LED, quando la tensione assume esattamente il valore soglia del TVS con la LED turn off current (I_{Foff}) uguale a 0.85mA, ovvero un po' meno della minima corrente di accensione del LED (LED operate current (I_{Fon})).

$$R_d = \frac{V_R^{min}}{I_{min}} = \frac{118.5V}{0.85mA} = 139.4k\Omega \cong 140k\Omega$$

A questo punto si verifica che la corrente non superi mai la massima corrente di funzionamento del LED in modo che non si bruci quando lavorerà con la massima tensione:

$$I_{max} = \frac{V_R^{max}}{R_d} = \frac{318.5V}{140k\Omega} \cong 2.27mA$$

Come si deduce dai calcoli, i valori rientrano decisamente dentro il range di funzionamento del LED dell'optoisolatore, dato che corrente massima tollerata è di 30mA.

Il problema che ci si pone davanti è però quello di rispettare i valori di: LED operate current (I_{Fon}) e di LED turn off current (I_{Foff})

LED operate current (I_{Fon})	Typical	0.9mA
	maximum	3mA
LED turn off current (I_{Foff})	maximum	0.4mA
	Typical	0.85mA

Tabella 3: Estratto della tabella 1, corrente di operatività

Infatti, come leggendo la tabella 3, si nota che i valori di accensione dei LED possono variare in un range che va da 0.9mA a 3mA massimi. Questo dipende dalla costruzione del componente stesso e dai livelli di drogaggio della giunzione PN. Quindi se tipicamente (typical) il LED si accende con 0.9mA, si potrebbero trovare dei AQY214S con una corrente minima di accensione da 3mA e dunque la corrente con $140k\Omega$ non è necessaria all'accensione del LED. Per questo si dovrebbe rispettare la corrente di lavoro minima

LED working current	min	5mA
	max	30mA

Tabella 4: estratto della tabella 1, corrente di lavoro

Questa viene rispettata inserendo una resistenza di:

$$R_d = \frac{V_R^{min}}{I_{regime}} \cong \frac{300V}{5mA} \cong 60k\Omega$$

Che però porterà più su il limite di accensione del LED ovvero:

$$I_{min} = \frac{V_R^{max}}{R_d} \cong \frac{118.2V}{60k\Omega} \cong 1.97mA$$

Che è molto sopra i 0.9mA tipici di accensione del LED.

Quindi l'assunzione che dobbiamo fare è che il LED si accenda con 0.9mA, qualsiasi corrente superiore è una corrente operativa. Si rende quindi necessario testare ogni componente, imponendo la tensione e misurando la corrente necessaria per l'accensione del LED.

Dal punto di vista energetico, con una corrente massima di 2.27mA, la potenza dissipata dalla resistenza da 140k è di 0.72W. Abbiamo dunque bisogno di una resistenza di circa 1W da inserire all'interno del circuito.

Test e confronto delle soluzioni prese in esame

Per testare in maniera preliminare i due circuiti scelti in ambiente controllato, si è pensato di utilizzare un generatore piezoelettrico che eccitato porta la tensione nell'ordine dei 1000V. Il piezoelettrico genera un impulso non classificabile come surge ma come ESD. Questo comporta energie e potenze in gioco differenti che possono dare un'idea del funzionamento circuitale ma non una misura concreta.

Comunque, applicando questa tensione ai capi di CH e COM è possibile vedere la reazione del circuito e verificare la tensione ai capi dei componenti.

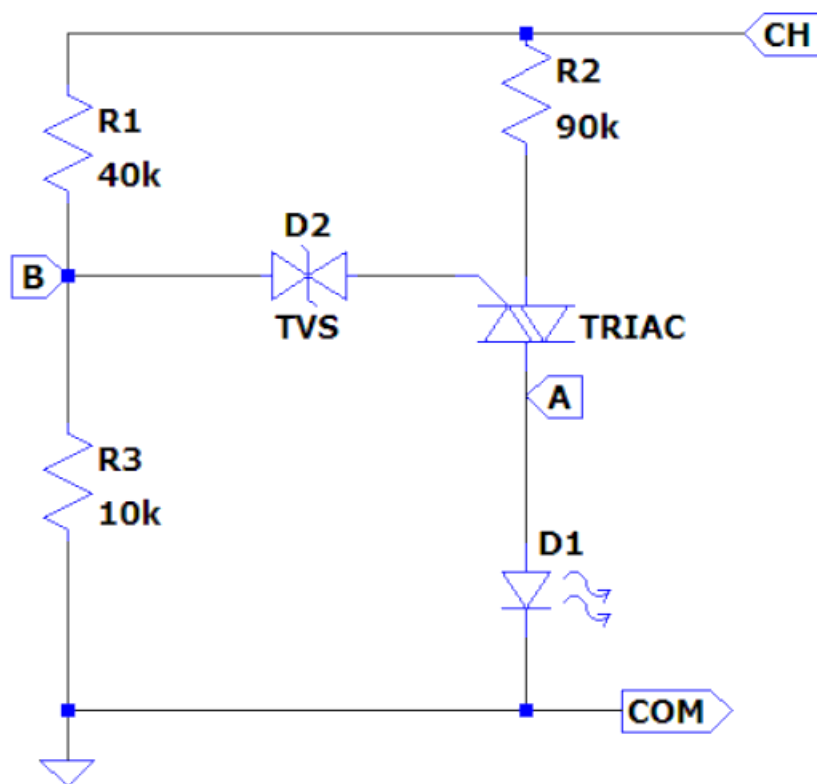


Figura 25: Circuito di test iniziale

Quello che si vuole dimostrare con questo test è che la tensione ai capi del LED dell'optoisolatore sia in un range compreso tra gli 1.2V e i 1.5V massimi.

Per testare nella maniera corretta il circuito in Figura 25 si mette la scheda in serie alla G4C-PRO-HYB per riprodurre l'effetto dei TVS che clampano la tensione tra i 120V e i

320V. Ci si aspetta una tensione di clamp di circa 120V dato che l'energia del piezoelettrico non si avvicina minimamente alle energie dei surge della categoria 8/20 μ s.

Applicando l'impulso del piezoelettrico la forma d'onda vista dall'oscilloscopio è quella in Figura 26:

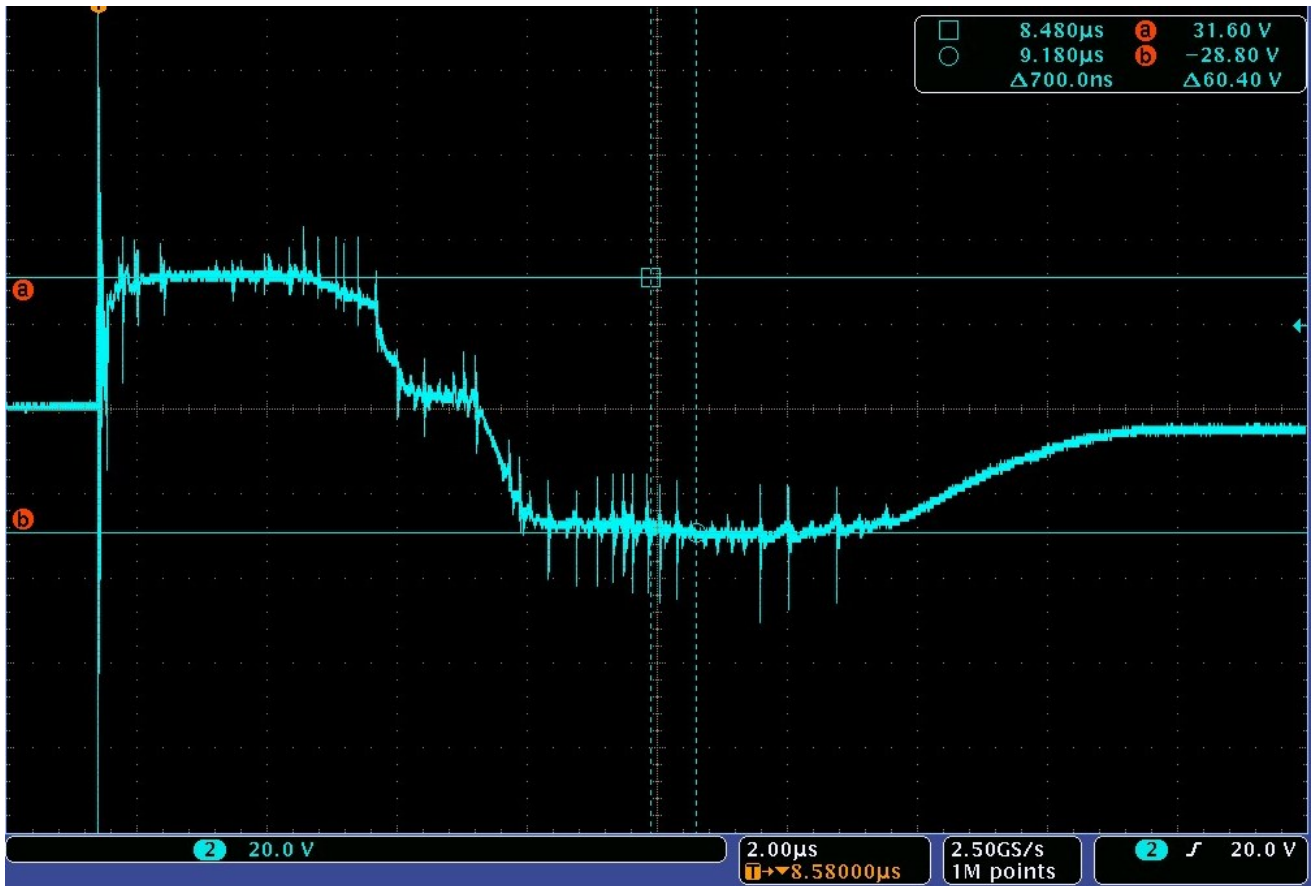


Figura 26: forma d'onda ai capi dell'optoisolatore dopo il primo test

La prima cosa che si nota sono i tanti picchi presenti nei fronti di salita e discesa. Questo è dovuto al fatto che il piezoelettrico flettendosi meccanicamente crea delle oscillazioni in tensione che rovinano la curva. Ma dato che stiamo facendo un test non con impulsi standard queste oscillazioni sono del tutto trascurabili. La cosa importante, che invece va sottolineata, è che la tensione ai capi del diodo non è 1.2V durante l'impulso in forward ma è pari a 31.60V. Quindi il circuito va riprogettato inserendo un resistore in serie al LED appena dopo il nodo. Questo garantirà la giusta tensione ai capi del LED.

Quindi il circuito diventa quello in Figura 27:

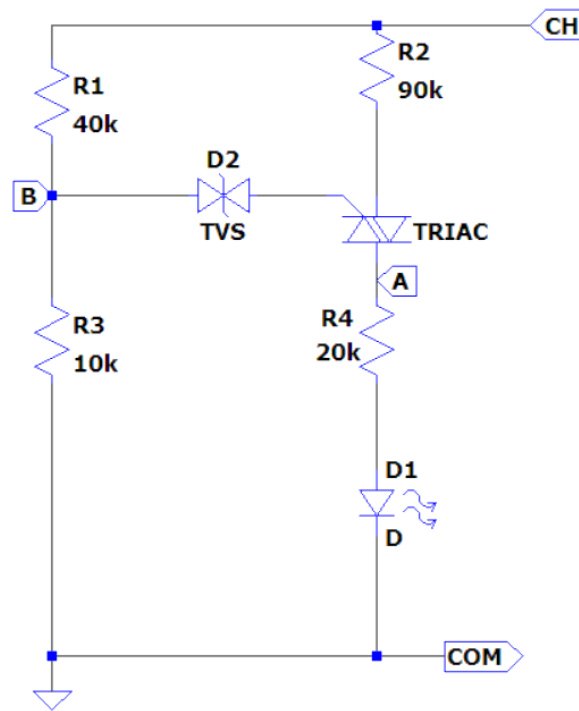


Figura 27: seconda versione con aggiunta della resistenza da 20k

Una volta corretta la scheda è possibile ri-effettuare il test verificandone il funzionamento. Come si può vedere nella figura 28, la caduta di tensione ai capi del LED dell'optoisolatore è stata corretta.

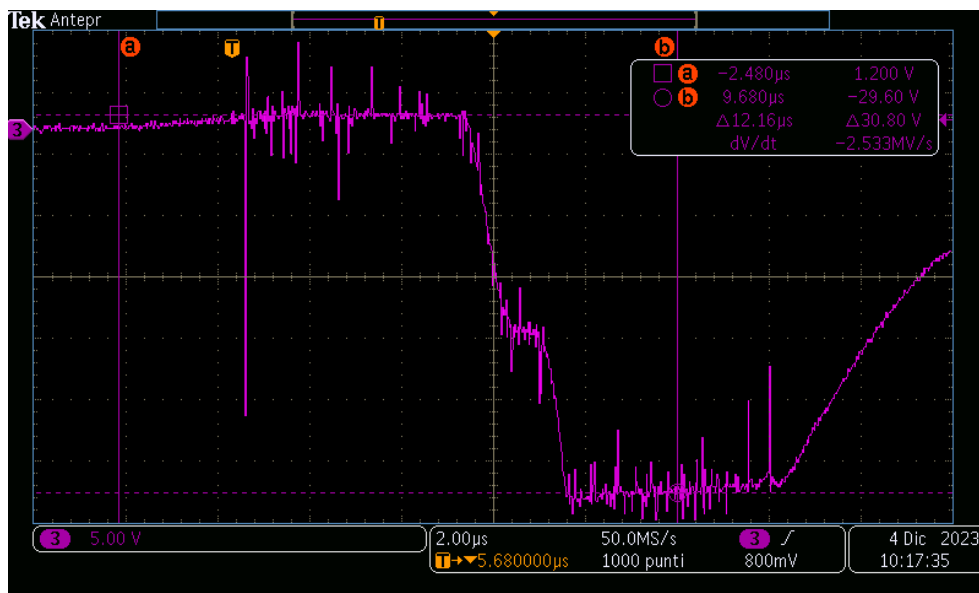


Figura 28: risposta del secondo circuito

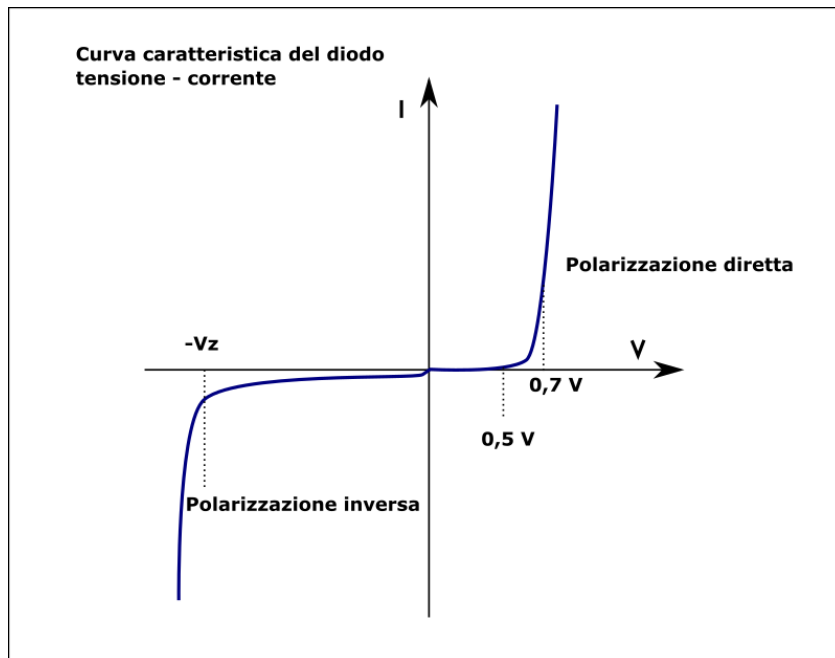


Figura 29: caratteristica V/I di un led

Resta un altro problema. La tensione in reverse sul diodo (Figura 29) è molto elevata in quanto raggiunge circa -30V . Questa è dovuta all'undershoot del piezoelettrico che però, in buona approssimazione, rappresenta l'undershoot degli impulsi standard che potrebbero

verificarsi in situazioni reali, e che per questo motivo non può essere trascurato. Quindi, dato che la tensione in reverse potrebbe danneggiare il dispositivo bisogna mettere in parallelo all'optoisolatore un diodo di ricircolo che possa evitare che il led lavori nella zona della polarizzazione inversa, Figura 30.

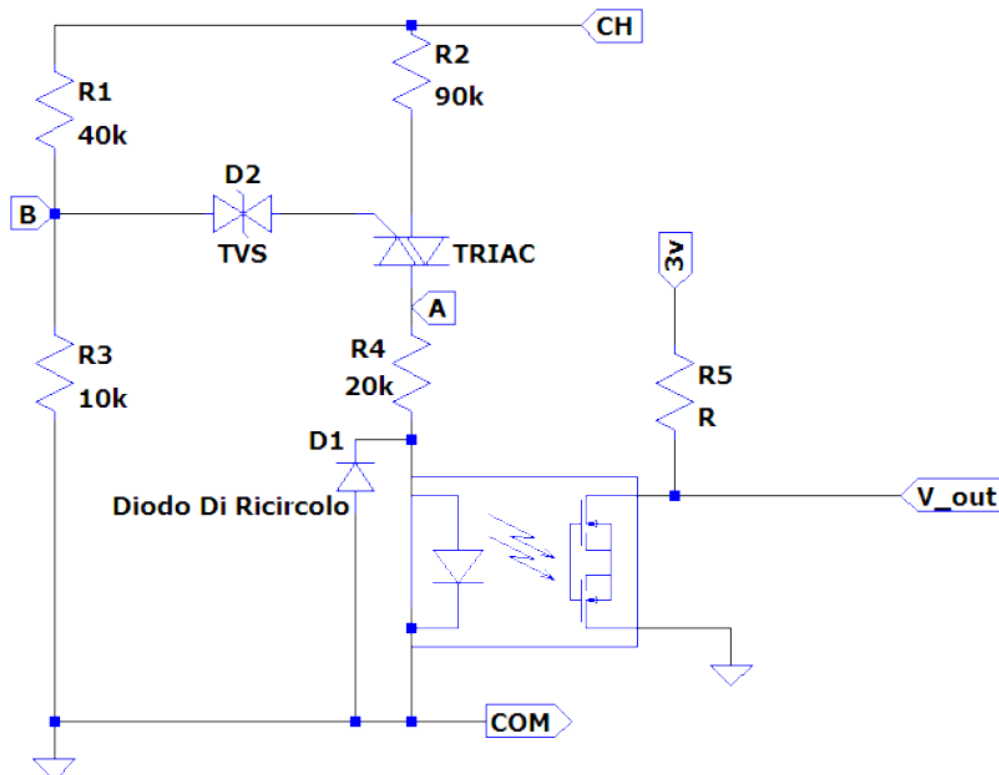


Figura 30: circuito finale con diodo di ricircolo

Osservando nuovamente con l'oscilloscopio la risposta del circuito all'impulso si ottiene la forma d'onda in Figura 31.

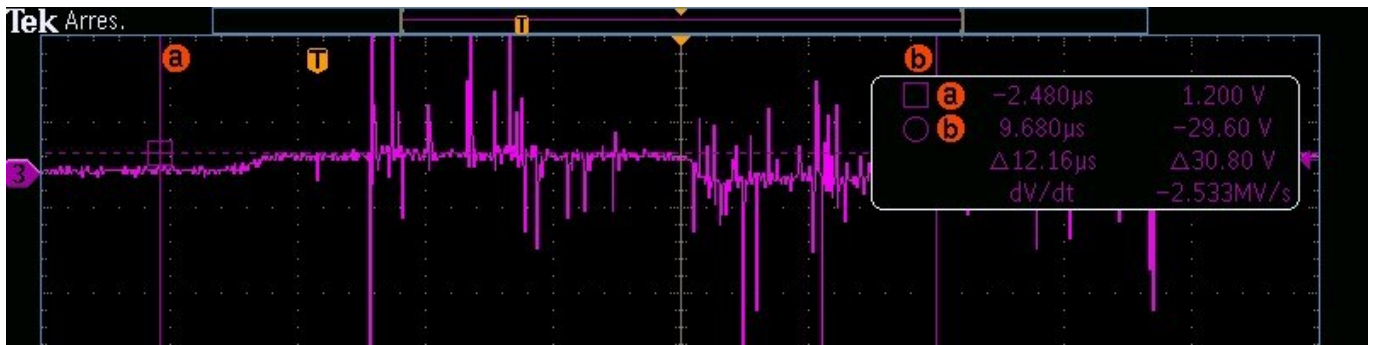


Figura 31: risposta del circuito con diodo di ricircolo ai capi del LED

Si nota come l'undershoot sia scomparso e il livello di tensione ai capi del Led durante il fronte di salita dell'impulso sia rimasto lo stesso.

Un ulteriore test che può essere effettuato è quello della bi-direzionalità. Bisogna quindi imporre l'impulso sul COM uscente da CH. L'effetto che si spera di ottenere è quello di un ritardo, mantenendo sempre la stessa tensione ai capi del LED.

Osserviamo la forma d'onda dell'oscilloscopio (Figura 32):

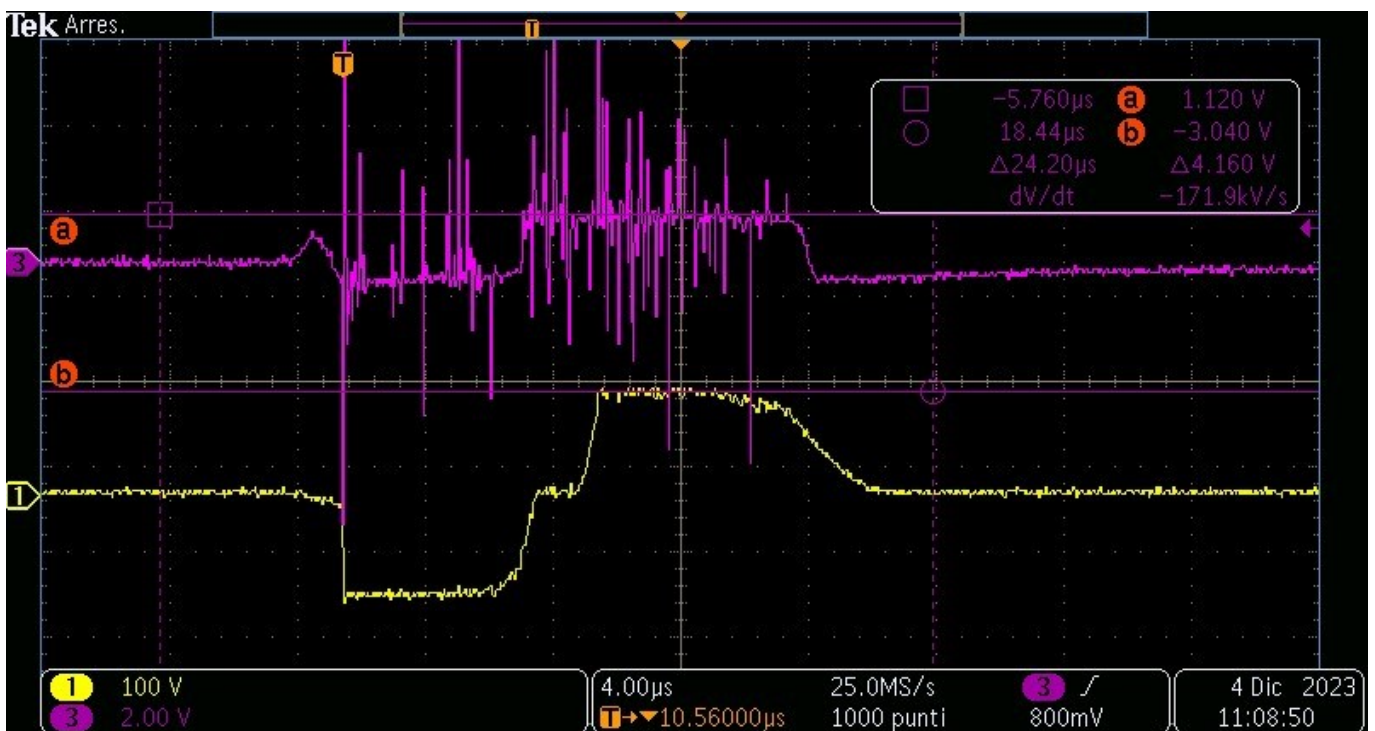


Figura 32: risposta del circuito con ingresso in reverse. la forma d'onda gialla è la forma d'onda dell'impulso bloccato dai TVS

Si nota come la tensione sia rimasta pressoché la stessa con un valore di 1.12V e l'impulso sia effettivamente rilevato solo nel fronte di salita. Il primo fronte ha un effetto di undershoot iniziale che si può eliminare andando a lavorare meglio sul diodo scelto per il ricircolo. Quindi anche in reverse la circuiteria funziona.

Relazione IN-OUT dall'optoisolatore.

Verifichiamo il funzionamento dell'optoisolatore separato dal circuito per sapere come si comporterà in uscita quando questo sarà applicato al circuito studiato. La curva gialla della Figura 33, mostra due cose: la prima è che c'è corrispondenza ingresso-uscita, quando il led si accende viene prodotto un output con una tensione ragionevole 3.3V con forma di onda quadra, che dovrebbe essere l'unico impulso presente, invece come si nota ne è presente più di uno (con o senza diodo di ricircolo) tra cui anche impulsi negativi. Questo non sarebbe gestibile da un microcontrollore che sicuramente si danneggerebbe durante la lettura per cui abbiamo bisogno di un'uscita stabile la cui risposta sia un'onda quadra quanto più ideale possibile.

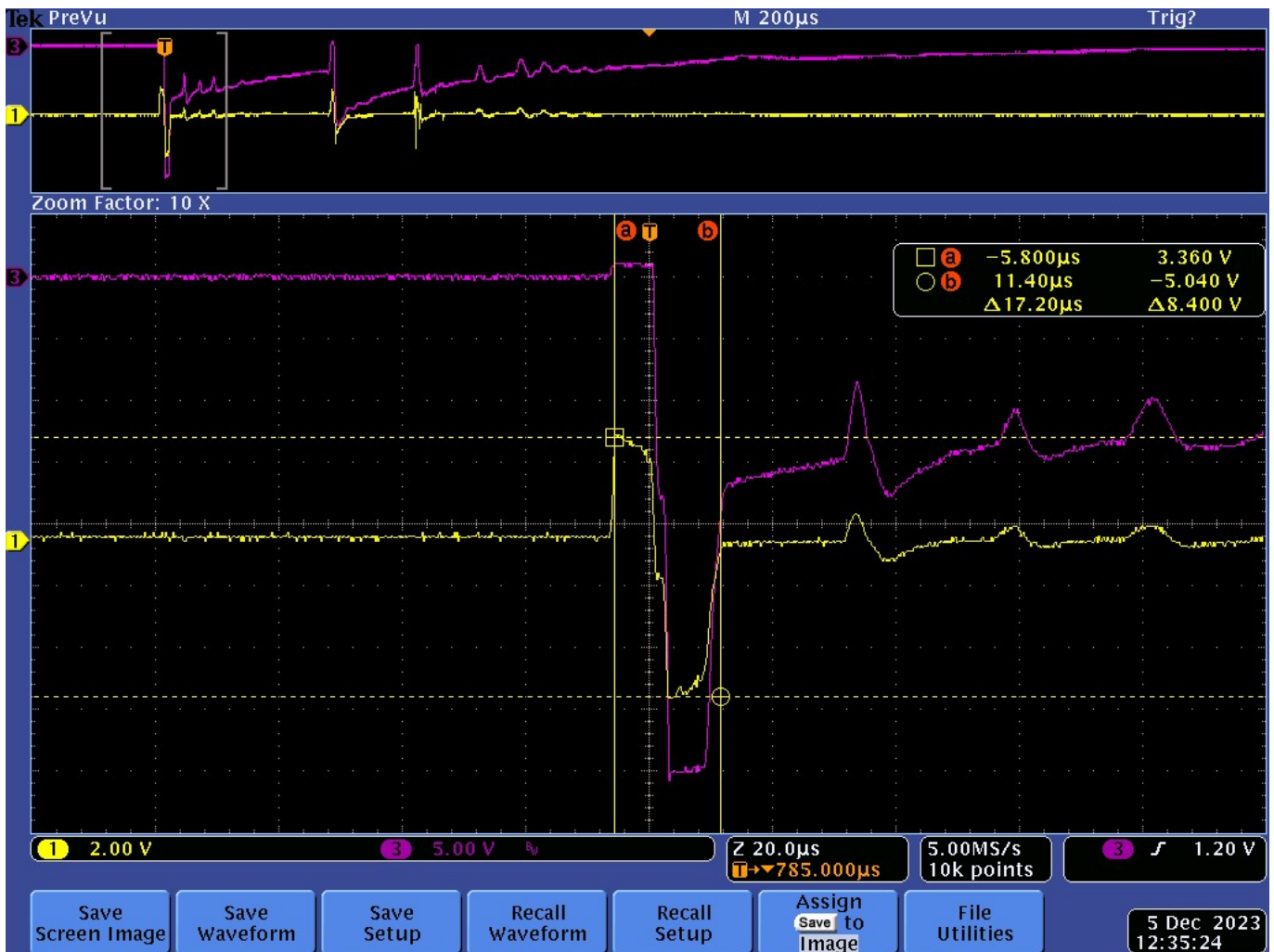


Figura 33: confronto ingresso (rosa) - uscita (giallo) tramite oscilloscopio

Nel caso della Figura 33 si analizza l'uscita del foto-accoppiatore senza che questo abbia in ingresso il diodo di ricircolo; quindi, è pilotato solamente dal led d'ingresso, che passa dallo stato di ON ed OFF ogni qual volta il piezoelettrico si flette meccanicamente.

Bisogna quindi trovare un modo per migliorare l'uscita dell'optoisolatore.

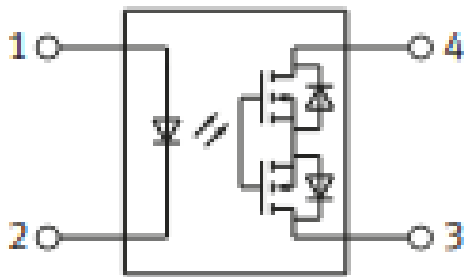


Figura 34: schema elettrico di un optoisolatore

Per farlo si osserva come è fatto l'optoisolatore, Figura 34. A sinistra c'è il LED che tramite la luce polarizza i gate dei MOSFET che sono dal lato opposto. Questi sono in serie e forniscono un'uscita bidirezionale. Si potrebbe scegliere quindi un optoisolatore che in uscita abbia un solo

MOSFET che conduca in una direzione. Ma per una questione di prezzo e di praticità aziendale (comparare meno componenti diversi possibili e diminuire i costi), e per una questione di reperibilità questa non è una opzione valida.

La prima operazione effettuabile è quella di pilotare l'uscita dell'optoisolatore, aggiungendo una resistenza di pull-up in serie al source del MOSFET, alimentata a 3V come in figura 35.

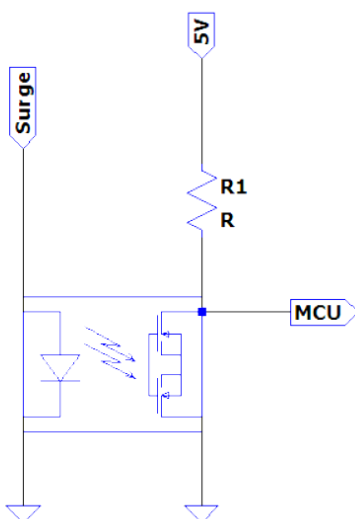


Figura 35: semplificazione del circuito di pull-up

L'effetto che si ottiene è quello di un'onda quadra che va a 3V quando il MOSFET è interdetto, poiché la differenza di potenziale ai capi della resistenza è circa 0V dato che non scorre corrente su di essa:

$$\Delta V = R * I = 0 \rightarrow V_R^2 - V_R^1 = 0 \rightarrow V_R^2 = V_R^1 = V_{out} = 3V$$

Dall'altra parte quando il MOSFET è in conduzione la tensione in uscita va a zero, perché la corrente viene interamente dissipata dalla resistenza e l'interruttore collega a massa la V_{out} , figura 35.

Osservando l'ingresso dell'optoisolatore e confrontandolo con l'uscita i figura 36, possiamo vedere la forma d'onda che volevamo ottenere. La curva celeste è l'uscita dell'optoisolatore mentre quella gialla è l'ingresso.

La prima differenza con la Figura 33, è che non c'è più l'undershoot in ingresso e in uscita grazie all'utilizzo del diodo di ricircolo. Il led, quindi, polarizza correttamente il gate dei mosfet in uscita per il tempo dell'impulso. Infatti, osservando la curva celeste il valore alto di tensione (i 3V applicati alla resistenza in serie al source del FET) scende appena dopo l'inizio dell'impulso. Il ritardo è giustificato dai tempi di polarizzazione e di formazione del canale tra source e drain. Una volta che il campo elettrico è stabile, il passaggio delle cariche è garantito e la tensione scende a 0V fino a quando l'impulso non si è concluso. Quindi la tensione sul LED si abbassa, la corrente scende, facendo diminuire nel tempo la luminosità del LED che non riuscirà più a polarizzare il gate.

In uscita dai 0V la curva è molto lenta a risalire, anche perché l'energia del piezoelettrico non si è esaurita completamente e continua ad oscillare per un tempo tale da rallentare la salita. Quando le oscillazioni non sono più portanti di energia necessaria ad accendere il led e polarizzare il gate, il valore della tensione V_{out} ritorna a 3V.



Figura 36: Curve ingresso-uscita AQY2145

Se riapplichiamo tutto questo nel nostro circuito, come in Figura 37, vediamo che in uscita non abbiamo una curva congruente con quella della figura precedente.

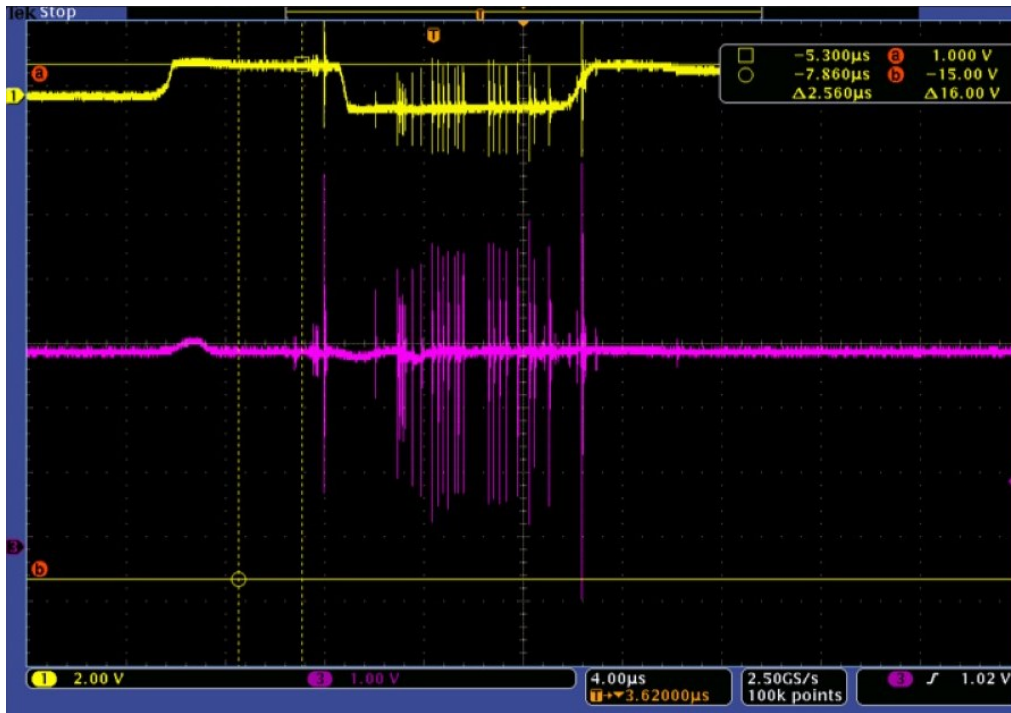


Figura 37: uscita dell'optoisolatore isolato

Questo accade per due motivi. Il primo, che è subito verificabile, è la velocità di reazione del nostro optoisolatore. In particolare, l'AQY214S è un optoisolatore con un tempo di reazione di circa 0.26ms ovvero 260 μ s. Quindi impulsi veloci come quello nell'oscilloscopio polarizzano difficilmente il gate del MOSFET perché il led non riesce a completare correttamente l'accensione. L'impulso infatti ha una durata di circa 16 μ s, tenendo conto che le divisioni nella Figura 37 corrispondono a 4 μ s.

È possibile verificare le tempistiche del componente scelto sfruttando un generatore d'onda con cui confrontare ingresso e uscita.

Impostiamo il generatore d'onda ponendolo ai capi dell'optoisolatore con una resistenza R1 con valore 2K Ω per salvaguardare il LED, mentre dall'altro lato viene posto il circuito di pull-up, Figura 38.

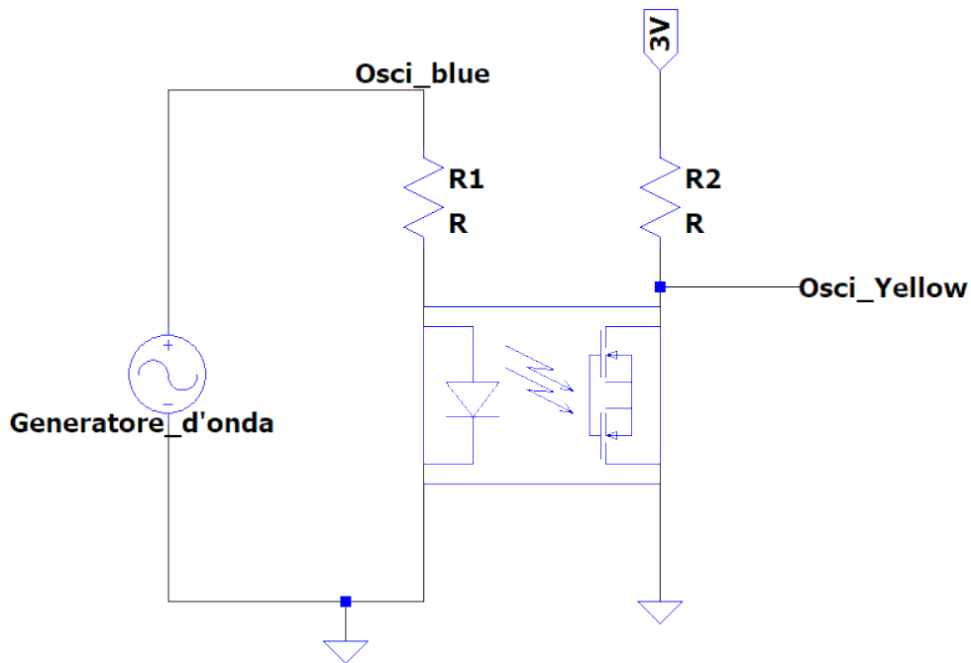


Figura 38: schema elettrico test

Quello che si osserva dall'oscilloscopio dipende dalla forma d'onda che generiamo. Nel nostro caso, un'onda quadra con ampiezza picco-picco $6V$ e DC offset pari a $3V$. Non ci resta che variare la frequenza dell'onda fino a trovare il valore per il quale l'AQY214S non riesce più a commutare correttamente il valore da alto a basso.

Partiamo quindi impostando $200Hz$. In Figura 39, vediamo il confronto tra il segnale in ingresso in blu e l'uscita dall'optoisolatore in giallo. Notiamo come sono opposti in fase perché, quando accendiamo il led la curva celeste va in alto, in uscita però il MOSFET si chiude e connette a massa il morsetto dell'oscilloscopio.

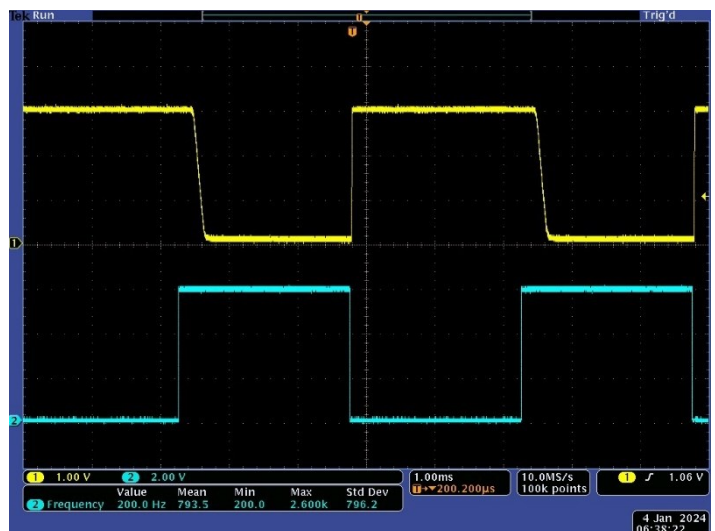


Figura 39: ingresso uscita optoisolatore con generatore d'onda a 200Hz

Aumentando però la frequenza del segnale osserviamo che la curva gialla non scende più a zero quando il led si accende. Fino a 1kHz, riusciamo ancora a notare accensione e spegnimento ma già a 1.5kHz il led non rimane acceso per un tempo sufficiente per mantenere polarizzato il gate del MOSFET. Infatti, la curva gialla non scende mai a zero.

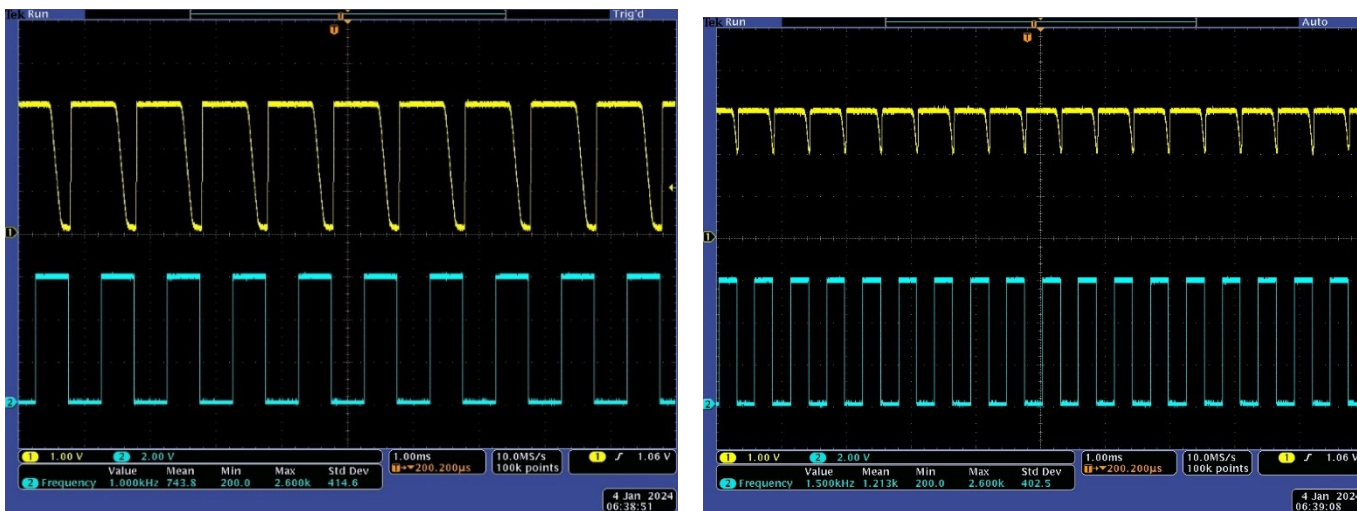


Figura 40: Aumento della frequenza da 1kHz a 1.5kHz

Quando passiamo a 2.7kHz l'effetto in uscita scompare completamente e l'optoisolatore sembra non intervenire mai, figura 41.

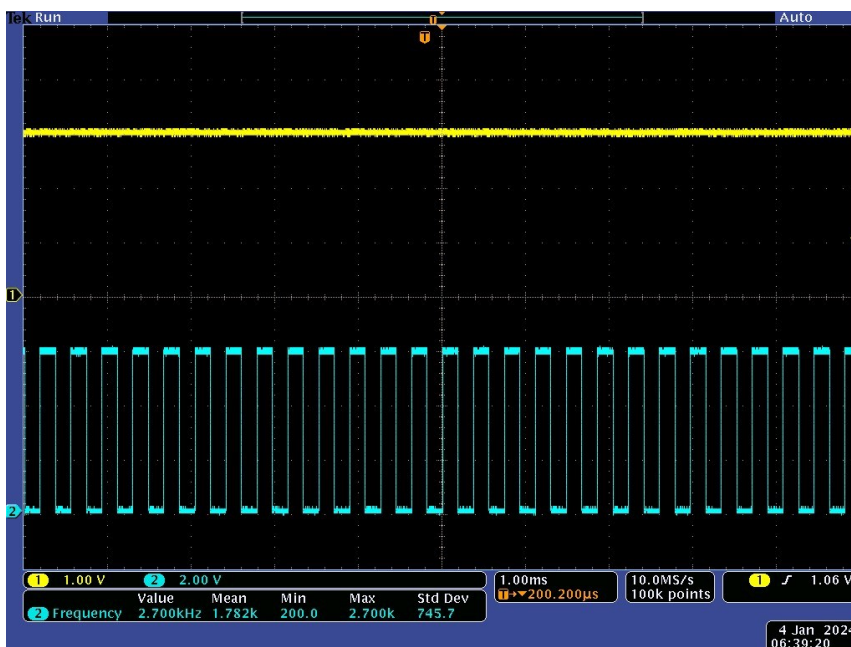


Figura 41: frequenza del segnale 2.7kHz

Questo vuol dire che con 2.7kHz abbiamo una tempistica di impulso di circa $370\mu\text{s}$ che è molto maggiore degli $8\mu\text{s}$ che ci aspettiamo di registrare con impulso standard $8/20\mu\text{s}$.

Per un impulso del genere, l'optoisolatore dovrebbe avere una frequenza di lettura di 125kHz, ovvero circa 46 volte il valore attuale.

Inoltre, possiamo notare altri elementi dalle figure precedenti di cui dovremmo tenere conto.

Prendendo la figura 40, si può osservare come ci sia un leggero ritardo tra impulso e accensione del LED dovuto alle capacità parassite che sono presenti sul lato del led e dal lato dei MOSFET dell'optoisolatore.

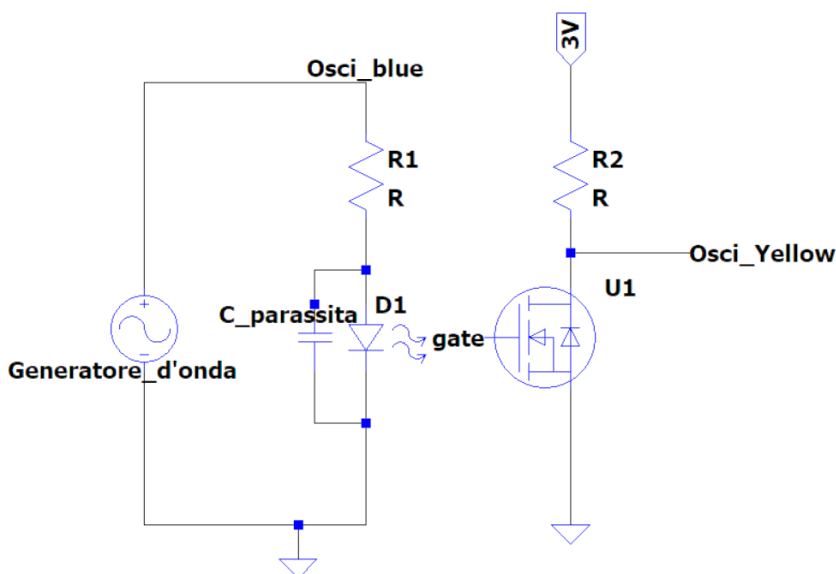


Figura 42: Semplificazione del circuito di test

Questo ha la caratteristica di far passare tutte le componenti di frequenza comprese tra 0 Hz e la frequenza di taglio, che dipende dalla $C_{parassita}$. Se la frequenza del nostro impulso rientra in questo range, l'impulso viene eliminato dal filtro. Dato che anche il TRIAC ha la sua capacità parassita e il suo ritardo di accensione, quando applichiamo al circuito un impulso realistico come quello di un piezoelettrico che simula una scarica ESD in uscita dall'optoisolatore, non riusciamo ad avere una curva ben delineata se il componente scelto non è ben dimensionato.

In conclusione, dobbiamo cambiare componente per riuscire nel nostro intento.

D'altra parte, questa capacità parassita presente in parallelo al LED produce un filtro passa-basso quando viene messo in serie alla resistenza che protegge il fotoaccoppiatore.

Migliorare la velocità del Triac con un condensatore di speed-up

Un'opzione che si potrebbe sfruttare è quella di applicare in parallelo a delle resistenze chiave nel circuito uno speed-up capacitor. Questo viene spesso usato per accelerare (speed-up) i tempi di commutazione dei transistor.

Pendiamo il nostro circuito e semplifichiamolo come in Figura 43:

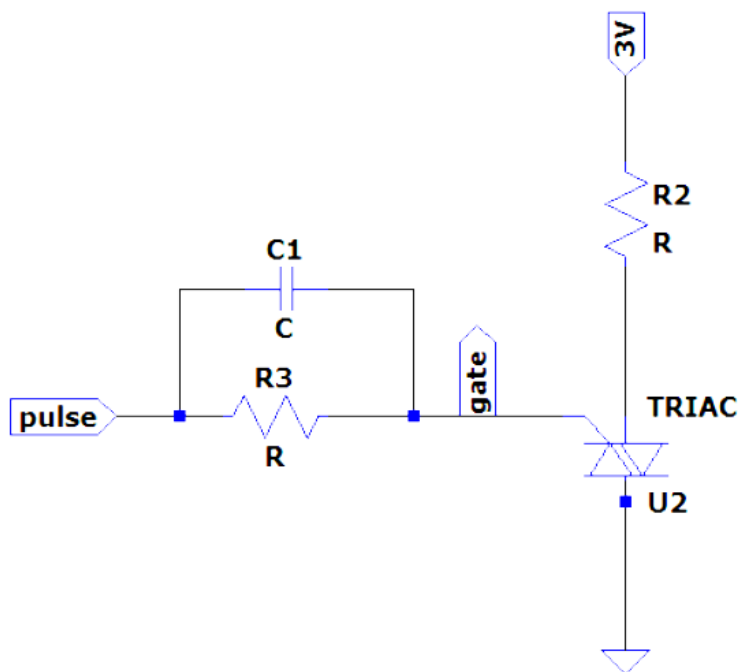


Figura 43: circuito semplificato

Sappiamo che la relazione tra tensione e corrente di un condensatore è la seguente:

$$I(t) = C \frac{dV(t)}{dt}$$

Il condensatore, quindi, tende a mantenere costante la tensione con cui è alimentato.

Ma, se la frequenza di variazione della tensione è molto molto alta, il condensatore è considerato come un cortocircuito, questo perché secondo l'equazione precedente se dt è molto piccolo allora $\frac{dV}{dt}$ è molto grande, tendente ad infinito, quindi la corrente è molto elevata, ovvero presenta le caratteristiche di un cortocircuito.

Questo fenomeno può verificarsi quando si utilizzano frequenze di commutazione molto elevate oppure quando ci sono fenomeni di accensione molto rapidi, che nel nostro caso avvengono quando arriva un ESD o surge.

Lo speed-up capacitor sfrutta questo fenomeno per polarizzare velocemente il transistor bypassando la resistenza a cui è collegato in parallelo nei primi istanti del transitorio. Una volta che il condensatore si inizia a caricare, il resistore interviene e limita la corrente. Il componente, quando l'esposizione è così breve, non viene danneggiato e quando il condensatore inizia a caricarsi la resistenza dissipa il resto della potenza. Quando il transitorio è passato si genera una tensione inversa sul ramo di gate che richiama corrente e tende a spegnere il TRIAC più velocemente.

Purtroppo, questa soluzione accelera solo di qualche microsecondo l'accensione del TRIAC, ma con delle tempistiche così elevate dovute alla presenza dell'optoisolatore, questo metodo non riuscirebbe a migliorare le prestazioni. Per questo motivo l'unica soluzione è scegliere un componente che abbia un read time più elevato.

Il nuovo optoisolatore

A questo punto, facendo riferimento alle specifiche di tempo, si cerca sui cataloghi di Mouser e Digikey un optoisolatore che abbia un tempo di lettura maggiore di 125kHz. Il componente deve rispettare comunque tutti i parametri di isolamento e corrente visti in precedenza e, dovendo inserirlo sul bottom della scheda HYB, deve rimanere piccolo come il precedente AQY214S. La ricerca ha condotto al Toshiba TLP2303.

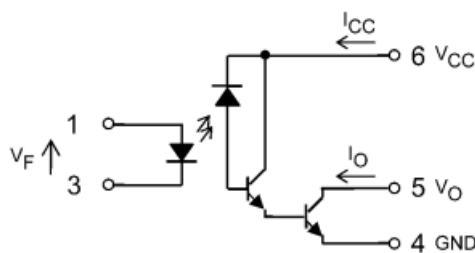


Figura 44: schema elettrico del Toshiba TLP2303

Nella Tabella 5 sono riportate le caratteristiche del prodotto:

Caratteristiche	Condizioni di Test	MIN	TYP	MAX
Input off-state voltage [V]		0		0.8
Input on-state current [mA]		0.5		15
Input forward voltage [V]		1.30	1.47	1.6
Isolation voltage [Vrms]			3750	
Propagation delay time (H/L) [uS]	IF = 12 mA, RL = 270 Ω, Ta = 25 C°		0.25	1
Propagation delay time (L/H) [uS]	IF = 12 mA, RL = 270 Ω, Ta = 25 C°		2.5	7

Tabella 5: caratteristiche del TLP2303

Quindi vengono rispettate tutte le caratteristiche di isolamento e di corrente-tensione che si erano prefissate. Non ci resta che sostituire nel circuito il componente e procedere con i test.

Osservando con l'oscilloscopio ingresso e uscita del nuovo optoisolatore quando arriva ai capi di CH e COM un impulso di tensione-corrente, otteniamo finalmente la risposta che cercavamo, figura 45.



Figura 45: ingresso curva gialla, uscita curva celeste

Quando l'impulso dato dal piezoelettrico arriva sul circuito, la tensione sul led è controllata, raggiungendo circa 1.3V. In uscita, con uno sfasamento dovuto a condensatori parassiti, si ha la corrispondenza con il primo impulso. Quindi l'optoisolatore funziona correttamente, permettendo di raggiungere l'obiettivo. Una curva del genere è facilmente interpretabile da un microcontrollore e, con le dovute migliorie, è possibile fare un re-shape della curva per ottenerne una più simile ad un'onda quadra. Quindi l'MCU può leggere quando arriva l'impulso e stimarne la durata. Classificando vari disturbi è possibile poi abbinare ogni durata al disturbo che arriva alla scheda.

Il prototipo finale saldato e completato quindi è visibile in Figura 46.

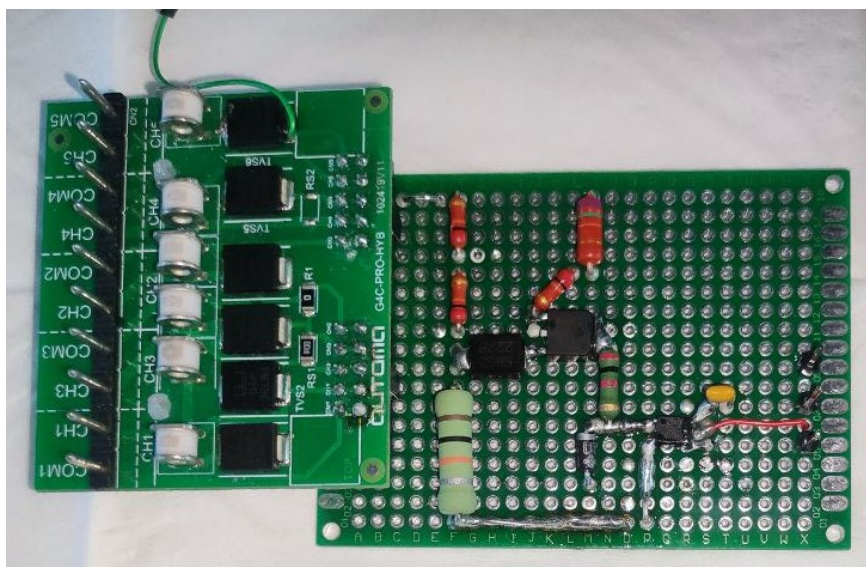


Figura 46: sulla sinistra la HYB collegata al prototipo studiato

Sulla sinistra la scheda HYB mentre sulla destra il prototipo del circuito collegato tramite connettore header-pin in modo da essere plug-and-play per testare velocemente i vari prototipi.

Creazione della PCB con Altium

Altium Designer è un software di progettazione elettronica volta agli ingegneri che progettano circuiti stampati. L'ambiente di sviluppo permette di lavorare sullo schematico, inserendo i componenti dopo averli aggiunti in una libreria personale. Questa conterrà tutti i simboli per lo schematico e tutti i footprint con i modelli 3D per il PCB.

Il primo passo è quello di inserire ogni componente all'interno della libreria. Per farlo possiamo visitare all'interno del programma stesso il catalogo dei siti più importanti che vendono componenti elettronici, proprio come Mouser e Digikey. Una volta scelto il componente questo verrà inserito in una lista sulla sinistra, a cui andrà collegato il relativo disegno che dovremo realizzare. In Figura 47 vediamo l'esempio del TRIAC.

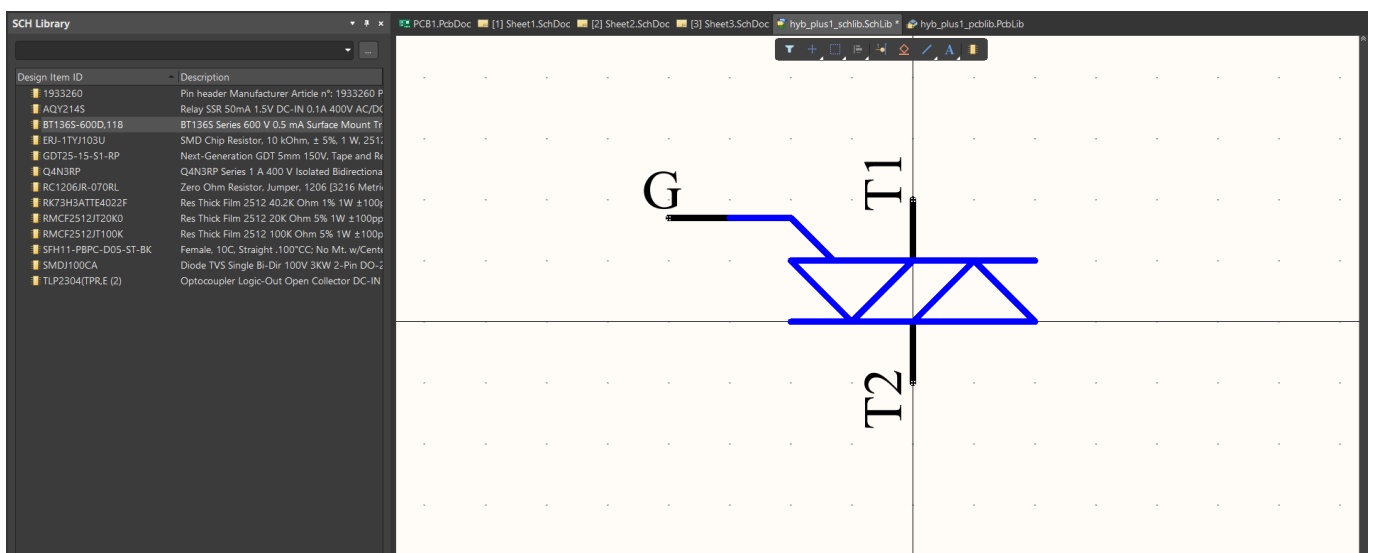


Figura 47: schermata di Altium - SCH library

Il TRIAC ha tre terminali: il gate e i terminali che sono solitamente indicati come T1 e T2. Quindi per ognuno di questi viene abbinato un pin identificato con numeri e/o lettere. Questi sono molto importanti, perché sono i punti in cui gli altri componenti verranno collegati tramite fili. Conviene posizzarli nella maniera corretta e con un simbolo ben identificato. Questo è lo stesso procedimento utilizzato anche per il TVS, l'optoisolatore, e le resistenze. Compilata questa lista per lo schematico si ripete lo stesso procedimento per la libreria del PCB in cui inseriremo tutti i footprint.

Con il termine footprint si definisce l'impronta di un componente elettronico sul circuito stampato (PCB). Il componente, dal punto di vista meccanico, può avere varie caratteristiche, tra le quali una parte elettrica che viene saldata al circuito stampato, composta da piazzole (pad) di varia forma e dimensione. Possono essere anche presenti altri elementi, quali perni di centraggio, viti, ecc. Tutte queste caratteristiche devono essere prese in considerazione in fase di progettazione del PCB. Per ogni componente deve essere definito un layout geometrico che rappresenta il punto di contatto del componente con il PCB sottostante. Nello schema elettrico di ogni circuito vengono definiti i collegamenti elettrici tra i pin dei vari componenti e viene generata una net-list che riepiloga tutte le interconnessioni. Il programma di sbroglio circuitale del PCB può importare tale net-list e assegnare automaticamente le connessioni ad ogni pad di ciascun footprint dei componenti posizionati.

Un esempio è riportato nella Figura 48. Questo è il footprint del TRIAC. La parte rossa è il rame su cui poggierà il componente e su cui verrà saldato, il contorno giallo invece è la serigrafia che verrà stampata, solitamente in bianco, sulla PCB. Le dimensioni del footprint devono essere esattamente come descritte nel datasheet del componente.

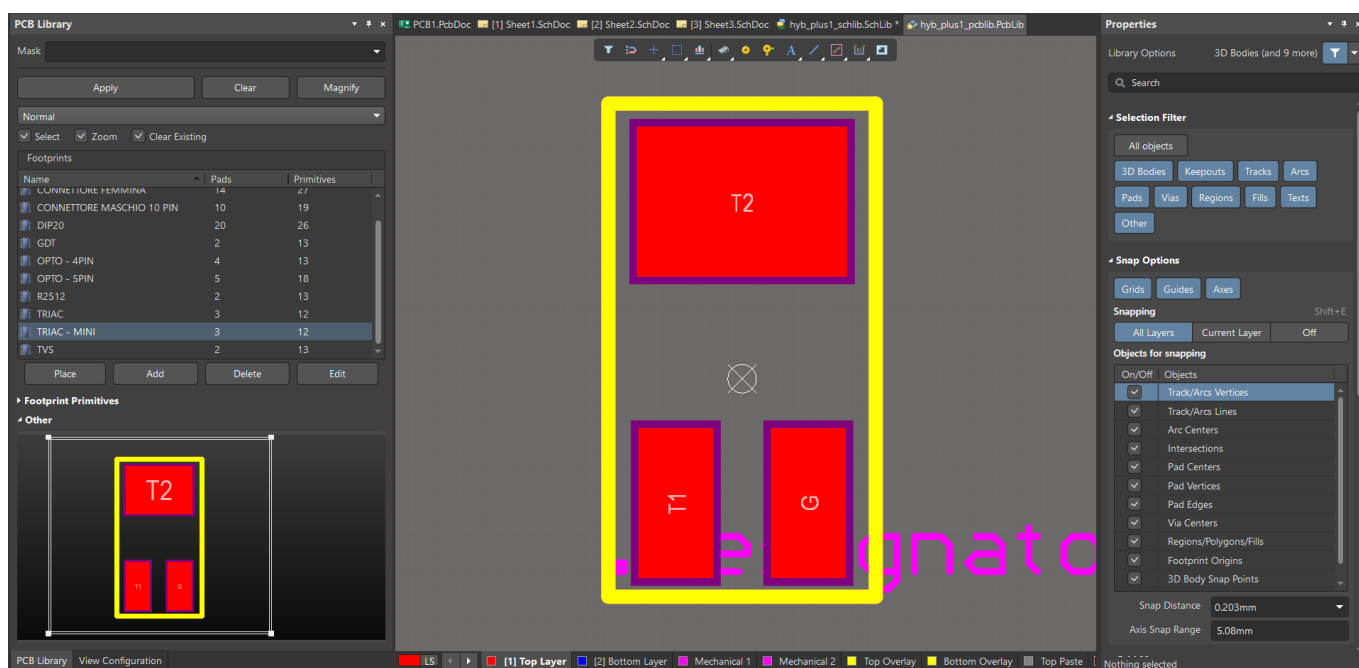


Figura 48: footprint del TRIAC su Altium

I dati solitamente sono in un paragrafo come quello visibile in Figura 49. Esso specifica le dimensioni del componente stesso e il suo footprint.

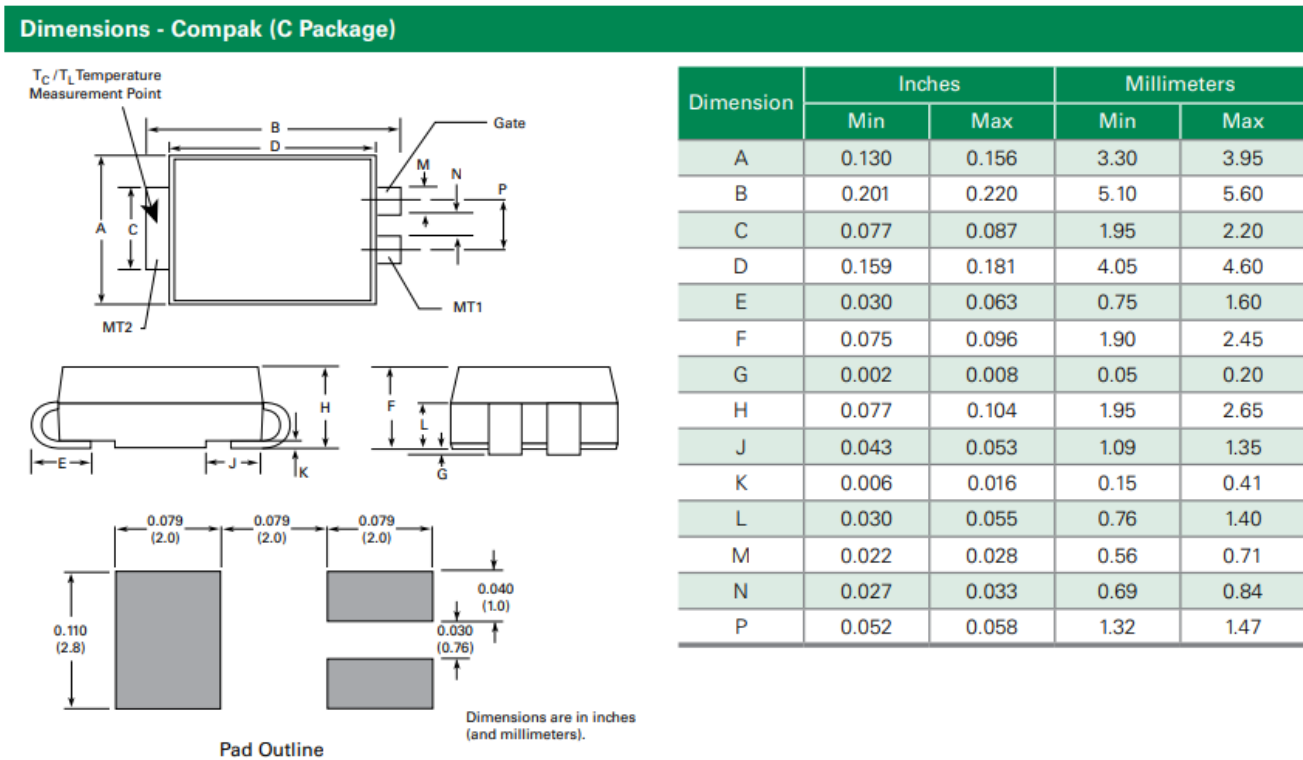


Figura 49: datasheet del TRIAC riguardo le dimensioni del componente.

Il Footprint Wizard semplifica la creazione dei footprint. Altium genera automaticamente i vari pad e la distanza tra permettendo di inserire direttamente i valori che visibili nel datasheet, nello specifico nel paragrafo del pad outline.

Anche qui, costruiamo i footprint per ogni componente facendo attenzione ad inserire i nomi dei pad identici ai nomi dei pin che avevamo inserito nella libreria dei simboli.

In questa pagina possiamo aggiungere anche il modello 3D del componente, spesso fornito dai produttori stessi. Bisogna fare molta attenzione a far combaciare i pad con i pin dei componenti del modello 3D. I pad sono dorati in questa schermata e rappresentano esattamente la parte della scheda che sarà esposta per saldarci i componenti, Figura 50.

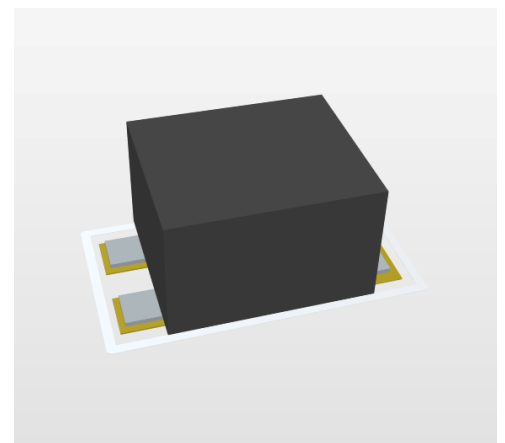


Figura 50: modello 3D su Altium

Fatto questo, possiamo passare a disegnare il nostro schematico. Dato che il circuito è integrato all'interno della HYB se ne ridisegna anche lo schematico. Il disegno includerà tutti i canali, quindi il circuito viene replicato per cinque volte. Dato che lo schematico non entra in un solo foglio si utilizza la funzione delle porte, che ci permette di legare i fogli insieme. Dobbiamo anche prevedere un connettore più grande rispetto a quello che viene tutt'ora utilizzato sulla HYB perché dobbiamo considerare anche le uscite dell'optoisolatore. Lo schematico risultante è rappresentato nelle Figure 51 e 52:

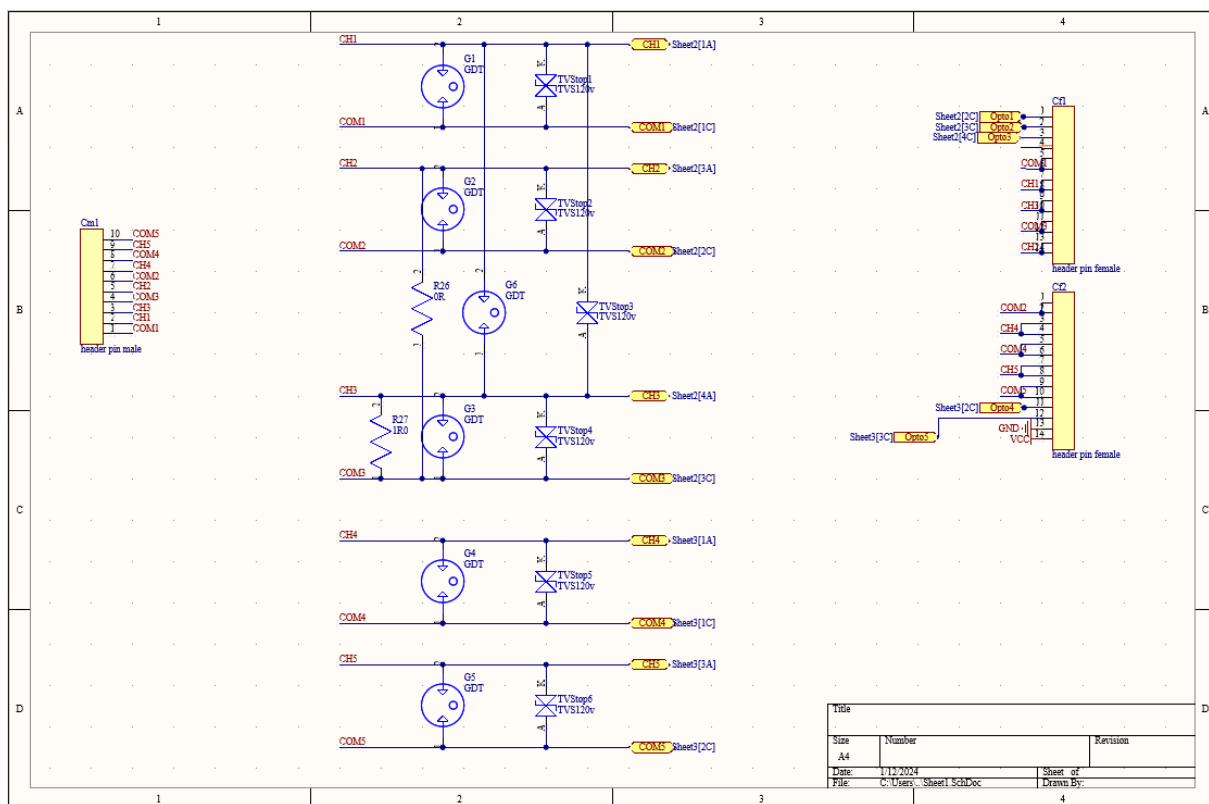


Figura 51: Schematico della HYB

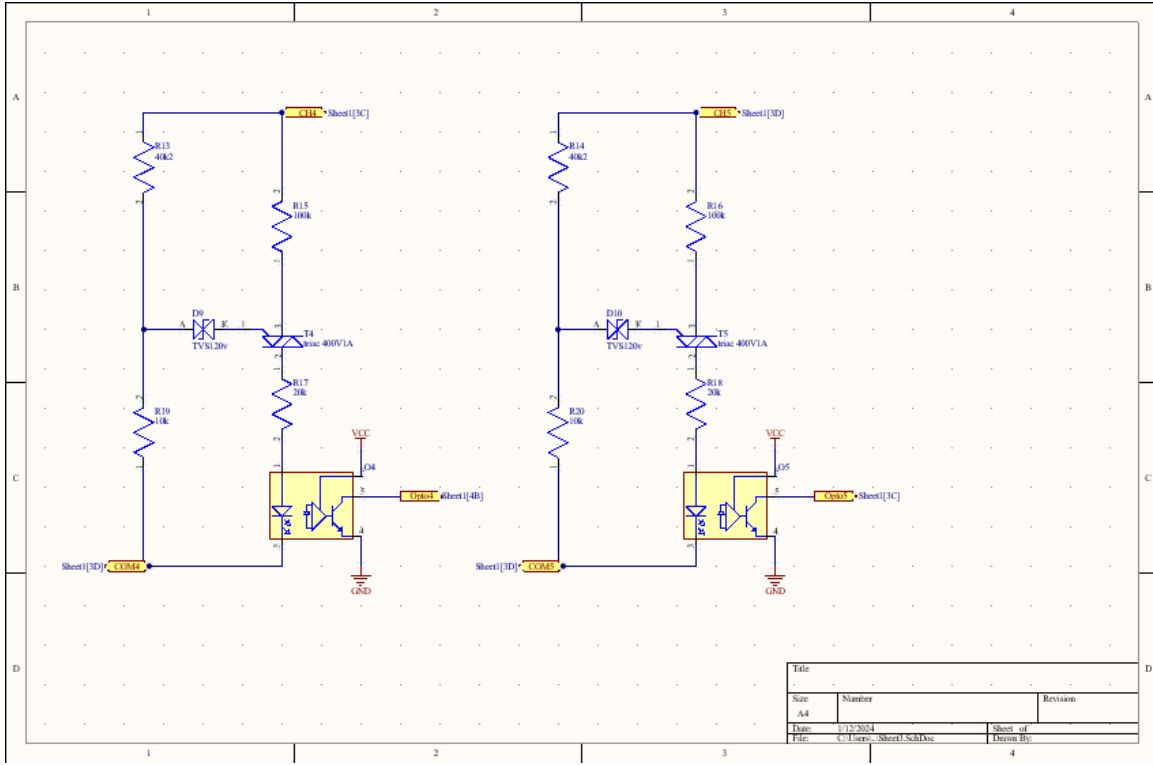
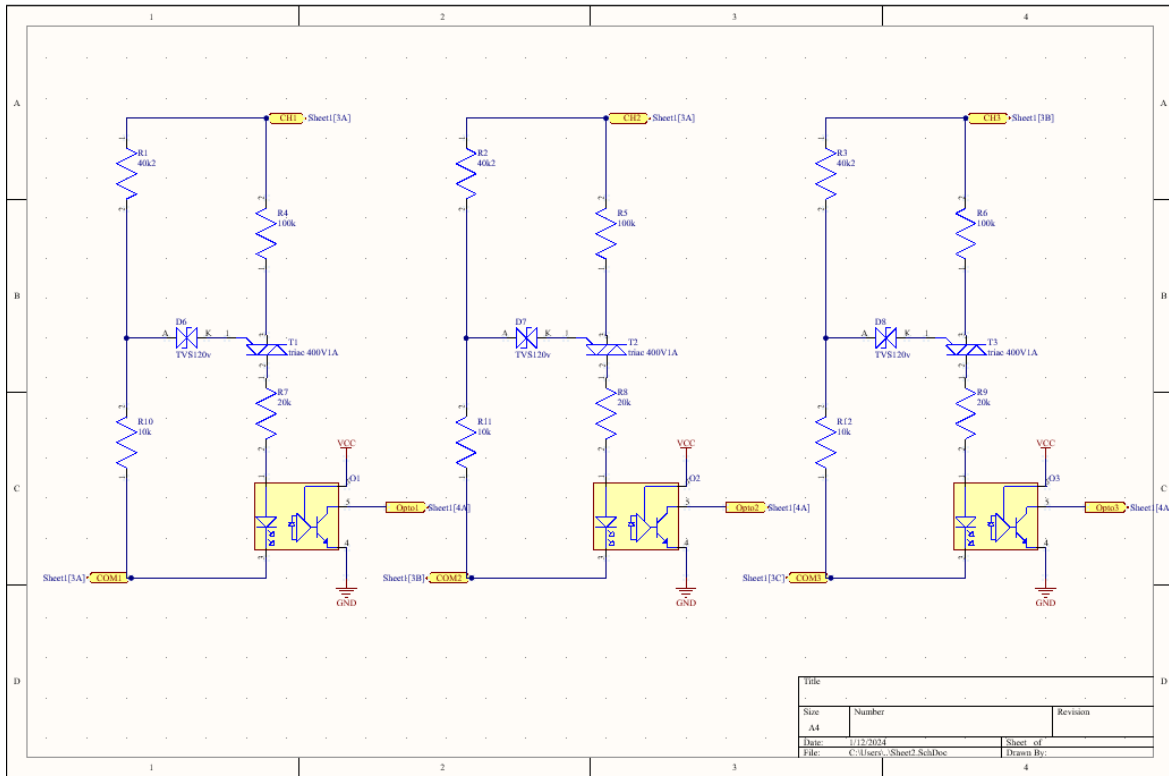


Figura 52: Schemático del circuito propuesto

Dai datasheet vediamo delle porte di colore giallo di forma esagonale, che permettono di collegare i canali CHx nei vari fogli, stessa cosa per i COMx. Nel primo foglio, invece, vediamo che è possibile nominare un filo per ricongiungerlo più facilmente ad un altro che abbia la stessa label, l'importante è che si trovino nello stesso foglio.

Creato lo schematico, possiamo passare al PCB. Ogni componente da simbolo viene "trasformato" in footprint e inserito su un lato della PCB. Questa è rappresentata come un foglio nero con all'interno una griglia. La dimensione del foglio è esattamente la dimensione della PCB che stamperemo.

Inseriamo e posizioniamo i componenti sulla PCB cercando di rispettare il percorso che la corrente effettuerebbe e i tempi di risposta dei componenti. Questo potrebbe non essere sempre possibile in base alle grandezze delle tracce e dello spazio disponibile, ma è una regola che sarebbe opportuno rispettare.

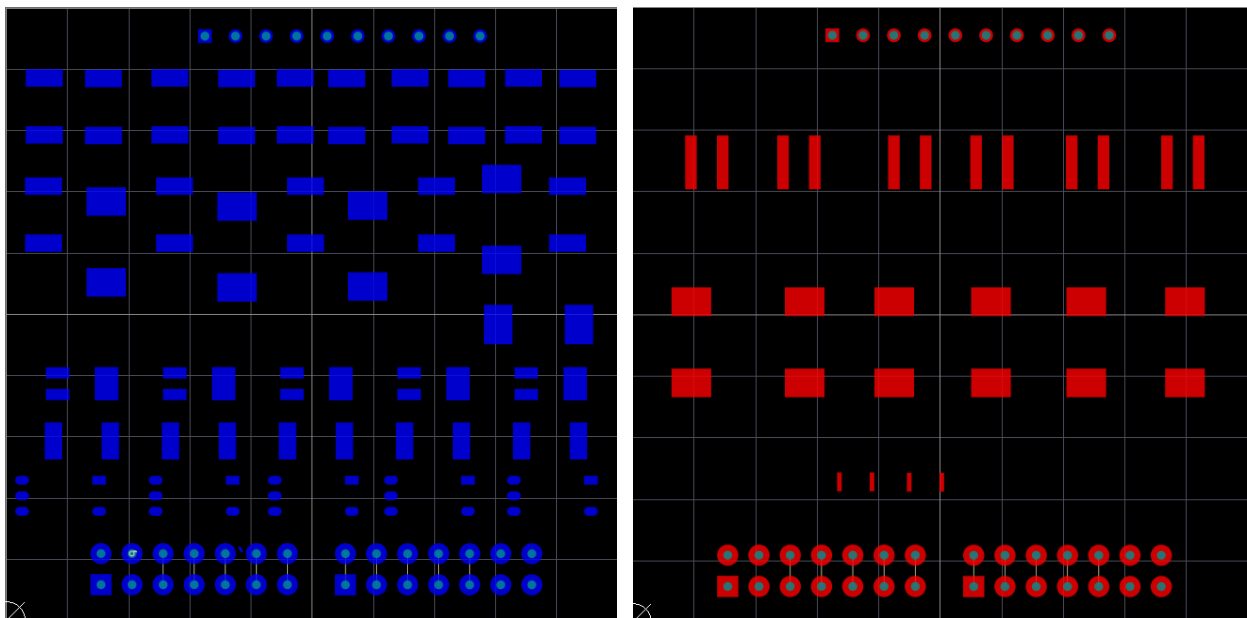


Figura 53: footprint dei componenti sulla PCB

Una volta posizionati tutti i componenti, come in Figura 53, si può iniziare il processo di sbroglio. Ogni componente va legato agli altri disegnando le tracce. Queste possono essere di dimensioni differenti in base alla corrente che devono trasportare. Scegliere una dimensione sbagliata potrebbe portare alla delaminazione della PCB, il fenomeno per il

quale il calore prodotto dalla corrente scolla la traccia dalla PCB che non fa più da heatsink e causandone la fusione, Figura 54.

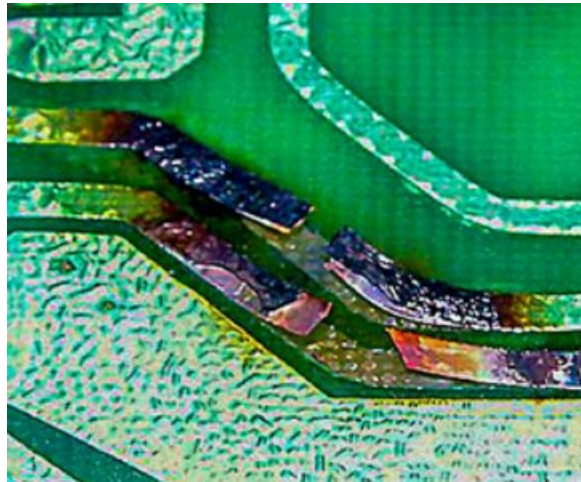


Figura 54: fenomeno della delaminazione della PCB

Per calcolare la grandezza della pista dobbiamo rispettare la legge di Ohm per una resistenza, calcolata come:

$$R = \frac{\rho L}{S}$$

Dove ρ è la resistività, L è la lunghezza della traccia ed S è la sezione di essa.

Esistono dei software che fanno questi conti come PCB toolkit, che tiene anche conto della temperatura ambientale e delle dimensioni standard che i produttori possono creare.

Solitamente, infatti, le piste sono distinte in due categorie: piste che portano segnale, con una larghezza compresa in un range di 0.2 - 0.3 mm; e piste di potenza che hanno una larghezza che va da 0.5mm in su, in dipendenza dalla corrente che devono sopportare.

Quindi, scelta la dimensione delle tracce, iniziamo a collegare i componenti. Altium ci aiuta tenendo le tracce lontane dai pad che non devono essere collegati, rispettando delle regole che noi abbiamo impostato nel programma, come la distanza tra le tracce e componenti e tra tracce e altre tracce. Ci troveremo spesso in un intricato gomitolino di piste con dimensioni diverse che devono arrivare su pad che non sono raggiungibili, poiché le tracce non si possono sovrapporre.

C'è allora un escamotage che possiamo utilizzare, chiamato vias. Questi sono dei fori ramati che vengono praticati in modo da far passare la traccia da un lato (layer) all'altro della PCB in modo da scavalcare la traccia che è sul top layer, percorrendo il tragitto necessario a scavalcarla sul bottom layer.

Anche i vias hanno delle dimensioni prestabilite che devono tenere conto di diversi aspetti. Al contrario delle tracce, i vias sono fori che sono molto influenzati dalla temperatura perché il foro è soggetto ad allargamento e restringimento del diametro per effetto termico. Questo li può danneggiare gravemente, tanto da interrompere il collegamento da un lato all'altro della PCB.

Anch'essi sono divisi in due categorie. I vias di segnale sono fori che hanno un diametro di 0.3mm e la corona (ovvero il pad di rame a cui si collega il filo in superficie) che è circa un po' del doppio, ovvero 0.7mm. Quelli di potenza invece vanno da 0.4mm di foro e 0.9mm di corona in su. Visto che forare buchi molto grandi è difficile, spesso si consiglia di mettere più vias in parallelo in modo da ridurre la corrente che passa su ognuno di essi e poter fare così fori più piccoli invece di uno solo molto grande. Un effetto collaterale dovuto alla presenza di un grande numero di vias è la generazione di induttanze parassite che, se molto vicine tra loro, possono produrre delle induttanze mutuamente accoppiate. Quindi dobbiamo valutare un trade-off dei vari effetti.

I vias vanno posizionati in punti strategici all'interno della scheda, cercando di mantenersi lontani da alcuni elementi. Inoltre, va tenuto conto che creare un vias sotto un componente può portare ad altri effetti negativi, legati al problema della dilatazione termica, indipendentemente dalle dimensioni del foro, in quanto se posto sotto a dei componenti potrebbe, nel tempo, sollecitare la rottura. Per questo stesso motivo si evita di fare i vias all'interno dei pad dei componenti stessi, nonostante spesso possa essere molto comodo. Il foro darebbe infatti molti problemi nella creazione del pad di rame, in quanto può portare anche allo scollamento di quest'ultimo e ad una difficile saldatura dei pezzi.

Inoltre, i vias aumentano il tempo e il costo di produzione della scheda in base alla tipologia scelta, Figura 55. Molti dei vias standard, infatti, sono fori che connettono tutti i layer tramite uno strato di rame ma è possibile effettuare tipologie diverse, come i blind vias, fori che congiungono solo dei layer specifici con uno che parte dalla superficie, oppure i buried vias che collegano i layer che sono al centro della scheda. Solitamente sono fragili e possono creare problemi, per questo motivo sostenendo un ulteriore costo, possono essere riempiti di resina e poi sigillati alle estremità, in modo da evitare problemi con le saldature di componenti BGA.

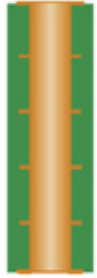
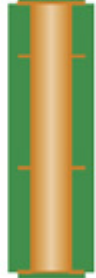




Via Options						
Cost	Standard	Standard	+\$	+\$	+\$	+\$
Duration	Standard	Standard	+🕒	+🕒	+🕒🕒	+🕒🕒
Type	Through Via	Tented Via	Blind Via	Buried Via	Stacked Via	Via in Pad
						

Figura 55: tipologie di vias

Infine, dopo aver trovato il posizionamento corretto dei componenti, dopo aver tracciato le piste ed inserito meno vias possibili, la scheda PCB che viene creata ha questo aspetto, Figura 56.

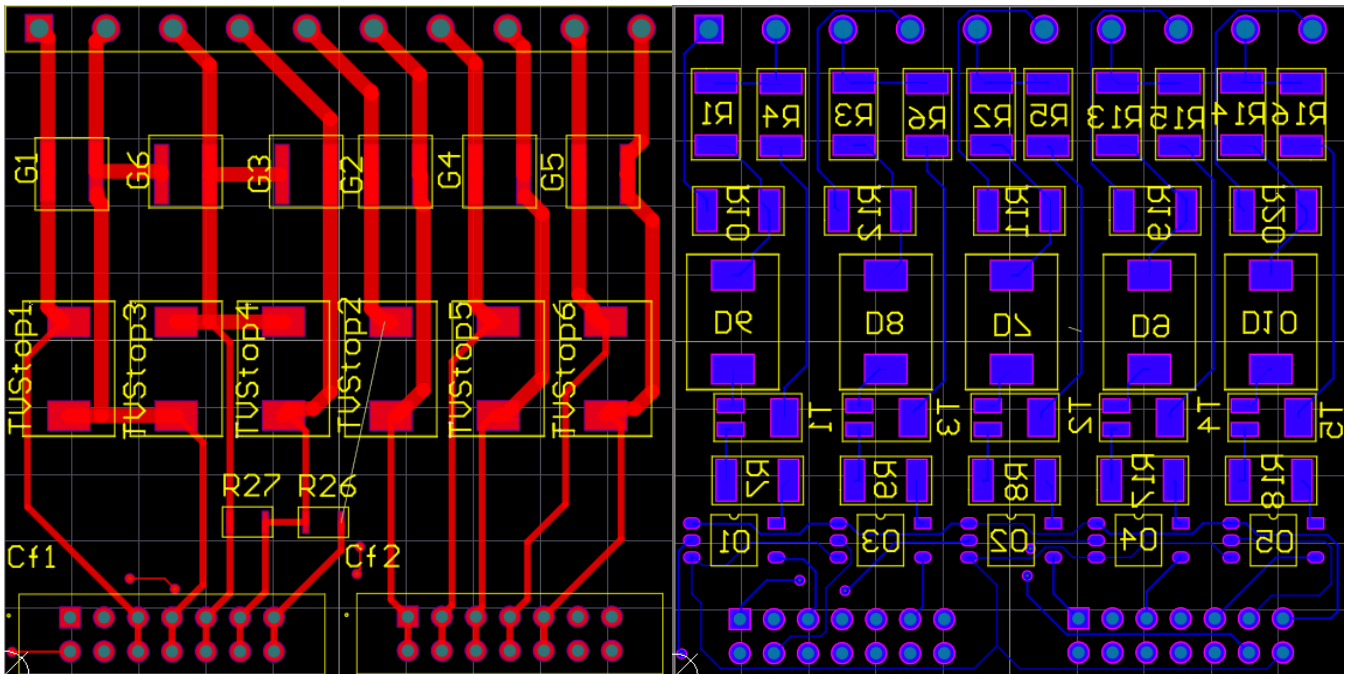


Figura 56: top layer(rosso) e bottom layer (blu) della pcb

Possiamo notare la differenza di dimensioni nelle piste presenti nel Top layer, che vanno da circa 1.2mm fino ai componenti SPD che devono sostenere molta corrente e si ridimensionano a 0.6mm quando arrivano al connettore.

Nel bottom Layer le tracce sono tutte sottili, dato che non portano molta corrente.

In basso, in entrambi i layer, è possibile vedere i vias che sono indicati come punti rossi o blu.

Un altro elemento osservabile nella PCB è il distanziamento delle tracce, in quanto la tensione elevata può portare alla creazione di archi elettrici tra le piste ed i componenti. Inoltre, in fase finale, vengono tutte ricoperte dallo strato verde isolante che caratterizza tutte le PCB. In questo modo solo i pad restano scoperti. Anche tra questi potrebbe scoccare una scintilla, per cui è necessario distribuirli in modo da mantenere una certa distanza tra loro. In post-produzione, è possibile applicare più strati di conformal coating, un silicone isolante, così da isolare anche i vari componenti e proteggerli dall'umidità.

Nella Figura 57 è rappresentato il modello 3D del circuito in cui è possibile vedere anche l'isolante verde, ed è la rappresentazione della scheda che risulterebbe dalla stampa, una volta generati i Gerber file.

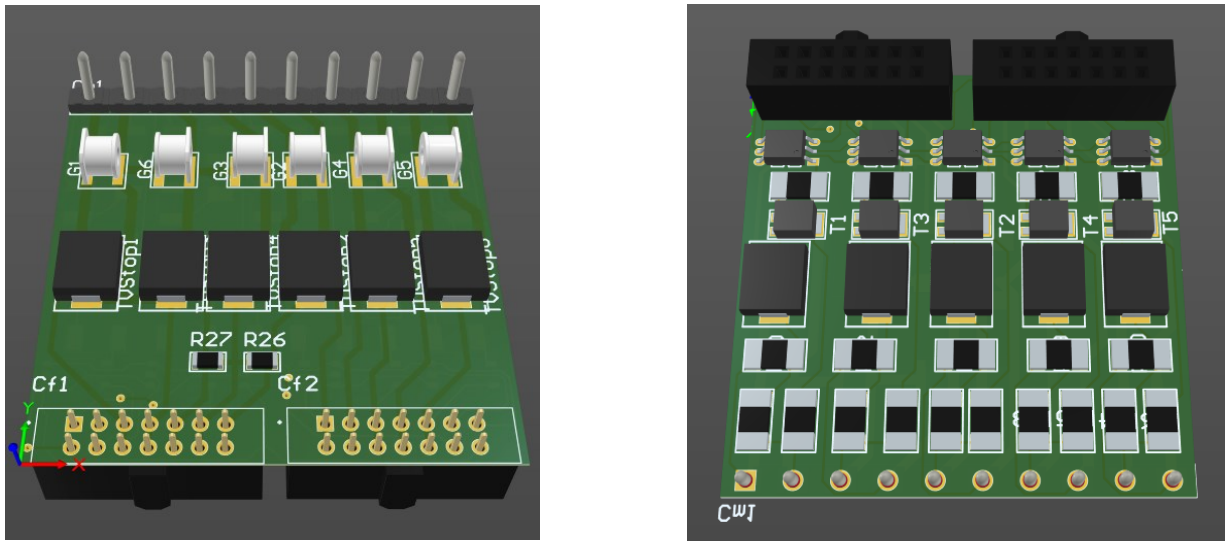


Figura 57: modello 3D creato con Altium

Conclusione

In definitiva, il surge counter applicato alla scheda HYB, risulta svolgere il compito per cui è stato creato. I punti che ci eravamo dati come obiettivo sono stati portati a compimento. Infatti, la scheda HYB accoglie il circuito di counting sul suo bottom layer, non occupando più spazio del necessario, questo permette di avere un isolamento tra la parte di alta tensione e corrente dalla parte di segnale; inoltre, il circuito rimane isolato dalla motherboard che si occupa della misura di protezione catodica, proprio grazie all'optoisolatore. Nella progettazione è stato cambiato il connettore di uscita, in modo da arricchirlo con i pin volti a portare le informazioni del surge counter sulla scheda di misura.

L'alimentazione, essendo solo sul lato isolato dell'optoisolatore, risulta protetta da spike di corrente/tensione.

Per quanto riguarda i consumi invece, siamo nell'ordine di grandezza dei μA , questo non è stato verificato sperimentalmente ma è un dato dedotto dai valori di "corrente di leakage" dei componenti dichiarati nei datasheet. Questo è sicuramente un punto di sviluppo futuro da verificare con opportune sonde di corrente, che non erano a disposizione dell'azienda. Andrebbe testata la scheda finale e non il prototipo, dato che le saldature potrebbero influire sulla misura per valori così piccoli di corrente. Per lo stesso motivo andrebbe verificata anche la parte di compatibilità elettromagnetica sulla PCB finale per ovviare a possibili capacità e induttanze parassite, che potrebbero sfasare l'ingresso dall'uscita, e possibili induttori mutuamente accoppiati che andrebbero a produrre valori anomali nel circuito.

Appendice

A1: Circuiti di Commutazione per SCR

Classe A

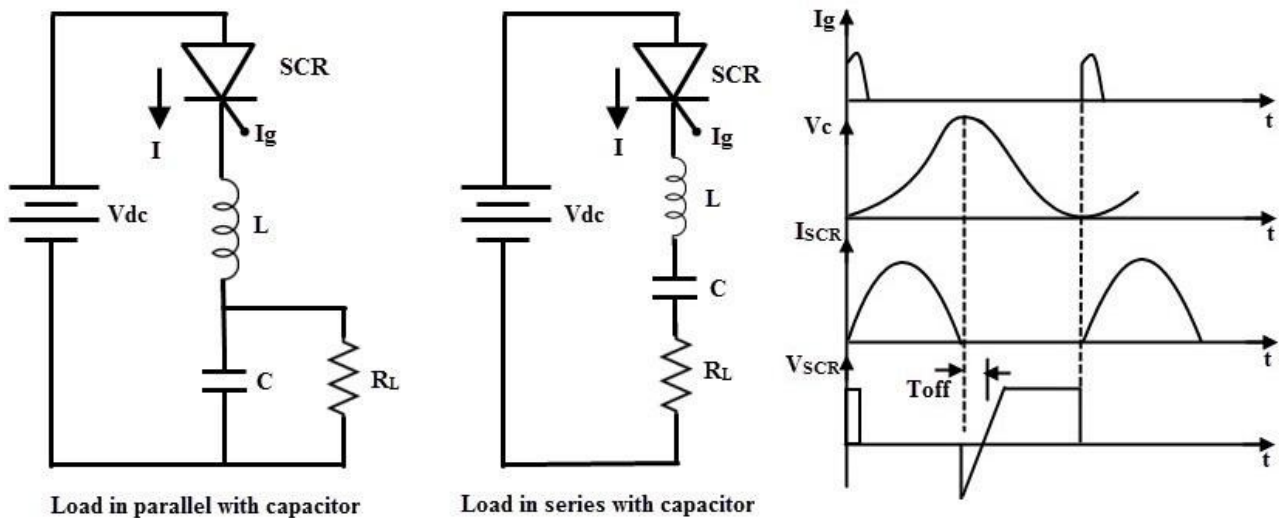


Figura 58: SCR class A commutation circuit

Questo circuito è anche noto come auto-commutazione mediante risonanza del carico o semplicemente commutazione risonante. In questa commutazione, la sorgente della tensione di commutazione è nel carico. I componenti di commutazione sono L e C e il condensatore può essere collegato in parallelo o in serie con la resistenza di carico R_L come mostrato in Figura 58.

Funzionamento

Dopo la commutazione o lo spegnimento del tiristore, il condensatore inizierà a scaricarsi dal suo valore di picco, attraverso il resistore, in modo esponenziale. Il tiristore sarà in condizione di polarizzazione inversa finché la tensione del condensatore non ritorna al livello della tensione di alimentazione.

Classe B

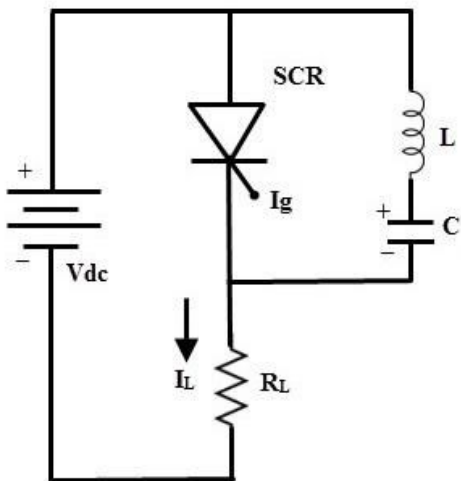


Figura 59: SCR class B commutation circuit

Anche questo è un circuito di auto-commutazione in cui la commutazione dell'SCR è ottenuta da un circuito LC risonante. Ma, la differenza principale tra la commutazione di Classe A e quella di Classe B, è che il circuito risonante LC è collegato attraverso l'SCR ma non in serie con il carico, come nel caso della commutazione di Classe A. Di conseguenza, il circuito di commutazione e i componenti L e C in esso contenuti non trasportano la corrente di carico.

Funzionamento

Una volta che l'SCR è stato acceso, il condensatore si scarica su L e SCR. Quando è completamente scarico, inizia a caricarsi con polarità inversa. Quindi una tensione inversa viene applicata ai capi dell'SCR e la corrente di commutazione si oppone a quella del carico. Quando la corrente di commutazione è maggiore di quella del carico, l'SCR verrà automaticamente spento e il condensatore si caricherà nuovamente con polarità diretta.

Classe C

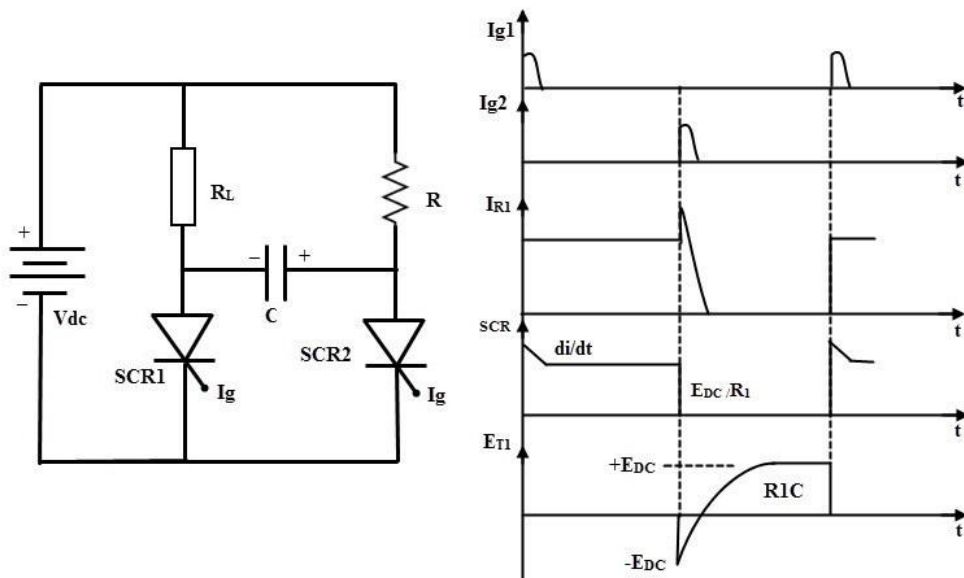


Figura 60: SCR class C commutation circuit

In questo metodo di commutazione l'SCR principale (che deve essere commutato) è collegato in serie al carico ed un SCR aggiuntivo è collegato in parallelo all'SCR principale. Pertanto, questo metodo è anche chiamato commutazione complementare.

Funzionamento

Quando l'SCR1 (SCR principale) viene attivato, la corrente passerà in due direzioni:

- 1) su V_{+dc} , carico, SCR_1 , V_{-dc}
- 2) V_{+dc} , R , $C+$, $C-$, SCR_1 , V_{-dc} .

Perciò, il condensatore inizia a caricarsi fino al valore di V_{+dc} . Quando l' SCR_2 viene attivato, la tensione negativa del condensatore si applica ai capi dell' SCR_1 . In questo modo la tensione negativa spegne immediatamente SCR_1 .

Classe D

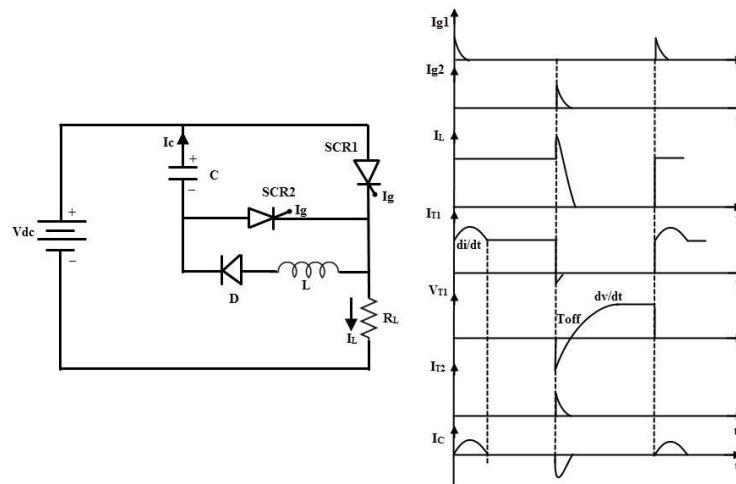


Figura 61: SCR class D commutation circuit

Questa è anche chiamata commutazione ausiliaria, perché utilizza un SCR ausiliario per commutare il condensatore carico. L'SCR principale viene commutato dall'SCR ausiliario. L'SCR principale con resistenza di carico costituisce il circuito di alimentazione mentre il diodo D, l'induttore L e SCR2 costituiscono il circuito di commutazione.

Funzionamento

Quando viene applicata la tensione V_{dc} entrambi gli SCR sono in OFF e quindi la capacità dei condensatori è a zero. Per caricarli SCR_2 va attivato. A quel punto il condensatore si carica con il percorso $V_{+dc}, C^+, C^-, SCR_2, R, V_{-dc}$.

Quando il condensatore è completamente carico, l' SCR_2 si spegne perché non passa alcuna corrente su di lui. Se l' SCR_1 viene attivato la corrente scorre in due direzioni

- 1) corrente di carico $V_{+dc}, SCR_1, R, V_{-dc}$
- 2) corrente di commutazione C^+, SCR_1, L, D, C^-

Appena il condensatore è completamente scarico, la polarità ai suoi capi si inverte ma, a causa della presenza del diodo, la scarica in reverse non è possibile. Quando l' SCR_2 è attivato, allora la capacità si scarica attraverso C^+, SCR_2, SCR_1, C^- . quando la corrente di scarica è maggiore della corrente di carico allora l' SCR_1 si spegne e il condensatore si carica nuovamente attraverso l' SCR_2 .

Classe E

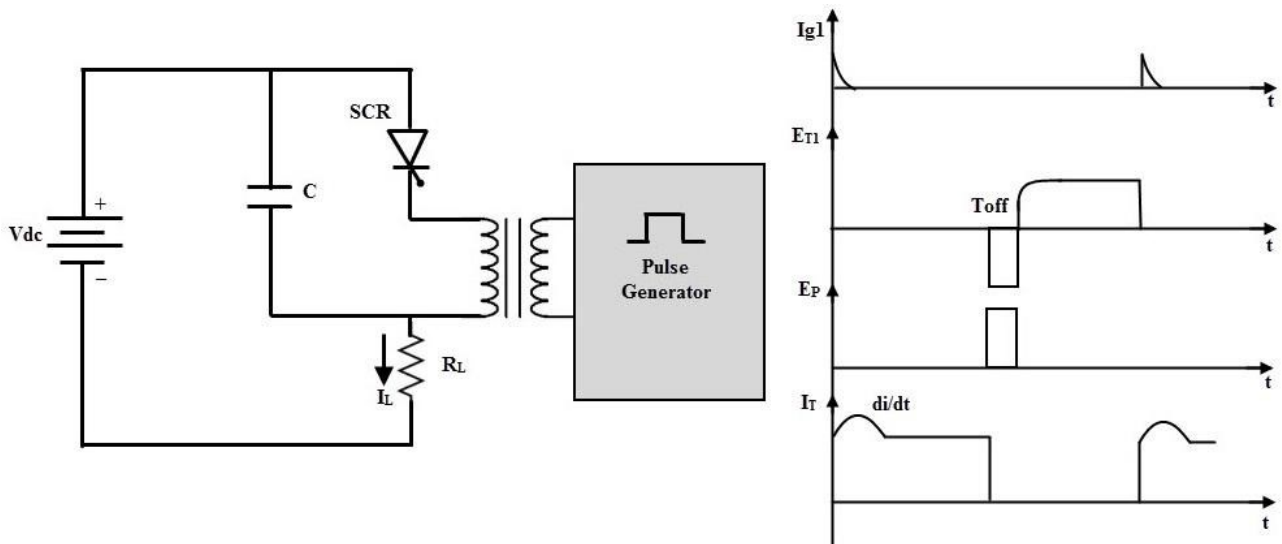


Figura 62: SCR class E commutation circuit

Questo tipo di commutazione è noto anche come commutazione ad impulsi esterni. In questo caso, viene utilizzata una sorgente di impulsi esterna per produrre la tensione inversa attraverso l'SCR. Il circuito di commutazione di Classe E utilizza un trasformatore di impulsi per produrre l'impulso di commutazione.

Funzionamento

Se è necessario commutare l'SCR, viene applicato un impulso la cui durata è pari o superiore al tempo di disattivazione dell'SCR. Se viene attivato l'SCR, la corrente di carico scorre attraverso il trasformatore di impulsi. Se si applica un impulso al primario del trasformatore, viene indotta una tensione nel secondario del trasformatore di impulsi.

Questa tensione indotta viene applicata ai capi dell'SCR con una polarità inversa e quindi l'SCR viene disattivato. Il condensatore offre un'impedenza molto bassa o nulla all'impulso ad alta frequenza.

A2: Comparatore - un tentativo fallito

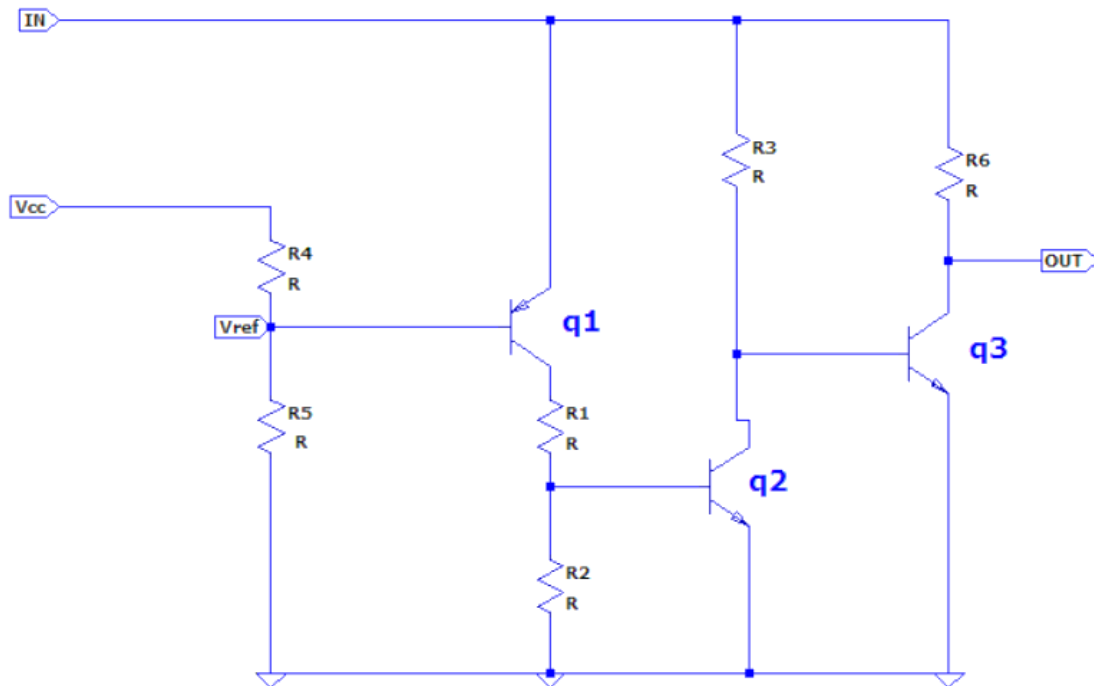


Figura 63: circuito comparatore

Il comparatore di tensione viene utilizzato per confrontare due tensioni tra loro: Il segnale in DC all'ingresso V_{IN} rispetto il segnale di riferimento impostato V_{ref} . La sovratensione in ingresso fa sì che la tensione di uscita dal circuito abbia un valore HIGH o LOW in base al valore confrontato.

Quando il segnale in ingresso è più basso della V_{ref} , allora il segnale di output sarà il valore logico 0. Altrimenti se il valore sarà più alto, avremo valore logico 1.

Funzionamento

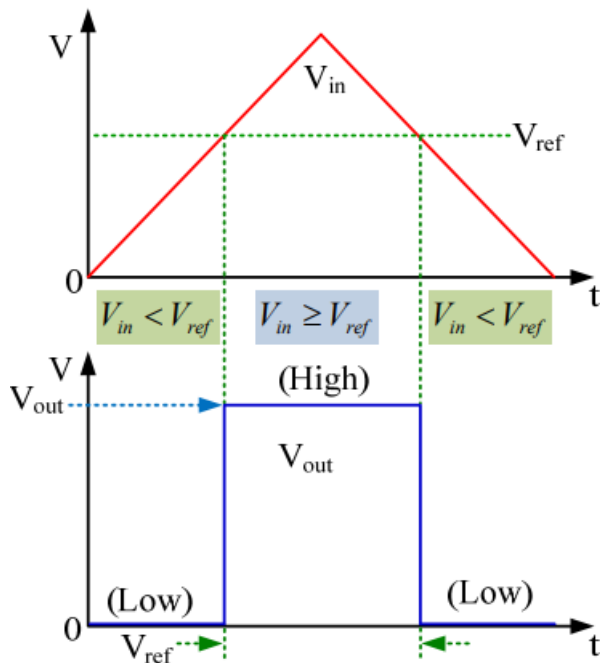


Figura 64: confronto forme d'onda

Il comparatore di tensione confronta la V_{ref} con la tensione V_{IN} . La V_{ref} è determinata dalla R_1 e dalla R_2 , presenti nel partitore di tensione nella Figura 64. Questo valore viene utilizzato per pilotare il transistor q1.

$$V_{ref} = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

La tensione V_{IN} fa cadere la tensione su q1 e la tensione V_{ceq1} è la tensione di riferimento per portare in polarizzazione diretta il q2 che viene modellata dal partitore di tensione con le resistenze R_3 e R_4

$$V_{ref_2} = V_{CEq1} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Quindi se V_{IN} è più alto di V_{ref} , il livello di V_{ref_2} aumenta abbastanza da accendere il transistor q2 e farlo funzionare come interruttore. Quindi il valore di 1 è

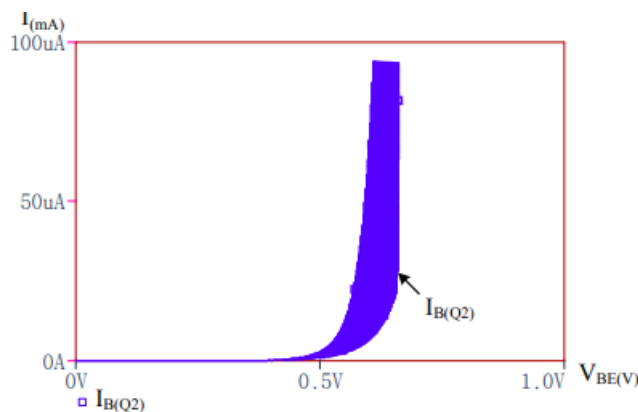


Figura 65: corrente del BJT

Il problema del comparatore è che ha bisogno di una tensione esterna per garantire la V_{ref} il più stabile possibile. Nel nostro caso portare l'alimentazione potrebbe essere un problema dato che questa deve essere assolutamente isolata dal resto, per evitare che qualsiasi surge riesca a raggiungere la scheda di misura. Inoltre, la tensione tra CH e COM potrebbe variare nel tempo; quindi, l'idea del comparatore è semplicemente infattibile da applicare in questo caso.

Bibliografia

1. **Pitrak, Laura.** Surge Generators - Test System Overview & How to Use. *transientspecialists*. [Online] 04 03, 2023. <https://transientspecialists.com/blogs/blog/surge-generators-test-systems-overview>.
2. **Goldbach, Bill.** Paralleling TVS Diodes for Higher Power Capability. *mde semiconductor*. [Online] 06 08, 2020. <https://mde semiconductor.com/paralleling-tvs-diodes-in-series-for-higher-power-capability/>.
3. **Sibson, Isaac.** TVS in Automotive Applications. *Diodes Incorporated*. [Online] <https://www.diodes.com/assets/App-Note-Files/TVS-in-Automotive-Applications.pdf>.
4. **LittleFuse.** TVS diodes - SMDJ Series . *mouser*. [Online] <https://www.mouser.it/datasheet/2/240/media-3320160.pdf>.
5. **Prchal, Jiří.** Basic Of Surge Protection. *electroindustry*. [Online] <https://www.electroindustry.cz/fs/f16e2b46-8ca1-11e7-844f-00155d092b27-phoenix-contact-2.pdf>.
6. **LittleFuse.** TVS diodes - 5.0SMDJ Series. *Mouser*. [Online] <https://www.mouser.it/datasheet/2/240/media-3320149.pdf>.
7. **Wikipedia.** IEC 61000-4-5. *wikipedia*. [Online] 11 8, 2022. https://en.wikipedia.org/wiki/IEC_61000-4-5.
8. **Electronics-project-design.com.** EMC Testing - Transient Immunity, RF Immunity and RF Emission. *electronics-project-design*. [Online] <https://www.electronics-project-design.com/EMCTesting.html>.
9. **Electrom Instruments.** Surge Test Voltage Standard Recommendations Followed by Electrom. *electrom instruments*. [Online] <https://electrominst.com/test-technology/surge-test-methods/surge-test-voltages-and-standards/>.

10. **LittleFuse.** surge protection devices. *littelfuse.com*. [Online] <https://m.littelfuse.com/~media/surge-protection-devices/faq/littelfuse-surge-protection-device-faq.pdf>.
11. **Carobbi, Carlo F. M. and Bonci, Alessio.** Elementary and ideal equivalent circuit model of the 1, 2/50-8/20 μ s combination wave generator. *ieeexplore.ieee*. [Online] 10 2013. <https://ieeexplore.ieee.org/document/6714698>.
12. **Goldbach, Bill.** Paralleling TVS Diodes for Higher Power Capability. <https://mdesemiconductor.com/>. [Online] 06 08, 2020. <https://mdesemiconductor.com/paralleling-tvs-diodes-in-series-for-higher-power-capability/>.

Indice delle figure

Figura 1: Scheda di protezione G4C-PRO-HYB con il relativo schematico	5
Figura 2: Sezione di un GDT.....	6
Figura 3: Tensione-corrente nel tempo di un GDT	6
Figura 4: Caratteristica tensione-corrente dei TVS.....	7
Figura 5: RMU-SAFE esploso proteggendo la macchina a valle.....	7
Figura 6: Effetti di sovratensione sulla tensione di rete	8
Figura 7: Tipologie di impulsi previste per lo standard IEC 61000-4-5.....	9
Figura 8: Tipologie di SPD	10
Figura 9: TVS nella condizione di popping	12
Figura 10: Generatore d'impulsi 1.2/50us in tensione e 8/20us in corrente	13
Figura 11: Generatore di onde combinate 10/700-5/320 μ s	13
Figura 12: Schematico LTspice per generare un impulso 8/20 μ s e il relativo grafico.....	14
Figura 13: convertitore flyback.....	15
Figura 14: schematico di un solo canale della HYB	17
Figura 15: circuito di riferimento	19
Figura 16: caratteristica I-V di un diodo Zener.....	21
Figura 17: caratteristiche I/V di un tiristore	22
Figura 18: circuito proposto con un circuito di commutazione di classe B.....	23
Figura 19: curve IV di uno Zener e di un TVS	24
Figura 20: riprogetta la circuiteria	25
Figura 21: caratteristica I-V di un TRIAC.....	27
Figura 22: partitore di tensione	29
Figura 23: schematico dimensionato.....	30
Figura 24: ipotesi di circuito semplificato	31
Figura 25: Circuito di test iniziale.....	34
Figura 26: forma d'onda ai capi dell'optoisolatore dopo il primo test.....	35
Figura 27: seconda versione con aggiunta della resistenza da 20k	36

Figura 28: risposta del secondo circuito	36
Figura 29: caratteristica V/I di un led	37
Figura 30: circuito finale con diodo di ricircolo	37
Figura 31: risposta del circuito con diodo di ricircolo ai capi del LED	38
Figura 32: risposta del circuito con ingresso in reverse. la forma d'onda gialla è la forma d'onda dell'impulso bloccato dai TVS	38
Figura 33: confronto ingresso (rosa) - uscita (giallo) tramite oscilloscopio	40
Figura 34: schema elettrico di un optoisolatore	41
Figura 35: semplificazione del circuito di pull-up.....	41
Figura 36: Curve ingresso-uscita AQY214S	42
Figura 37: uscita dell'optoisolatore isolato	43
Figura 38: schema elettrico test	44
Figura 39: ingresso uscita optoisolatore con generatore d'onda a 200Hz	44
<i>Figura 40: Aumento della frequenza da 1kHz a 1.5kHz.....</i>	<i>45</i>
Figura 41: frequenza del segnale 2.7kHz	45
Figura 42: Semplificazione del circuito di test.....	46
Figura 43: circuito semplificato	47
Figura 44: schema elettrico del Toshiba TLP2303	49
Figura 45: ingresso curva gialla, uscita curva celeste	50
Figura 46: sulla sinistra la HYB collegata al prototipo studiato	51
Figura 47: schermata di Altium - SCH library	52
Figura 48: footprint del TRIAC su Altium	53
Figura 49: datasheet del TRIAC riguardo le dimensioni del componente.....	54
Figura 50: modello 3D su Altium	54
Figura 51: Schematico della HYB	55
Figura 52: Schematico del circuito proposto.....	56
Figura 53: footprint dei componenti sulla PCB	57
Figura 54: fenomeno della delaminazione della PCB	58
Figura 55: tipologie di vias.....	60

Figura 56: top layer(rosso) e bottom layer (blu) della pcb	61
Figura 57: modello 3D creato con Altium	62
Figura 58: SCR class A commutation circuit	64
Figura 59: SCR class B commutation circuit	65
Figura 60: SCR class C commutation circuit	66
Figura 61: SCR class D commutation circuit	67
Figura 62: SCR class E commutation circuit	68
Figura 63: circuito comparatore	69
Figura 64: confronto forme d'onda.....	70
Figura 65: corrente del BJT	70