



Ricerca di Sistema elettrico

## Sviluppo e realizzazione di un prototipo- generatore di impulsi elettrici ad alta intensità

S. De Caro, S. Panarello, T. Scimone, A. Testa



## SVILUPPO E REALIZZAZIONE DI UN PROTOTIPO-GENERATORE DI IMPULSI ELETTRICI AD ALTA INTENSITA'

S. De Caro, S. Panarello, T. Scimone, A. Testa (Università di Messina)

Settembre 2017

### Report Ricerca di Sistema Elettrico

Accordo di Programma Ministero dello Sviluppo Economico - ENEA

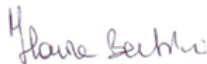
Piano Annuale di Realizzazione 2016

Area: "Efficienza energetica e risparmio di energia negli usi finali elettrici e interazione con altri vettori energetici"

Progetto: "Processi e macchinari industriali"

Obiettivo: F – "La tecnologia innovativa dei PEF per l'inattivazione microbica degli alimenti"

Responsabile del Progetto: Ing. Ilaria Bertini, ENEA



Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione "Analisi qualitativa delle applicazioni di inattivazione microbica degli alimenti mediante PEF".

Il presente documento descrive le attività di ricerca svolte all'interno dell'Accordo di collaborazione "*Sviluppo e realizzazione di un prototipo-generatore di impulsi elettrici ad alta intensità*".

Responsabile scientifico ENEA: Ing. Francesca Bonfà

Responsabile scientifico Università di Messina: Ing. Salvatore De Caro

Si ringrazia per la collaborazione scientifica il Prof. Giovanni Galli.

## Indice

SOMMARIO.....	4
1 INDAGINE INIZIALE.....	5
1.1 DEFINIZIONE DEL SISTEMA MODULARE.....	6
2 DESCRIZIONE E PROGETTO DEL MODULO BASE.....	8
2.1 PRIMO STADIO.....	8
2.2 SECONDO STADIO (DIMENSIONAMENTO DELLE CAPACITÀ DELLE CELLE ELEMENTARI).....	9
2.3 TERZO STADIO.....	11
2.3.1 Dimensionamento delle resistenze di bilanciamento.....	11
2.3.2 Dimensionamento delle capacità di bilanciamento.....	12
2.3.3 Dimensionamento delle capacità di dump.....	12
2.3.4 Dimensionamento delle resistenze di gate.....	13
3 SIMULAZIONI.....	14
4 REALIZZAZIONE DEL PROTOTIPO.....	18
5 RISULTATI SPERIMENTALI.....	21
6 CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI.....	26
7 RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI.....	26
8 CURRICULUM SCIENTIFICO DEL GRUPPO DI LAVORO IMPEGNATO NELL'ATTIVITÀ.....	27

## Sommario

L'attività di ricerca svolta dall'Università di Messina, ha riguardato la progettazione e realizzazione di un prototipo di generatore di impulsi elettrici ad alta intensità per applicazioni di inattivazione batterica negli alimenti, in particolare vino o mosto.

A partire dall'analisi della letteratura esistente nell'ambito dei sistemi di generazione di campi elettrici pulsati (PEF), l'attività è stata volta ad identificare una topologia circuitale in grado di offrire un buon compromesso tra costi di realizzazione ed efficienza.

La prima fase ha riguardato quindi lo studio delle problematiche relative alla generazione di campi elettrici pulsati, con specifico riferimento ai livelli di tensione e corrente necessari all'applicazione. Durante questa fase dell'attività di ricerca, una prima configurazione di PEF è stata progettata e validata mediante simulazione in appositi ambienti software (PSpice, PowerSim).

Nella seconda fase dell'attività di ricerca, è stato realizzato il primo prototipo di PEF che è stato validato mediante una serie di prove sperimentali.

## 1 Indagine Iniziale

L'analisi preliminare è stata orientata ad identificare la configurazione circuitale più vantaggiosa in termini di costi e complessità. Una prima topologia considerata è stata la configurazione isolata con trasformatore di riportata nelle Figg. 1 e 2. In prima analisi il carico utilizzato è stato di tipo resistivo. Il principale vantaggio della configurazione considerata è quello di non prevedere dispositivi elettronici di potenza sulla sezione ad alta tensione, con una notevole riduzione della complessità del sistema. Da successivi studi è tuttavia emersa la difficoltà a imprimere nella pratica ai campioni i livelli di campo elettrico desiderati, a causa dell'elevata conducibilità elettrica del vino. Da misure svolte su vari campioni si è stimata, infatti, una conducibilità di circa 0.8 S/m per il vino e 0.26 S/m per il mosto ed effetti capacitivi pressoché nulli. Con tali valori di conducibilità, per ottenere un kV ai capi del portacampione realizzato (distanza tra le armature=1.6 cm e raggio della sezione circolare=4 cm) è necessario far circolare una corrente superiore ai 70 A per il mosto e 220 A per il vino. Correnti di questa intensità possono essere ottenute molto difficilmente con la topologia considerata, soprattutto a causa delle perdite sul trasformatore. Sulla base di alcune pubblicazioni esaminate si è considerata anche la possibilità di inserire un dielettrico (ad esempio aria) su una delle superfici del provino, ma si è verificato che in tal caso il campo elettrico cade tutto ai capi del dielettrico senza alcun effetto sul campione (vino).

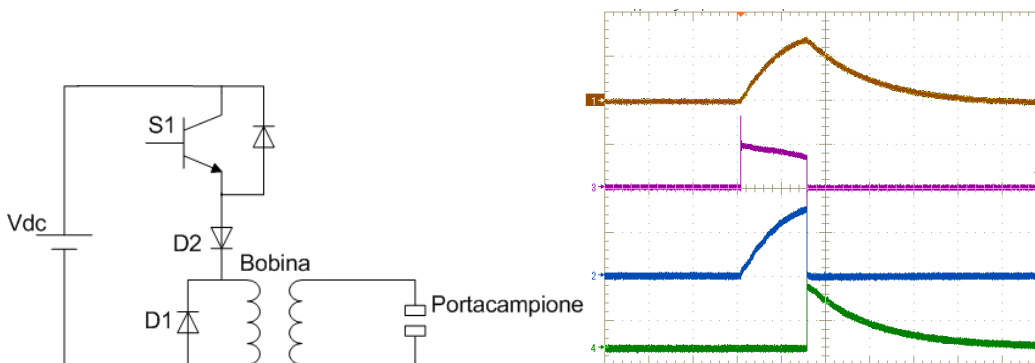
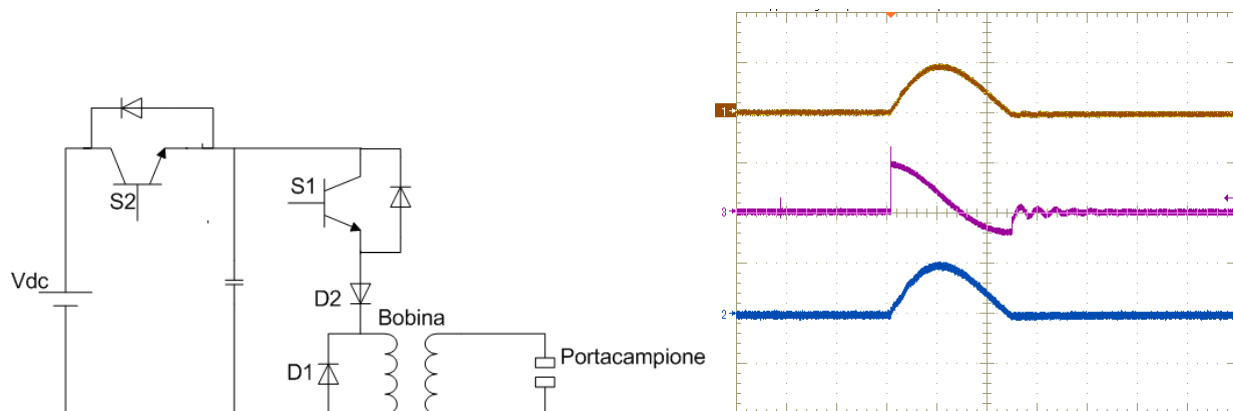


Figura 1. Prima configurazione. Ch1: tensione al secondario [1000V/div], Ch2: corrente al primario [10A/div], Ch3: tensione al primario[100V/div], Ch4: corrente diodo D1 [10A/div]; Time [100us/div].



Figura

Figura 2. Seconda configurazione. Ch1: tensione al secondario [1000V/div], Ch2: corrente al primario [10A/div], Ch3: tensione al primario[100V/div]; Time [100us/div].

### 1.1 Definizione del sistema modulare

Alla luce dei risultati preliminari, le topologie considerate si sono rivelate inadatte. Sulla base di tali esperienze, sono però state fissate le caratteristiche peculiari della configurazione finale:

- Elevata corrente di scarica, per applicare efficacemente campi elettrici di intensità elevata su campioni a bassa resistività (elevata conducibilità).
- Capacità di utilizzare componentistica (sia attiva che passiva) standard, con tensione massima non superiore a 2.6 kV.
- Modularità, per consentire un facile upgrading del sistema in termini di tensione, corrente e frequenza degli impulsi, semplicemente connettendo opportunamente più elementi base.
- Componenti di controllo posti solo sul lato bassa tensione, per evitare l'impiego di circuiti isolati, o ad alta tensione.

Con l'intento di soddisfare le istanze poste, è stata scelta per la realizzazione del modulo base del generatore di impulsi la topologia a tre stadi rappresentata in Fig. 3. A differenza delle topologie inizialmente considerate, in quella prescelta gli elementi che immagazzinano l'energia necessaria a sostenere la corrente di scarica sul provino sono posti a valle del trasformatore, piuttosto che a monte. Ciò permette di generare correnti molto più elevate e risolvere il problema legato all'alta conducibilità elettrica del vino.

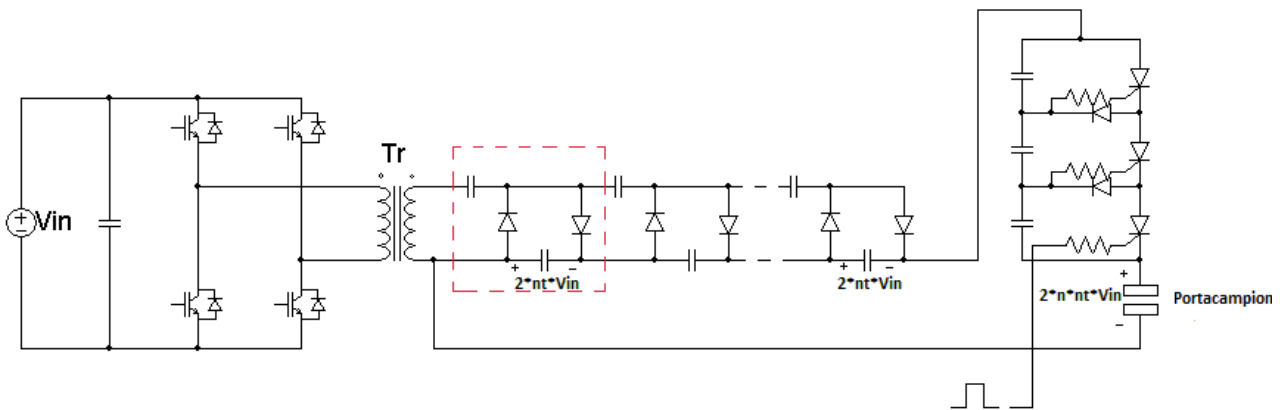


Figura 3. Configurazione circuitale del modulo base del PEF

Il primo stadio opera a bassa tensione ed è caratterizzato da una configurazione DC/AC a ponte intero. Esso genera una tensione alternata ad onda quadra  $V_{in}$ , regolabile in duty-cycle e frequenza ed è connesso tramite un trasformatore HF al secondo stadio. Questo è un convertitore AC/DC innalzatore, basato sul circuito di Cockcroft –Walton. Come illustrato nelle Figg. 4 e 5 esso è in pratica costituito dalla connessione in cascata di diverse celle elementari, ognuna delle quali costituita da due capacità e due diodi. Applicando all'ingresso del secondo stadio la tensione alternata  $n_t * V_{in}$ , dove  $n_t$  è il rapporto di trasformazione del trasformatore HF, si caricano sequenzialmente le capacità delle celle elementari. Al termine della carica su ogni capacità si ha la tensione  $2 * n_t * V_{in}$ , pertanto, la tensione continua  $V_{cap}$  ottenibile all'uscita dello stadio innalzatore è pari a  $n * 2 * n_t * V_{in}$ , essendo  $n$  il numero di celle elementari. La topologia scelta non richiede dispositivi di potenza controllati e la tensione massima ai capi di ogni elemento circuitale è solo una frazione di quella finale. Inoltre, a parità di tensione d'uscita  $V_{cap}$ , la tensione massima ai capi di ogni elemento circuitale  $V_{max}$  può essere opportunamente fissata agendo sul numero di celle elementari. Il trasformatore HF serve a disaccoppiare elettricamente la sezione a bassa tensione da quella in alta tensione. Inoltre, definendo opportunamente il rapporto di trasformazione  $n_t$  è possibile massimizzare la velocità di carica delle celle elementari.

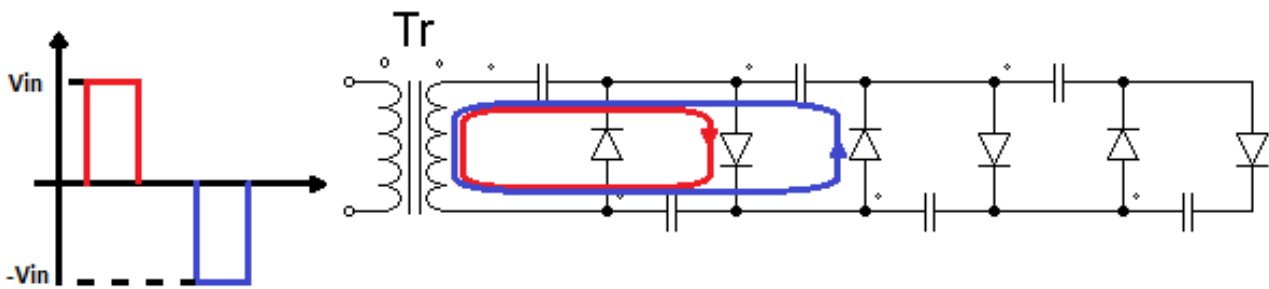


Figura 4. Secondo stadio con circuito di Cockcroft –Walton

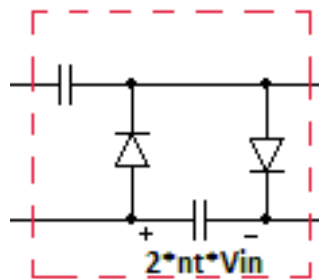


Figura 5. Cella elementare del secondo stadio

L'uscita del secondo stadio è connessa al provino mediante il terzo stadio, un interruttore di alta tensione a stato solido, costituito dalla connessione in serie di  $m$  celle elementari, ognuna costituita da un tiristore. Ogni cella elementare è chiamata a sostenere una tensione pari a  $V_{cap}/m$ . Anche in questo caso, pertanto, a parità di tensione d'ingresso, la tensione massima ai capi di ogni tiristore può essere opportunamente fissata variando il numero di celle elementari, ciò consente l'utilizzo di componentistica standard.

Quando è polarizzato positivamente un tiristore va in conduzione se viene inviato un impulso di corrente al piedino di gate, o se viene superata tra anodo e catodo la tensione di breakover. All'apertura un tiristore si comporta invece come un comune diodo e quindi si apre se polarizzato negativamente. In linea teorica è quindi necessario introdurre un circuito di pilotaggio isolato per ognuno degli  $m$  tiristori, ciò però renderebbe molto complesso il terzo stadio, tenendo anche conto delle  $m$  alimentazioni isolate richieste e degli  $m$  circuiti di accoppiamento necessari. Nell'intento di rendere il più possibile semplice la circuiteria di alta tensione è stata studiata la possibilità di far funzionare i tiristori del terzo stadio in modo non controllato, sfruttando la modalità di accensione in breakover. Tuttavia, ci si è resi conto che non è possibile in questo modo coordinare in maniera soddisfacente le operazioni degli  $m$  tiristori, che, a causa dell'inevitabile deriva parametrica, si attivano con tempi lievemente differenti. Ciò crea imprevedibili ed inaccettabili sovratensioni nei dispositivi che si accendono più lentamente, causando la prematura rottura degli stessi.

E' stata quindi utilizzata una tecnica di pilotaggio ibrida denominata "sequential triggering", riportata in Fig. 6. Tale tecnica prevede il pilotaggio diretto di un solo tiristore pilota. Gli altri tiristori sono attivati infatti indirettamente dalla chiusura del tiristore pilota, tramite una rete di capacità e resistenze che agisce sui gate dei dispositivi restanti. E' quindi necessario un solo circuito di pilotaggio, un dispositivo di accoppiamento ed una singola alimentazione isolata. Per ridurre ulteriormente la complessità del sistema, è stato studiato un ulteriore sviluppo della tecnica "sequential triggering", che consiste nell'attivare il tiristore pilota non con un segnale esterno, ma mediante un circuito passivo a soglia di tensione posto sul lato alta tensione. Ciò ha permesso di eliminare il rimanente circuito di pilotaggio ed i circuiti accessori e di realizzare interruttori a stato solido in grado di chiudersi automaticamente quando la tensione supera un prefissato livello.

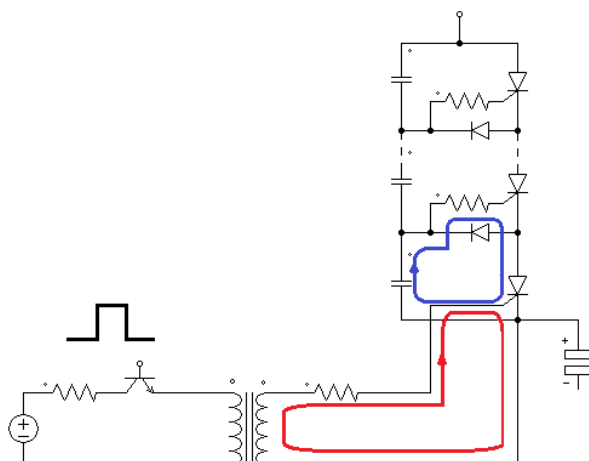


Figura 6. Sequential Triggering

Il circuito di Fig. 3 può essere visto come un modulo base con cui costruire PEF di caratteristiche diverse. Connettendo in serie le uscite di più moduli base è infatti possibile incrementare la tensione applicata al provino e quindi l'intensità del campo elettrico. Connettendo i moduli in parallelo è invece possibile incrementare la corrente di scarica. Infine, sincronizzando l'azionamento di diversi moduli base collegati in parallelo, è possibile incrementare la frequenza degli impulsi. Differenti specifiche in termini di tensione, potenza e frequenza degli impulsi generati possono quindi essere facilmente soddisfatte con un opportuno numero di moduli elementari, debitamente connessi e controllati.

## 2 Descrizione e progetto del modulo base

### 2.1 Primo stadio

La tensione alternata applicata al primario del trasformatore è ottenuta tramite un ponte ad H. La frequenza di commutazione del ponte è di 30kHz. La potenza di ingresso del ponte è fissata a 500W con una tensione di ingresso di 100V. La corrente media assorbita dal ponte è quindi di 5A. Il valore efficace della corrente alternata in uscita in "discontinuous current mode" è invece di circa 3.8A

Il flowchart di Fig. 7 descrive il sistema di controllo digitale del sistema. All'avvio del firmware vengono impostati: numero di cicli di carica-scarica  $N$ , tempo di commutazione del ponte monofase  $T_{pwm}$  e duty cycle del ponte  $\delta$ . I contatori  $n$  e  $t$  indicano rispettivamente il numero di cicli eseguiti ed il tempo dall'avvio di ogni ciclo. Ad ogni ciclo il valore di  $n$  viene incrementato mentre  $t$  è settato a zero. Trascorso il tempo  $T_{pwm}$  la modulazione PWM del ponte è interrotta e viene inviato il segnale di chiusura del tiristore pilota. Al raggiungimento del numero di cicli impostato la routine viene terminata.



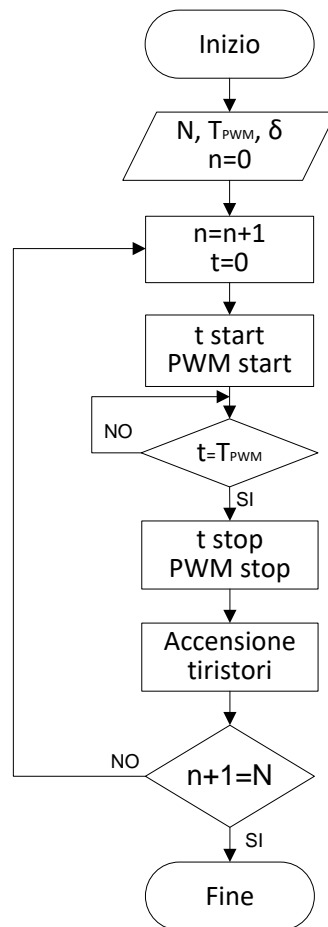


Figura 7. Flowchart dell'algoritmo digitale di controllo

## 2.2 Secondo stadio (dimensionamento delle capacità delle celle elementari)

Il numero  $n$  delle celle elementari che costituiscono il circuito di Cockcroft – Walton determina il guadagno complessivo del secondo stadio, ossia il rapporto tra la tensione continua d'uscita del generatore  $V_{cap}$  e l'ampiezza della tensione alternata in ingresso  $V_{in}$ . Tale rapporto, nell'ipotesi di duty cycle pari a 0.5, vale  $n \cdot 2 \cdot n_t$ , essendo  $n$  il numero di celle,  $n_t$  il rapporto di trasformazione del trasformatore. La tensione massima  $V_{max}$  che si presenta ai capi di ogni condensatore e di ogni diodo è pari a  $2 \cdot n_t \cdot V_{in}$  cioè  $V_{cap}/n$ . A parità di  $V_{cap}$  la tensione massima presente su ogni componente può quindi essere ridotta aumentando  $n$  e riducendo conseguentemente  $V_{in}$ . In particolare, per poter utilizzare componentistica standard è necessario che  $V_{max}$  risulti inferiore a 1.4 kV. La capacità complessiva presente nel secondo stadio determina dinamicamente la tensione applicata al carico durante la scarica. Infatti, quando viene innescata la scarica, i tiristori del terzo stadio non entrano immediatamente in conduzione, ma, come schematizzato in Fig. 8, dopo un intervallo di tempo  $t_{on}$  entra prima in conduzione il tiristore pilota e dopo un altro intervallo di tempo  $t_{on}$  entrano in conduzione gli altri  $m-1$  tiristori. Alla completa chiusura della serie di tiristori la tensione presente sulla sezione d'uscita del secondo stadio viene applicata al carico ( $V_{load}$  in Fig. 8). Durante il transitorio di accensione dei tiristori, di durata  $2 t_{on}$ , le capacità del secondo stadio iniziano però a scaricarsi attraverso i componenti passivi del circuito, riducendo la tensione presente sulla sezione d'uscita del secondo stadio. Pertanto, la tensione effettivamente applicata al carico  $V_{load}$  è inferiore rispetto al valore  $V_{cap}$  presente in uscita al secondo stadio all'inizio del transitorio di accensione dei tiristori.

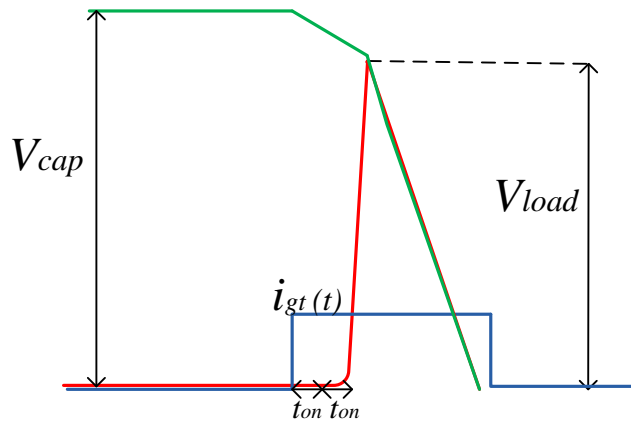


Figura 8. Profilo delle tensioni durante l'accensione dei tiristori

Maggiore è la capacità complessiva presente nel secondo stadio, più lentamente diminuisce  $V_{cap}$  durante il transitorio di accensione dei tiristori, maggiore sarà quindi la tensione  $V_{load}$  che sarà effettivamente applicata al carico. D'altro canto all'aumentare della capacità complessiva del secondo stadio aumentano i tempi di scarica, incrementando così gli stress sui dispositivi e le perdite di conduzione, nonché i tempi di riarmo del sistema. Il grafico riportato in Fig. 9 mostra l'andamento del guadagno di tensione del sistema  $G_v$ , al variare della capacità del secondo stadio, nel caso di un circuito a 10 celle con tensione di uscita di 2 e 10 kV. Nelle simulazioni si è deciso di ipotizzare l'utilizzo nelle celle del secondo stadio di capacità da 2 uF – 1.6kV.

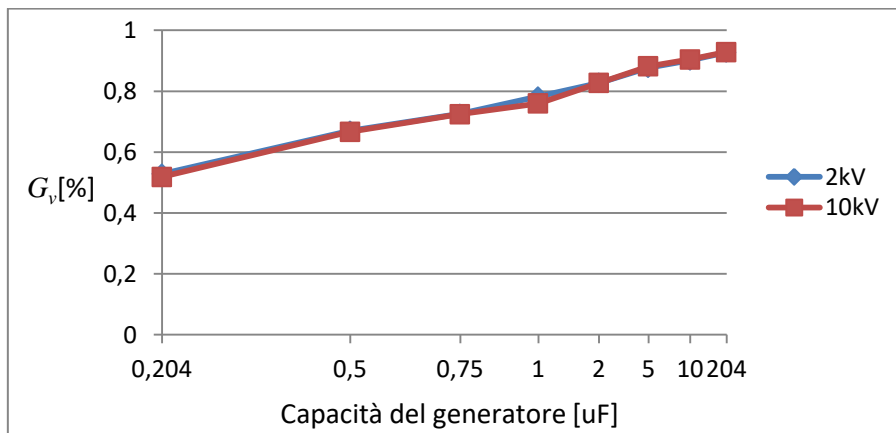


Figura 9. Guadagno di tensione  $G_v$ , al variare della capacità complessiva presente nel moltiplicatore di tensione.

Tabella I

[uF]	prove a 2 kV			prove a 10 kV		
	Vload	Vout	H	Vload	Vout	H
0.204	1050	1987	0.528435	4937	9518	0.518701
0.5	1326	1979	0.670035	6312	9466	0.666808
0.75	1427	1967	0.72547	6855	9460	0.72463
1	1476	1887	0.782194	7188	9458	0.759992
2	1593	1926	0.827103	7822	9454	0.827375
5	1694	1932	0.876812	8336	9451	0.882023
10	1713	1901	0.901105	8545	9450	0.904233
204	1750	1887	0.927398	8777	9450	0.928783

## 2.3 Terzo stadio

Sono oggi disponibili tiristori in grado di lavorare a tensioni dell'ordine della decina di kilovolt e correnti dell'ordine del kiloampere, sebbene a costi estremamente elevati. Inoltre, i package di questi dispositivi, essendo per lo più di forma cilindrica, complicano la progettazione e la realizzazione dei PCB. Si è scelto quindi di utilizzare dispositivi standard di tensione nominale inferiore collegati in serie. Nasce da ciò la necessità di dover bilanciare la tensione ai capi di ogni tiristore, in modo da riuscire a mantenere ogni dispositivo all'interno delle specifiche di funzionamento.

I tiristori infatti, come ogni altro dispositivo a semiconduttore, seppur con le medesime specifiche, non sono mai perfettamente uguali fra loro e presentano uno scostamento attorno alle caratteristiche nominali, anche all'interno dello stesso stock di produzione. In particolare, la diversa corrente di leakage dei dispositivi causa una disomogenea caduta della tensione ai capi di tiristori collegati in serie. Allo stesso modo il tempo di recupero inverso, diverso per ogni dispositivo, porta ad una tensione in fase di spegnimento differente, con la possibilità che un tiristore venga sottoposto ad una tensione superiore a quella massima e si rompa.

### 2.3.1 Dimensionamento delle resistenze di bilanciamento

Durante la fase di carica del secondo stadio, la tensione ai capi dei tiristori collegati in serie cresce. Per bilanciare la tensione ai capi di ogni dispositivo, in modo che ognuno di essi presenti la stessa differenza di potenziale, sono state quindi inserite delle resistenze in parallelo, così che ogni parallelo tiristore-resistore presenti praticamente la stessa resistenza complessiva, come riportato in Fig. 10. Per determinare il valore di resistenza da inserire possiamo considerare la seguente figura

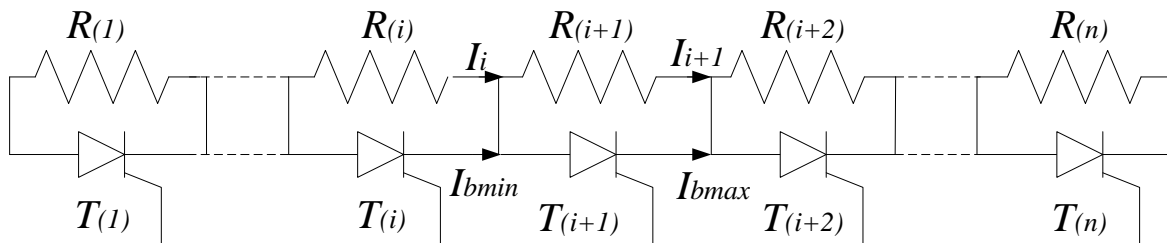


Figura 10. Serie di tiristori e relativa resistenza di bilanciamento

Collegando n tiristori in serie, il dispositivo con la minore corrente di leakage inversa presenterà ai suoi capi la differenza di potenziale maggiore. Nella condizione peggiore il dispositivo i-esimo avrà la minima corrente di leakage  $I_{bmin}$  mentre i restanti avranno una corrente  $I_{bmax}$ , quindi

$$\begin{aligned} I_{bmin} + I_i &= I_{bmax} + I_{i+1} \\ I_{bmax} - I_{bmin} &= I_i - I_{i+1} = \Delta I_b \end{aligned} \quad (1)$$

La massima tensione supportata dai tiristori sarà:

$$E_D = I_i R \quad (2)$$

In queste condizioni, la tensione sull'intera stringa  $E_s$  è data da:

$$E_s = E_D + (n - 1) R I_{i+1} \quad (3)$$

Dove  $n$  rappresenta il numero di dispositivi posti in serie. Dall' eq. (1) si evince che:

$$I_{i+1} = I_i - \Delta I_b$$

E' quindi possibile riscrivere l'eq. (3) come:

$$E_s = E_D + (n-1)R(I_i - \Delta I_b) = E_D + (n-1)RI_i - (n-1)R\Delta I_b$$

Sostituendo l'eq. (2) si ottiene:

$$E_s = E_D + (n-1)E_D - (n-1)R\Delta I_b = nE_D - (n-1)R\Delta I_b$$

Da cui è possibile ricavare il valore massimo della resistenza da mettere in parallelo per non superare il valore di tensione massimo:

$$R \leq \frac{nE_D - E_s}{(n-1)\Delta I_b} \quad (4)$$

Il valore di  $\Delta I_b$  non è sempre disponibile nelle schede tecniche dei dispositivi, mentre è sempre riportato il valore massimo della corrente di leakage  $I_{bmax}$ . Per questo motivo viene considerato il caso peggiore ossia  $\Delta I_b = I_{bmax}$ .

### 2.3.2 Dimensionamento delle capacità di bilanciamento

Come già accennato, ogni dispositivo presenta un differente tempo di recupero inverso durante la fase di spegnimento. Nel sistema in esame, inoltre, la chiusura del primo tiristore porta ad una rapida variazione della tensione ai capi dei restanti dispositivi, così come durante la carica della tensione del moltiplicatore. Da qui la necessità di bilanciare la fase dinamica della variazione della tensione inserendo delle capacità in parallelo ad ogni singolo tiristore. In modo del tutto analogo al caso precedente si dimostra che:

$$C \geq \frac{(n-1)\Delta Q_{max}}{nE_D - E_s} \quad (5)$$

dove  $\Delta Q_{max}$  è la massima variazione di carica presente durante lo spegnimento del dispositivo.

Le capacità di bilanciamento hanno l'ulteriore compito di fornire la differenza di potenziale necessaria a sostenere la corrente sul gate, come sarà discusso in seguito.

### 2.3.3 Dimensionamento delle capacità di dump

La tecnica di pilotaggio scelta prevede la chiusura comandata di uno solo dei dispositivi che costituiscono la serie tiristori. I restanti dispositivi vengono infatti chiusi tramite la scarica di capacità poste in parallelo tra la resistenza di gate e l'anodo. Il compito di tali capacità è quello di fornire la corrente  $i_{gt}$  necessaria per la

chiusura dei dispositivi per un tempo sufficientemente lungo. La minima capacità richiesta per fornire una corrente sufficiente per accendere il tiristore è data da:

$$C \geq \frac{10}{R_g + \frac{E_{GT(max)}}{I_{GT(max)}}} \mu F \quad (6)$$

Dove  $E_{GT(max)}$  è la massima tensione di trigger sul gate,  $I_{GT(max)}$  è la massima corrente di trigger sul gate ed  $R_g$  è la resistenza di gate.

### 2.3.4 Dimensionamento delle resistenze di gate

In Fig. 11 è rappresentato lo schema complessivo della serie di  $m$  tiristori. Il tiristore comandato,  $T_m$  in figura, è pilotato esternamente tramite un driver isolato, a sua volta pilotato dal microcontrollore mediante una linea in fibra ottica. Il bilanciamento dinamico è utilizzato per la chiusura dei restanti dispositivi. Inizialmente, quando la tensione è applicata alla serie, tutti i tiristori si trovano a sostenere la tensione applicata così come le capacità poste in parallelo. All'accensione di  $T_m$ , trascorso il tempo di chiusura del tiristore  $t_{on}$ , inizia la scarica della capacità  $C_{d(m-1)}$ . Alla chiusura del dispositivo pilota  $T_m$ , il dispositivo  $T_{(m-1)}$  si chiude attraverso il percorso rappresentato in rosso in figura. La corrente al gate di  $T_{(m-1)}$  è fornita tramite il percorso:

$$C_{d(m)} - R_{g(m-1)} - T_{(m-1)}$$

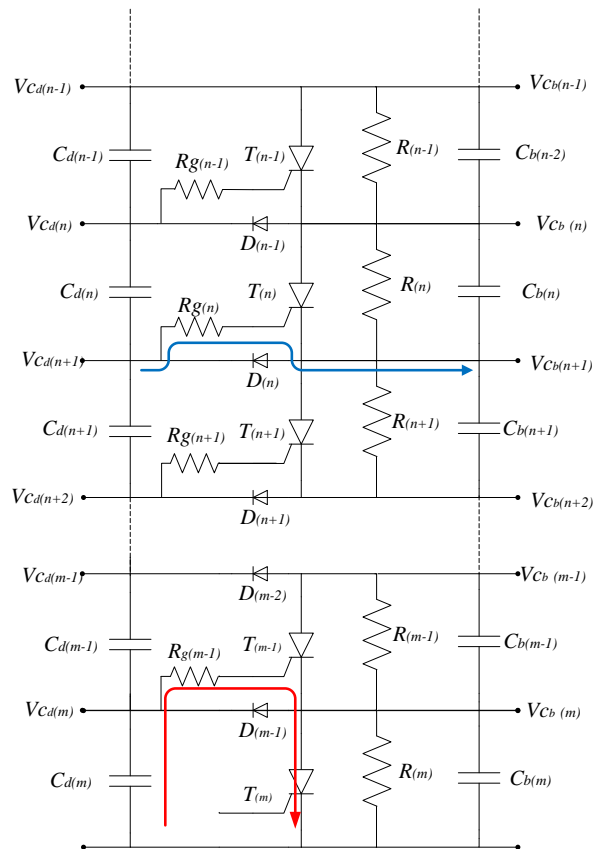


Figura 11. Serie di tiristori con rete di bilanciamento e capacità di dump

Il condensatore  $C_{b(m-1)}$  non influenza la scarica essendosi già scaricato tramite il tiristore  $T_m$ . Contemporaneamente a  $T_{(m-1)}$  i restanti tiristori inizieranno a chiudersi. Per ognuno di essi i percorsi di chiusura delle correnti di gate sono analoghi a quello mostrato in figura in blu. L'n-simo tiristore infatti subirà il passaggio della corrente sul gate tramite il percorso:

$$C_{d(n+1)} - R_{g(n)} - T_{(n)} - C_{b(n+1)}$$

In queste condizioni ogni tiristore sarà pilotato da una tensione gate-catodo diversa. Infatti, prima della commutazione del dispositivo pilota, le tensioni ai capi dei condensatori di bilanciamento e di dump dei tiristori sono uguali e pari a  $V_{cap}/m$ , dove  $V_{cap}$  è la tensione di uscita del circuito di Cockcroft-Walton ed  $m$  è il numero di tiristori collegati in serie. Come già accennato, al momento della chiusura del dispositivo  $T_m$ , il condensatore di bilanciamento  $C_{b(m)}$  è scarico mentre la tensione sulla serie dei dispositivi è, al netto delle perdite, ancora al suo valore massimo. In questa condizione le capacità di bilanciamento si portano ognuna ad una differenza di potenziale di  $V_{cap}/(m-1)$ . Sull'n-simo dispositivo sarà applicata la differenza di potenziale presente tra i potenziali  $V_{Cd(n+1)}$  e  $V_{Cb(n+1)}$  dove:

$$V_{Cd(n+1)} = \frac{V_{cap}}{m}(m - n - 1)$$

$$V_{Cb(n+1)} = \frac{V_{cap}}{m-1}(m - n - 2)$$

Quindi la tensione tra la resistenza di gate ed il catodo del dispositivo diventa

$$\Delta V_{T(n)} = \frac{V_{cap}}{m}(m - n - 1) - \frac{V_{cap}}{m-1}(m - n - 2) = \frac{V_{cap}}{m(m-1)}n \quad (7)$$

Fissando il valore della corrente di gate  $i_{gt}$  su ogni dispositivo, è possibile ricavare il valore delle resistenze per ognuno degli  $m$  tiristori come:

$$R_{g(n)} = \frac{V_{cap}}{m(m-1)}n \frac{1}{i_{gt}} \quad (8)$$

### 3 Simulazioni

Il modulo base PEF progettato è stato simulato tramite i software OrCAD PSpice e PowerSim. Le principali specifiche di progetto sono riportate in tabella II.

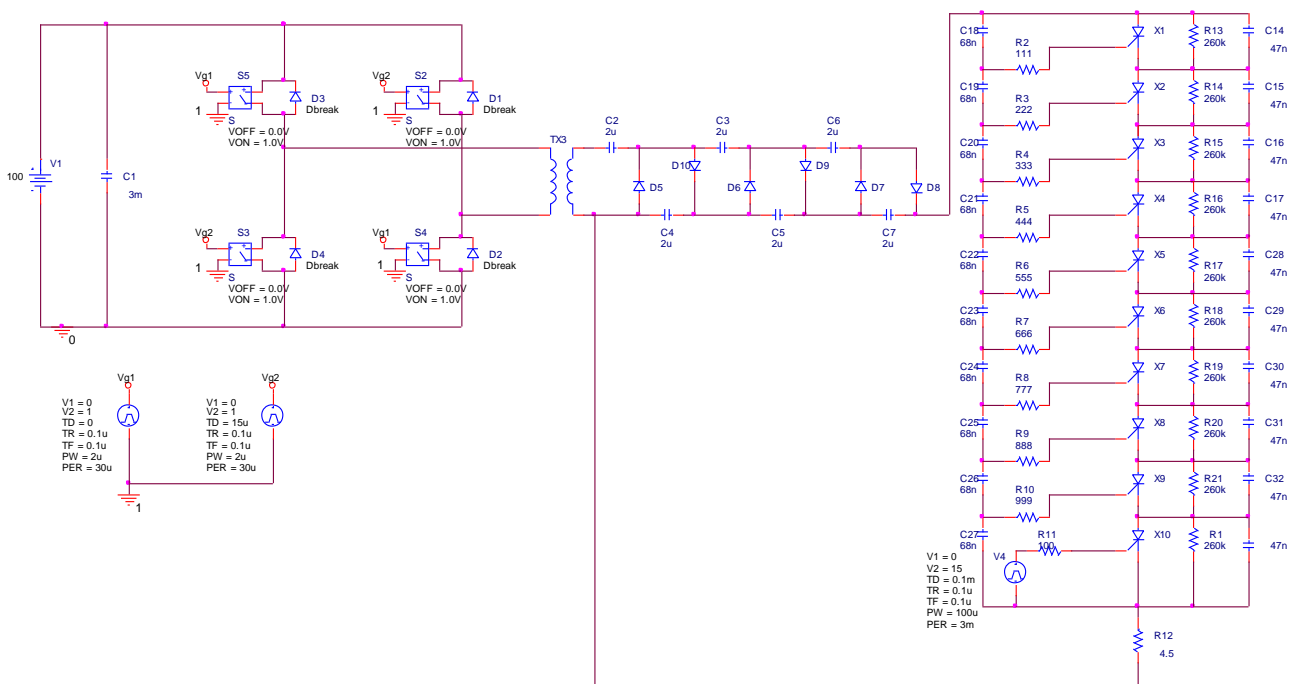
Tabella II

$V_{in}$	100V
$n_t$	11
$V_{out}$	10kV
$n$	10
$C$	2uF

In Fig. 12 è riportato lo schema elettrico del sistema utilizzato nella simulazione. Il terzo stadio è equipaggiato con dieci tiristori collegati in serie del tipo VS-70TPS16PB. Questi tiristori sono in grado di sopportare tensioni fino a 1600 V e correnti impulsive fino ai 1100A. Il dimensionamento delle reti di bilanciamento è stato effettuato partendo dalle caratteristiche fornite nei datasheet utilizzando le eqq (4, 5 e 6). I dati ottenuti sono riassunti in tabella III. I valori delle resistenze di gate sono stati determinati utilizzando l'eq. (8)

**Tabella III**

R	260 kΩ
C <sub>b</sub>	48 nF
C <sub>d</sub>	68 nF



**Figura 12. Schema del sistema simulato**

In Fig. 13 sono riportate le forme d'onda della tensione al primario ed al secondario del trasformatore.

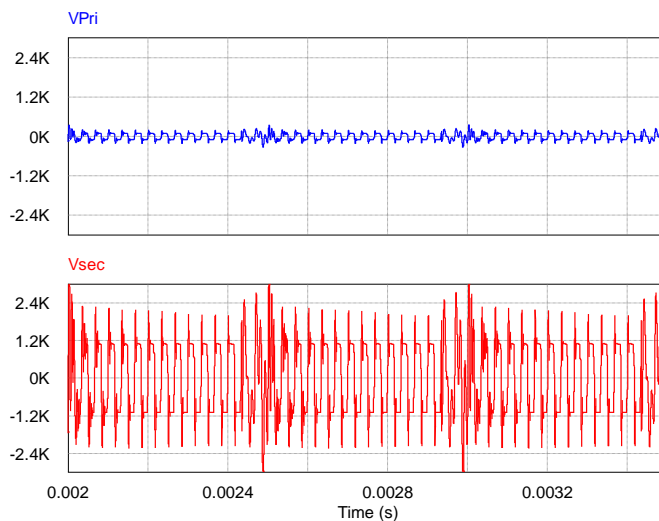


Figura 13. Tensione al primario (blu) ed al secondario (rosso)

La Fig.14 mostra l'andamento della tensione ai capi della serie delle capacità. Ad ogni ciclo di commutazione del ponte monofase è possibile osservare l'aumento della tensione di uscita. Ciò avviene fino all'istante in cui viene applicato il segnale di chiusura dei tiristori del terzo stadio. Prima dell'invio del segnale di scarica, la commutazione del ponte viene infatti temporaneamente interrotta e poi ripresa al termine della scarica.

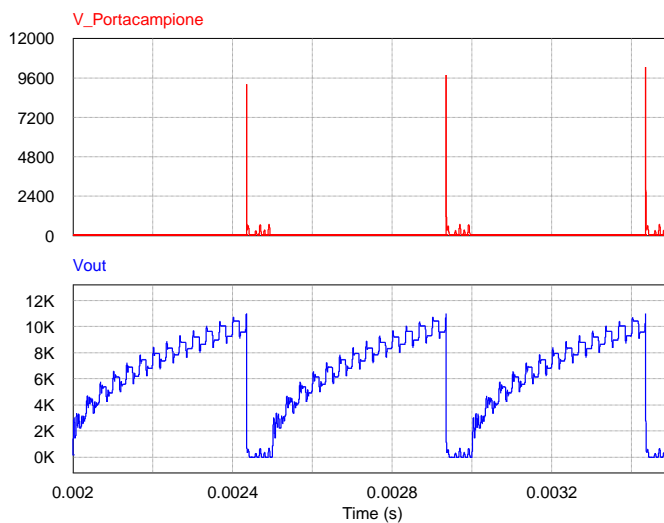
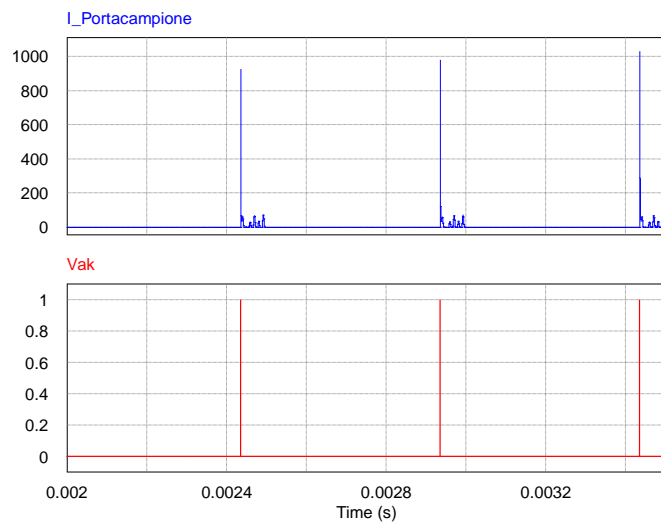


Figura 14. Tensione sul porta campione (rosso) e tensione sull'uscita della serie delle capacità (blu)

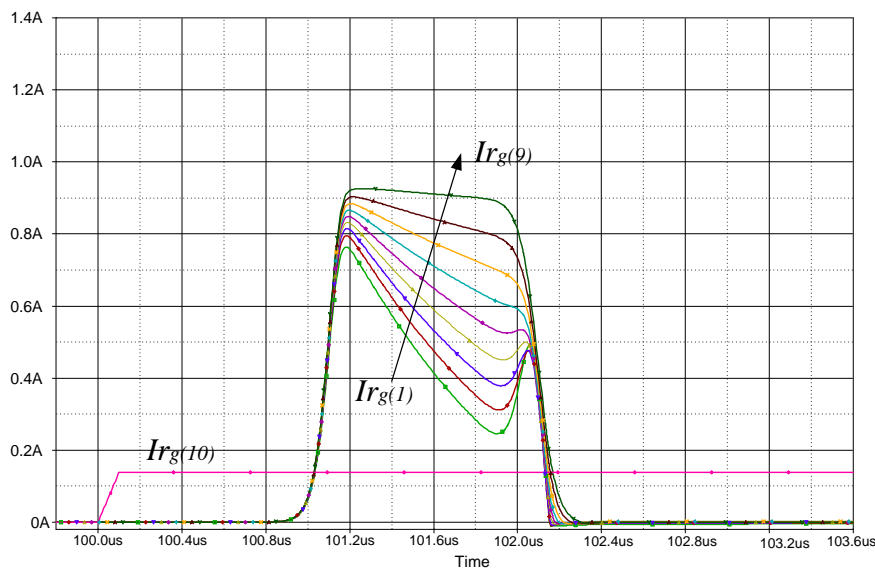
Il segnale di pilotaggio del tiristore e la corrente di uscita sono riportati in Fig. 15.





**Figura 15. Segnale di pilotaggio del tiristore (rosso) e corrente sul porta campione (blu)**

In Fig. 16 è riportato l'andamento delle correnti di gate dei tiristori che si accendono in sequenza, mentre in Fig. 17 è possibile osservare l'andamento delle tensioni anodo-catodo. All'accensione del tiristore pilota  $T_{10}$ , il corrispondente condensatore di bilanciamento si scarica e la tensione anodo-catodo va a zero. Le correnti sui gate dei restanti dispositivi cominciano quindi ad aumentare, così come le tensioni tra anodo e catodo. Se non fossero presenti i condensatori di bilanciamento, la distribuzione delle tensioni sui dispositivi durante il transitorio sarebbe sbilanciata portando i dispositivi della serie posti più in alto a dover sopportare tensioni maggiori.



**Figura 16. Correnti di gate dei tiristori**

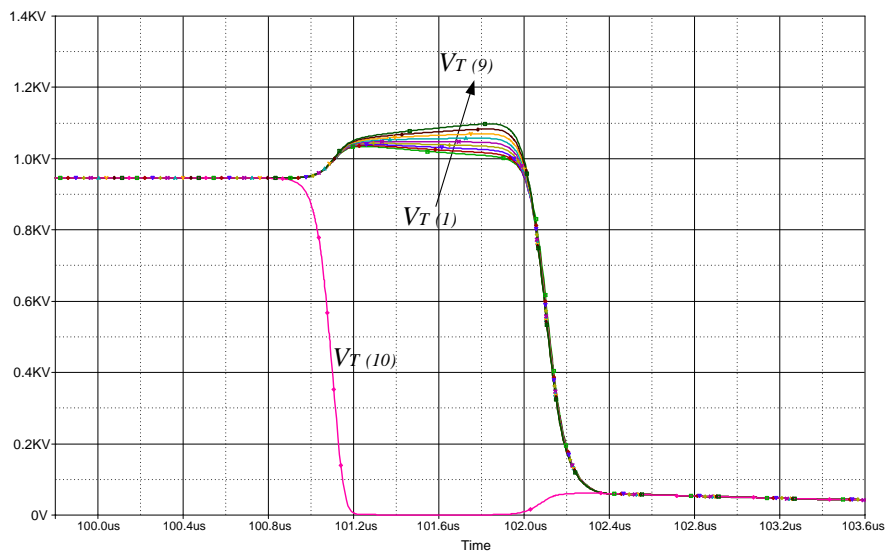


Figura 17. Tensioni anodo-catodo dei tiristori

La Fig. 18 mostra l'andamento della tensione d'uscita del secondo stadio (verde) e la tensione sul porta-campione (rosso). La differenza è data dai salti di tensione sui vari elementi del terzo stadio durante il transitorio di scarica.

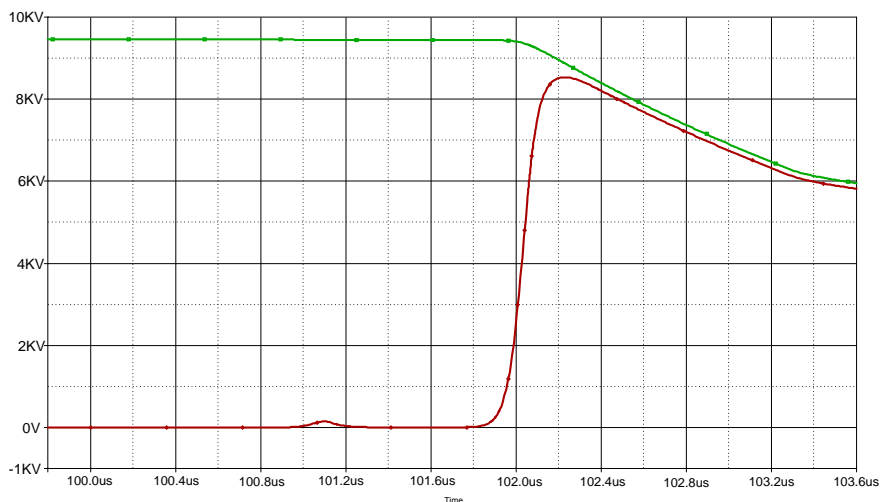


Figura 18. Tensione ai capi del carico (rosso) e tensione in uscita al generatore (verde)

#### 4 Realizzazione del prototipo

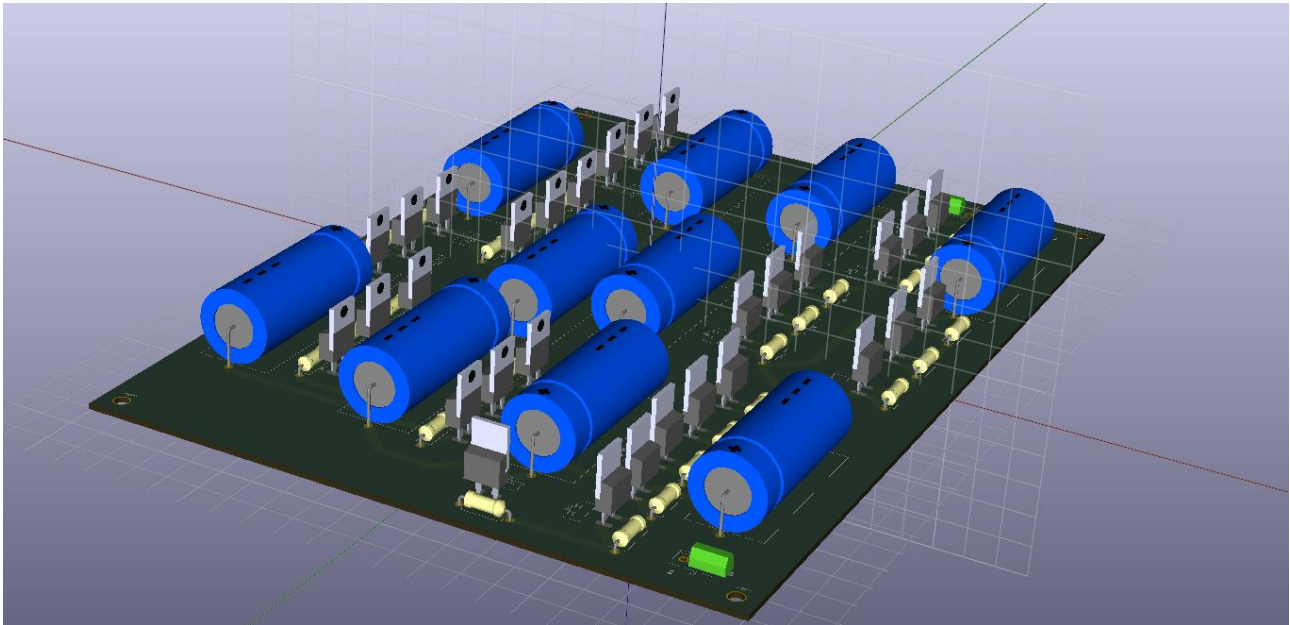
Sulla base dei risultati delle simulazioni sono state progettate le schede del primo prototipo. La flessibilità della configurazione proposta permette di rendere il sistema interamente modulare. Per incrementare il livello di flessibilità del progetto sono state definite tre schede distinte:

- scheda di pilotaggio;
- scheda del circuito di Cockcroft –Walton;
- scheda dei tiristori.

La prima scheda ha il compito di fornire i segnali di comando necessari al pilotaggio dei quattro dispositivi del ponte ad H del primo stadio del modulo ed il segnale di comando del tiristore pilota.

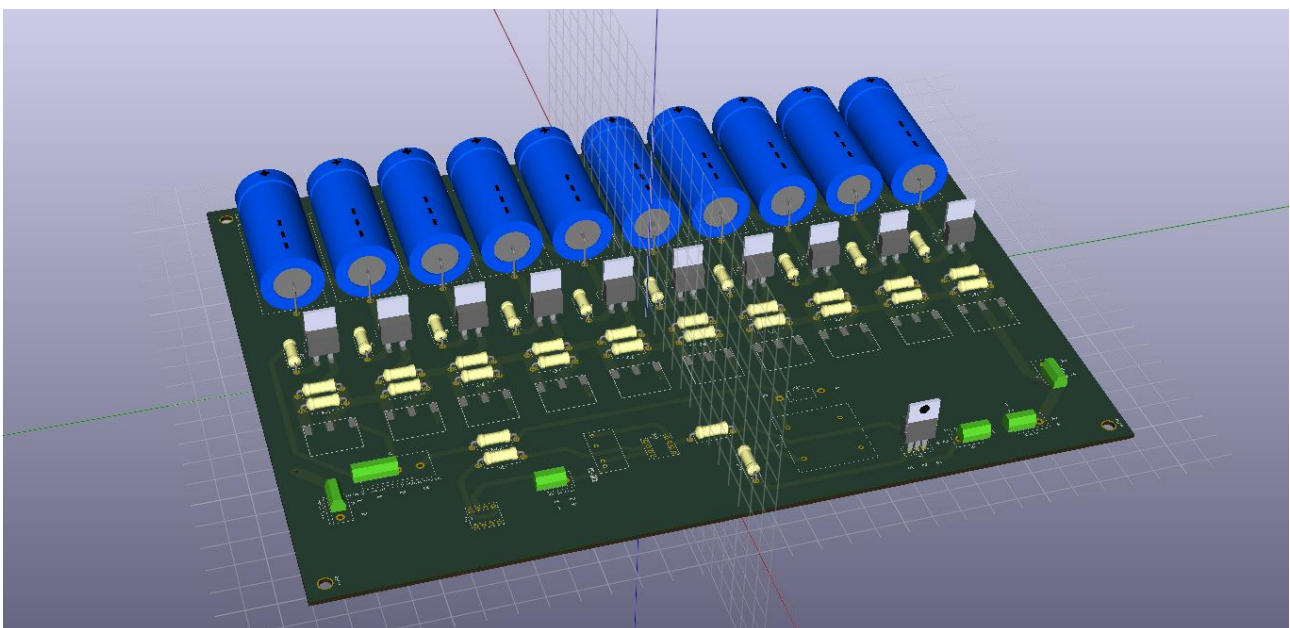
I segnali sono generati tramite microcontrollore ARDUINO UNO e inviati ai driver dei dispositivi tramite collegamento in fibra ottica per ridurre al minimo le interferenze di tipo elettromagnetico sul segnale.

La seconda scheda, contiene il trasformatore di isolamento e cinque celle elementari con un totale di dieci condensatori. Poichè la tensione di secondario del trasformatore è di 1.1kV, la tensione massima fornita dal secondo stadio è di circa 11 kV. I diodi presenti devono sopportare ognuno la tensione presente su ogni condensatore, pari a 2.2kV. Per questo motivo si è previsto di poter utilizzare fino a tre diodi collegati in serie.



**Figura 19. Layout 3D della scheda generatore**

La terza scheda è quella relativa all'interruttore di alta tensione a tiristori. Sulla scheda sono stati previsti i collegamenti necessari a collegare più schede in serie, con o senza il driver per il dispositivo pilota.



**Figura 20. Layout 3D della scheda tiristori**

Le tre schede sono configurabili in modo da poter essere usate in più combinazioni. Partendo dalla configurazione base riportata in Fig. 21 è infatti possibile collegare più moduli base i in serie per aumentare

il valore finale della tensione (Fig. 22). È inoltre possibile pensare di collegare più sistemi in parallelo che agiscano in sincronia, per incrementare la corrente di scarica, o con tempistiche diverse. In quest'ultima modalità, shiftando temporalmente le operazioni dei moduli, è possibile incrementare la frequenza massima degli impulsi (frequenza massima degli impulsi = frequenza massima di impulsi di un modulo per il numero di moduli) (Fig. 23). E' anche possibile utilizzare due moduli base per produrre ai capi del porta-campione una tensione bipolare (Fig.24).

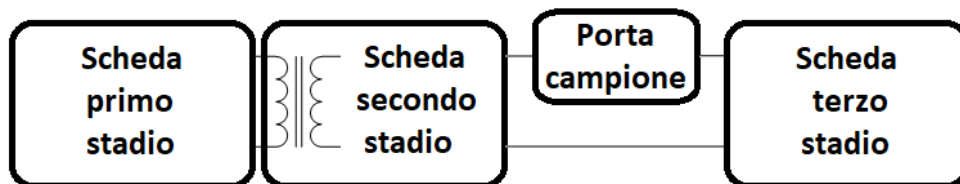


Figura 21. Configurazione di sistema con singolo modulo base.

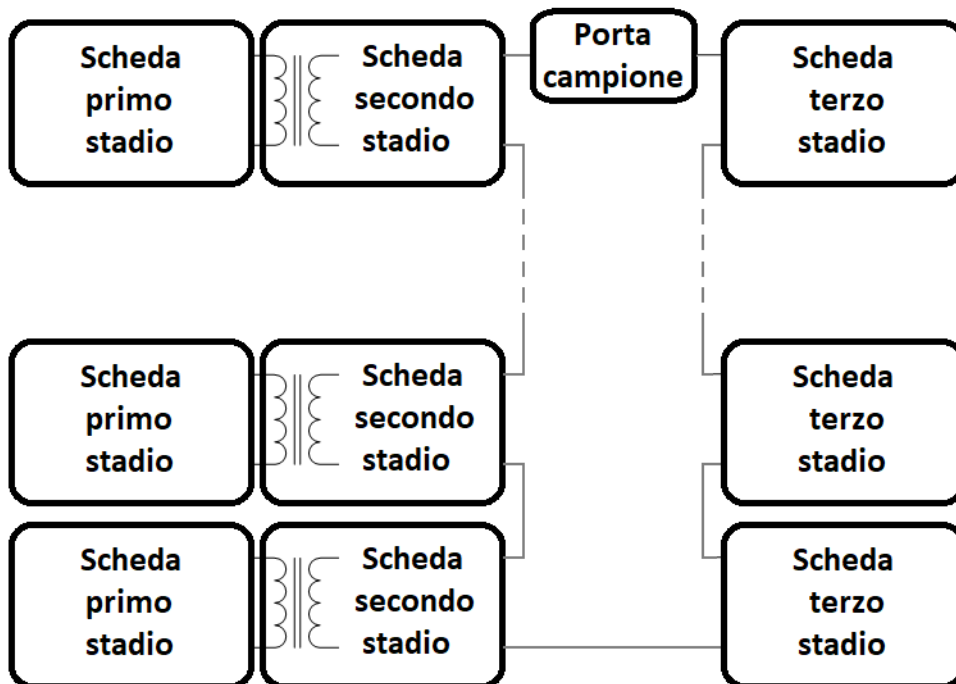


Figura 22. Configurazione di sistema con connessione in serie di più moduli base.

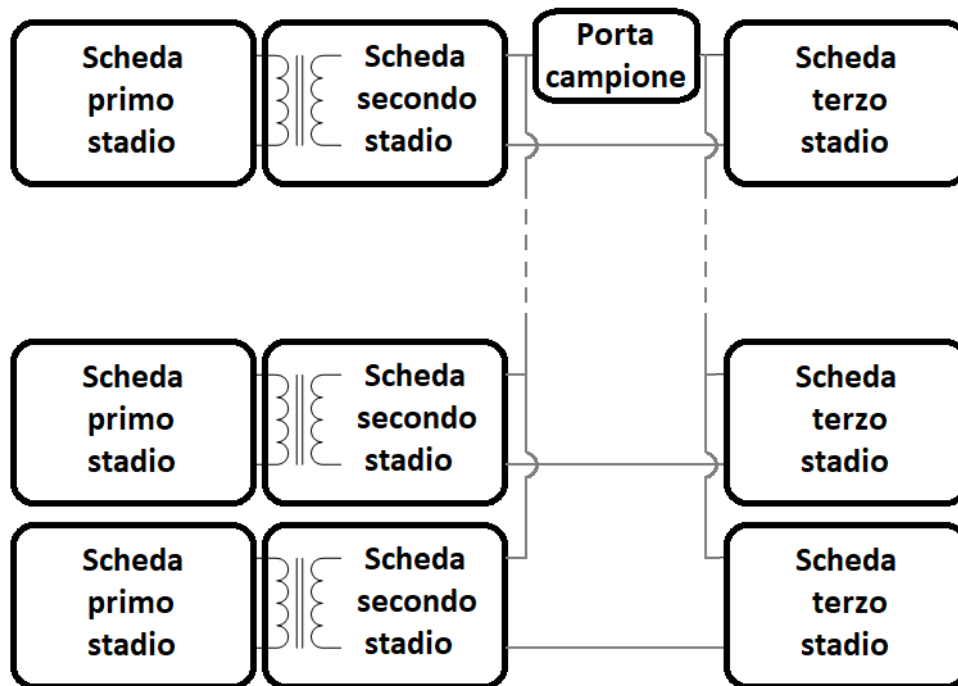


Figura 23. Configurazione di sistema con connessione in parallelo di più moduli base.

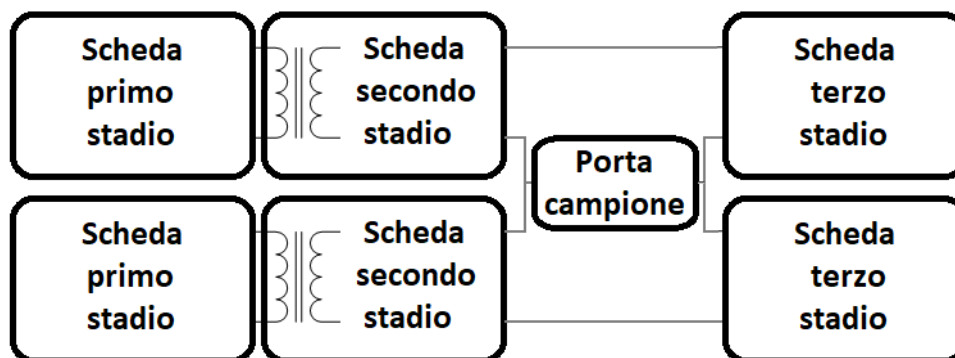


Figura 24. Configurazione di sistema con tensione bipolare sul portacampione.

## 5 Risultati sperimentali

Il sistema realizzato è attualmente in fase di testing nel laboratorio di Convertitori ed Azionamenti elettrici presso l'Università di Messina. Il carico è costituito da un porta campione (Fig. 25) con all'interno circa 15 cl di mosto. Il portacampione è un cilindro in perperx con all'interno due dischi metallici a contatto con il fluido e collegate al circuito esterno tramite due viti senza fine.



Figura 25. Portacampione

Il prototipo sperimentale realizzato è riportato in Figg. 26-28, mentre la Fig. 29 mostra la scheda Arduino per l'implementazione della modulazione e del pilotaggio del dispositivo, inoltre è possibile notare la trasmissione del segnale attraverso la fibra ottica.

Nella Fig. 30 è riportata una visione complessiva del prototipo di generatore di impulsi elettrici ad alta intensità.

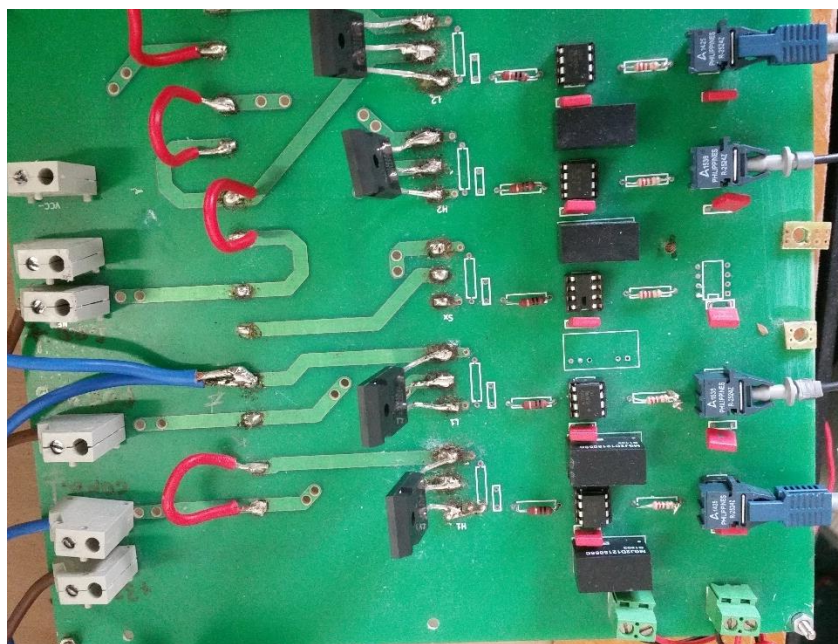


Figura 26. Scheda del primo stadio (Inverter a ponte intero).



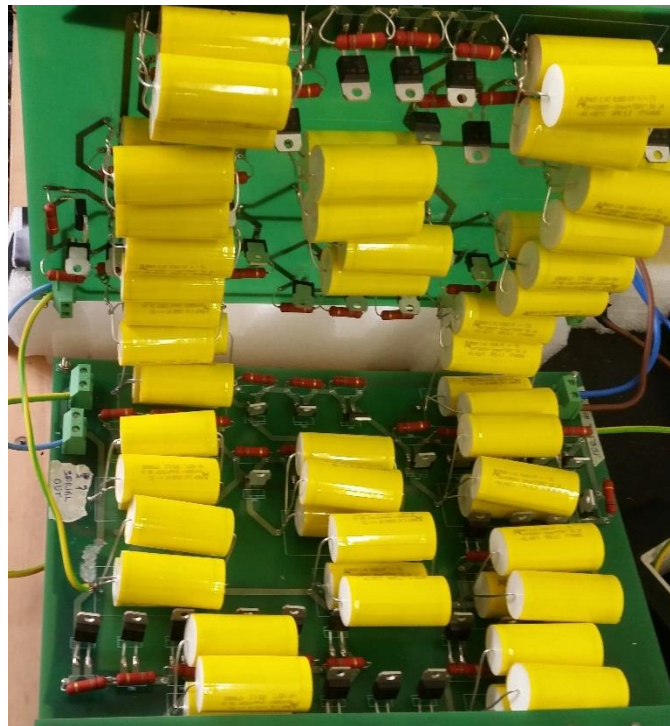


Figura 27. Scheda del secondo stadio (Circuito di Cockcroft –Walton)

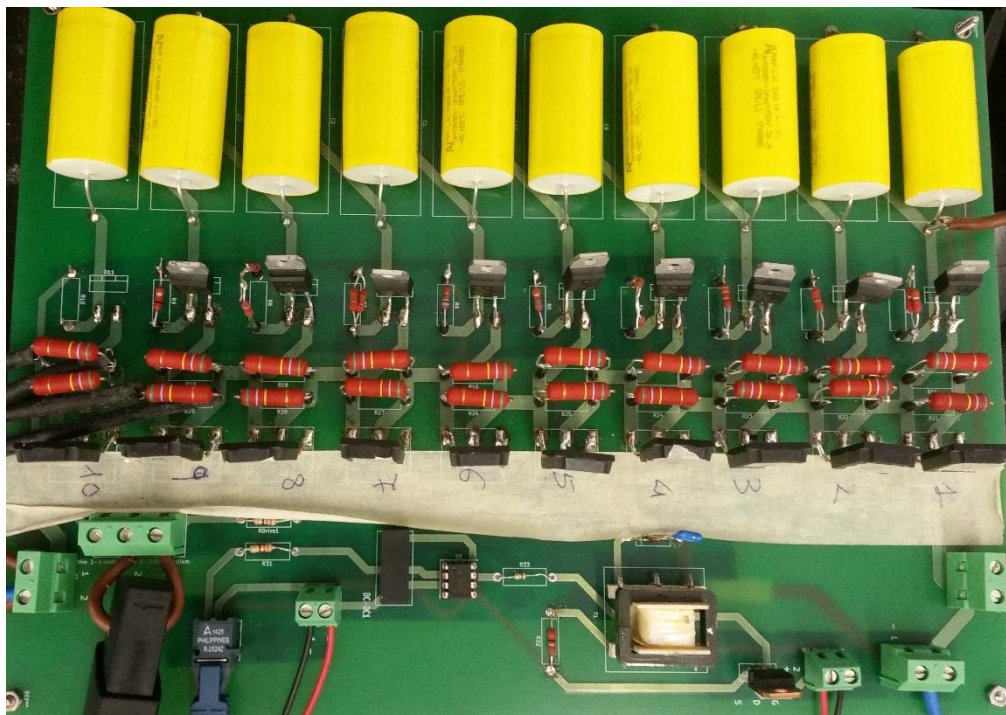


Figura 28. Scheda del terzo stadio (Interruttore di alta tensione a Tiristori).

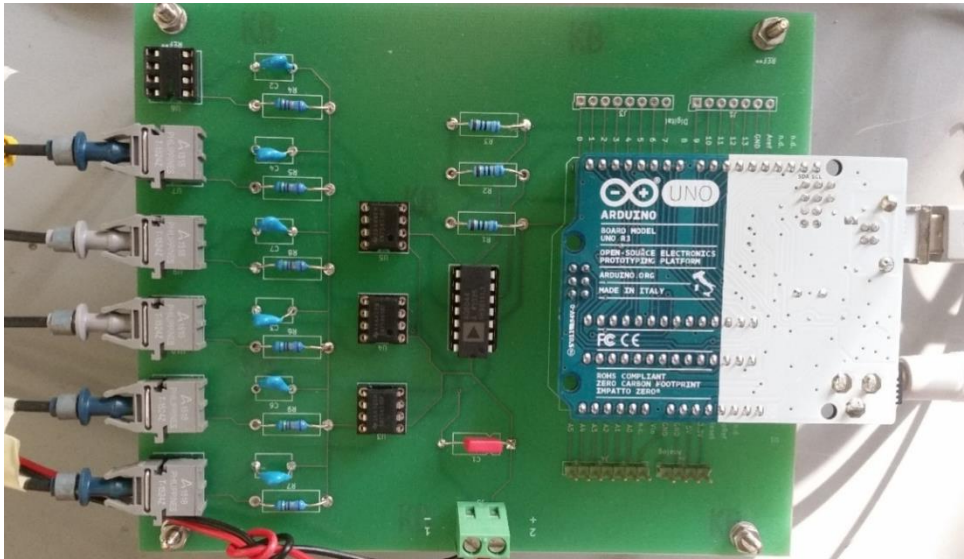


Figura 29. Scheda di controllo con microcontrollore Arduino.

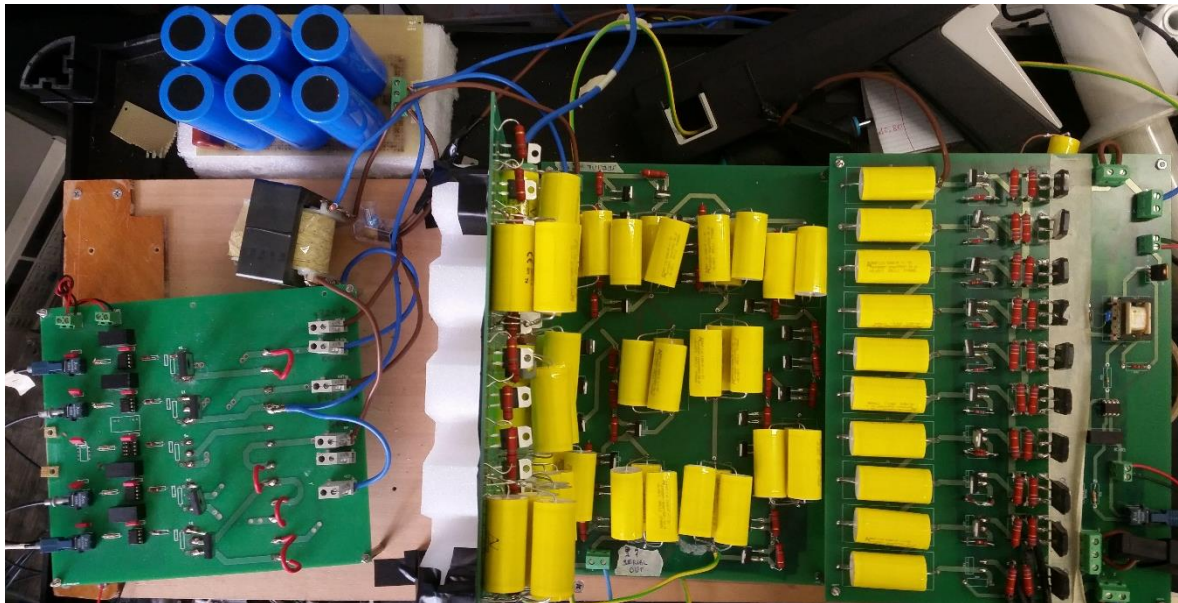


Figura 30. Sistema sperimentale nel complesso.

Sono state eseguite alcune serie di prove sperimentali utilizzando la configurazione base del sistema riportata in Fig. 20, alcuni risultati sono riportati nelle Figg. 31 e 32. In particolare, la Fig. 31 mostra la tensione d'uscita del secondo stadio, ottenuta facendo commutare il ponte ad H del primo stadio per 20 ms con una tensione di ingresso di 100 V. Trascorsi i 20 ms interviene il segnale di controllo che determina la chiusura del dispositivo pilota al seguito del quale avviene la scarica ed il passaggio della corrente attraverso il porta campione con il mosto, come mostrato in Fig. 32.



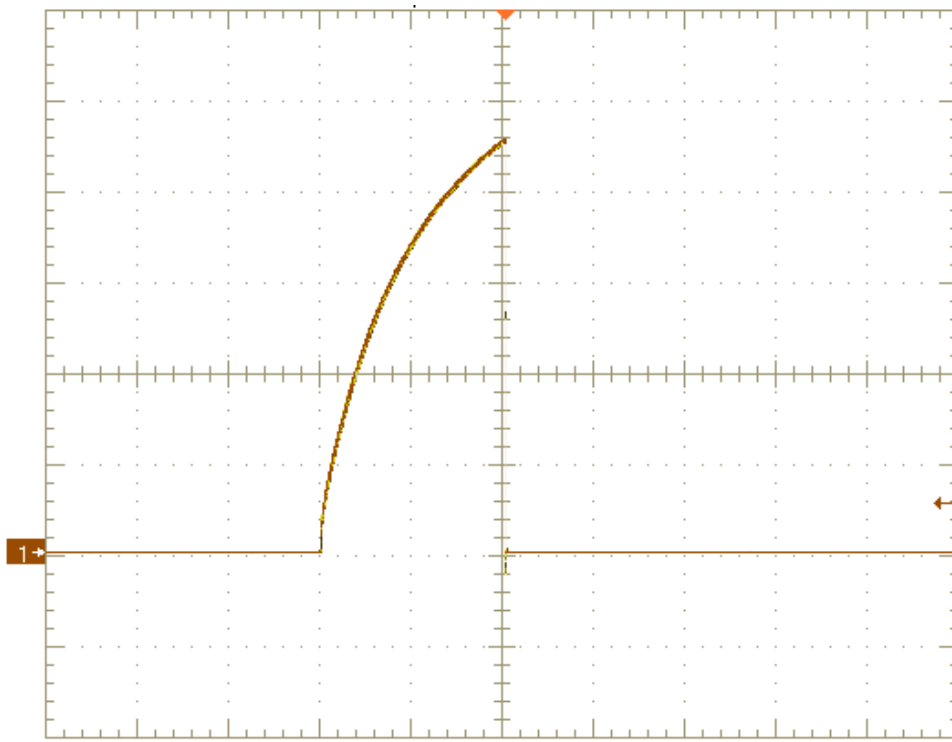


Figura 31. Tensione d'uscita del secondo stadio: Ch1 [2000V/div] , Time [10ms/div].

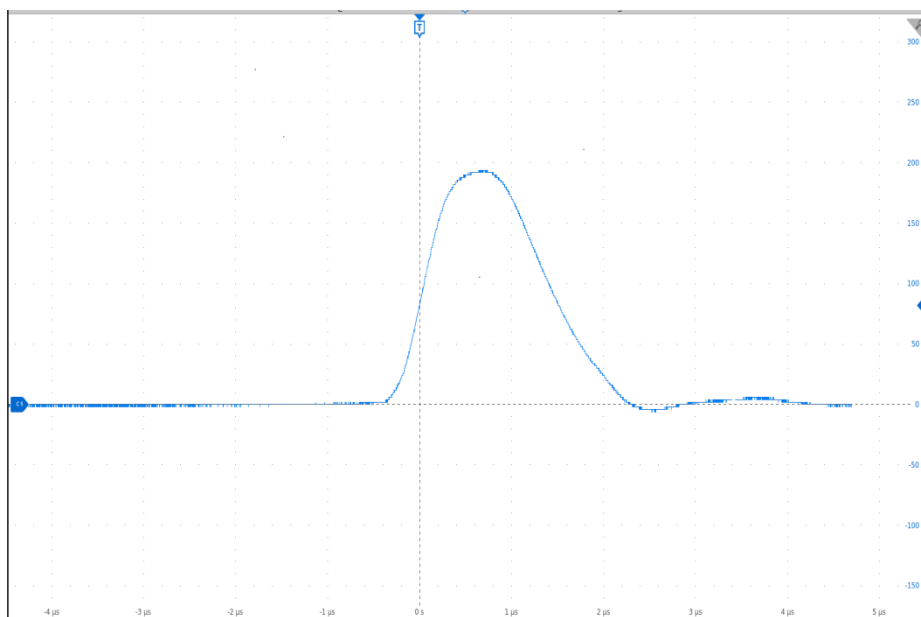


Figura 32. Corrente sul carico Ch2 [50A/div] , Time [1μs/div].

## 6 Conclusioni e sviluppi futuri

Il sistema fin qui proposto può essere ulteriormente migliorato rendendo automatica la chiusura dell'interruttore a tiristori quando viene superata una predefinita tensione all'uscita del secondo stadio. Ciò permette di eliminare il circuito di pilotaggio del tiristore pilota ed ogni residua connessione di segnale tra le sezioni di bassa ed alta tensione. La chiusura del dispositivo può essere forzata per mezzo di una rete di innesco come quella mostrata in Fig. 33.

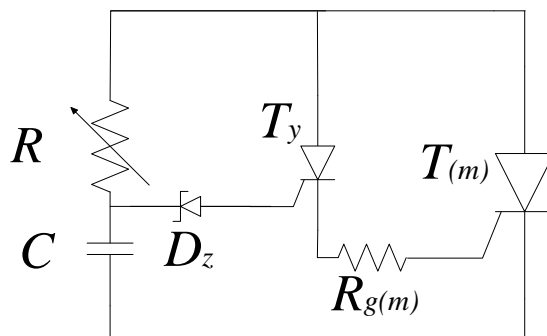


Figura 33. Rete di trigger del dispositivo pilota  $T_m$

Settando il valore della resistenza variabile  $R$  si determina la costante di tempo della rete  $RC$  e quindi l'istante in cui, ad ogni periodo di carica delle capacità del secondo stadio, il diodo zener  $D_z$  entra in conduzione. Quando ciò avviene, il tiristore ausiliario  $T_y$  entra in conduzione, permettendo il passaggio della corrente di gate sul dispositivo pilota, che entra in conduzione ed innesca, come nel caso di pilotaggio esterno, la conduzione degli altri  $m-1$  tiristori connessi in serie. Il vantaggio di questa soluzione è quello eliminare completamente la necessità di inviare segnali di pilotaggio sulla scheda dell'interruttore a tiristori, riducendo ulteriormente la complessità del sistema.

## 7 Riferimenti bibliografici

1. Barbosa-Canovas, G. V., & Seplveda, D. (2005). Present status and the future of PEF technology. *Novel food processing technologies*, 1-44.
2. Cacace, D., & Palmieri, L. (2015). High-intensity pulsed light technology. In *Emerging Technologies for Food Processing (Second Edition)* (pp. 239-258).
3. Cole, M. B. (1997). The outlook for novel preservation technologies: A food industry prospective. In *Fifth Conference of Food Engineering*, Los Angeles.
4. Hamilton, W. A., & Sale, A. J. H. (1967). Effects of high electric fields on microorganisms: II. Mechanism of action of the lethal effect. *Biochimica et Biophysica Acta (BBA)-General Subjects*, 148(3), 789-800.
5. Heinz, V., Alvarez, I., Angersbach, A., & Knorr, D. (2001). Preservation of liquid foods by high intensity pulsed electric fields: basic concepts for process design. *Trends in food science & technology*, 12(3), 103-111.
6. Larkin, J. W., & Spinak, S. H. (1996). Regulatory aspects of new/nova! technologies. *New Processing Technologies Yearbook*, 86.
7. Palaniappan, S., Sastry, S. K., & Richter, E. R. (1990). Effects of electricity on microorganisms: A review. *Journal of food processing and preservation*, 14 (5), 393-414.
8. Rashid, M. (2007). *Elettronica di potenza. Dispositivi e circuiti (Vol. 1)*. Pearson Italia Spa.
9. Raso-Pueyo, J., & Heinz, V. (Eds.). (2010). *Electric fields technology for the food industry: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media.
10. Timmermans, R. A. H., Mastwijk, H. C., Knol, J. J., Quataert, M. C. J., Vervoort, L., Van der Plancken, I., ... & Matser, A. M. (2011). Comparing equivalent thermal, high pressure and pulsed electric field processes for mild pasteurization of orange juice. Part I: Impact on overall quality attributes. *Innovative food science & emerging technologies*, 12(3), 235-243.
11. Vaughan, J. G. (1979). *Food microscopy*. London, New York, San Francisco.: Academic Press.

## 8 Curriculum scientifico del gruppo di lavoro impegnato nell'attività

### **SALVATORE DE CARO**

Salvatore De Caro è nato a Frankfurt am Main (Germania) nel 1975. Ha conseguito la laurea in Ingegneria elettronica presso l'università di Messina nel 2000 e il dottorato di ricerca in Ingegneria Elettrica presso l'Università di Catania nel 2004. Nel 2008 è stato titolare di una borsa di studio sul tema "Studio, simulazione e realizzazione di azionamenti elettrici 'sensorless' per applicazioni automobilistiche" nell'ambito del PRIN 2006 "Azionamenti Sensorless per Sistemi Integrati in Applicazioni Industriali e Automobilistiche". Nell'Ateneo messinese ha tenuto a partire dal 2006 il corso di Elettronica di potenza e Sistemi Elettromeccanici.

Dal 2010 ad oggi è Ricercatore Universitario (ING-IND/32) presso il dipartimento di Ingegneria dell'Università degli Studi di Messina ed è membro del Collegio dei Docenti del Dottorato di Ricerca in Ingegneria e Chimica dei Materiali e delle Costruzioni.

Dal 2002 è membro dell'Institute of Electrical and Electronics Engineers di New York (IEEE).

L'ing. De Caro, è stato Responsabile Scientifico del progetto: MIUR PON02 "SEAPORT - "Sviluppo di tecnologie innovative per la Sostenibilità Energetica ed Ambientale di cantieri nautici ed aree PORTuali " SEAPORT - importo unità Università di Messina 326.471,00 Euro, PON02 001532939551 data inizio 01-02-2012, durata 36 mesi (Decreto n. 1139/2013 prot.24277 del 26-04-2013);

L'ing. De Caro è Task Manager del progetto Horizon 2020: Wide band gap Innovative SiC for Advanced Power (WInSiC4AP). Project ID: 737483.

È revisore per le riviste internazionali: IEEE Transactions on Industrial Electronics, IEEE Transactions on Industry Applications, Electric Power Components and Systems, IEEE Transactions on Power Electronics, Elsevier Applied Energy.

È autore di più di 60 articoli pubblicati su riviste tecniche o in atti di congressi internazionali.

### **ANTONIO TESTA**

Il Prof. Antonio Testa ha conseguito la laurea in Ingegneria Elettrotecnica, all'Università di Catania nel 1988. Nel 1989, ha iniziato l'attività di ricerca grazie a borse di studio concesse dalla SGS Thomson e dalla sezione AEI di Catania.

Nel 1998 è stato chiamato come Professore Associato dalla Facoltà di Ingegneria dell'Università di Messina, ove, dal marzo 2000 è Professore Ordinario. Nell'Ateneo messinese il Prof. Testa ha tenuto a partire dal 1994 i corsi di Elettronica industriale di potenza, Macchine elettriche, Elettronica di potenza, Macchine ed azionamenti elettrici, Sensori ed attuatori e Robotica. I maggiori interessi scientifici del Prof. Testa riguardano il controllo degli azionamenti elettrici, la generazione da fonti di energia rinnovabile, sistemi di generazione con fuel cells, sistemi di immagazzinamento dell'energia, la propulsione elettrica, i dispositivi elettronici di potenza e i convertitori switching. Il Prof. Testa è autore di più di 160 articoli pubblicati su riviste tecniche o in atti di congressi internazionali. E' inoltre coautore di tre brevetti internazionali. Dal 1991 è membro della IEEE e collabora alle attività delle società IAS, IES e PELS.

Ha collaborato nell'ambito di vari contratti di ricerca con ST-Microelectronics (Caratterizzazione e simulazione di dispositivi e circuiti elettronici di potenza), con Rockwell Automation (Tecniche di controllo sensorless per azionamenti elettrici), col Centro Ricerche FIAT (controllo di azionamenti per veicoli elettrici ed ibridi), con l'ENEA (Ottimizzazione dei flussi energetici su veicoli ibridi) e col CNR (Convertitori per sistemi di generazione distribuita con celle a combustibile). E' inoltre stato responsabile dell'Unità di Messina per i Programmi di Ricerca di Interesse Nazionale: "Attuatori e Sistemi per Applicazioni di Domotica"(1999-2001),"Applicazioni su larga scala di generatori modulari di energia elettrica con celle a combustibile"(2002 - 2004), "Azionamenti Sensorless per Sistemi Integrati in Applicazioni Industriali e Automobilistiche" (2006 -2008) e coordinatore nazionale e responsabile dell'Unità di Messina del Programma di Ricerca di Interesse Nazionale "Topologie di conversione innovative per azionamenti elettrici" (2003-2005).

### **SAVERIO PANARELLO**

Saverio Panarello è nato a Messina nel 1980. Nel 2006 ha conseguito con lode la laurea in Ingegneria Elettronica presso l'Università degli Studi di Messina. Presso la stessa università, nel 2010, ha conseguito il titolo di Dottore di Ricerca in Tecnologie Fisiche Avanzate per l'Optoelettronica, la Fotonica e Modellizzazione Elettromagnetica. Dal 2010 al 2015 è stato titolare di assegni di ricerca e borse di studio su tematiche concernenti il progetto e lo sviluppo di strumenti di misura per valutazione di affidabilità di dispositivi elettronici di potenza attraverso lo studio della distribuzione termica e della deformazione meccanica prodotta dalle condizioni operative e si è occupato anche dello studio di tecniche di controllo sensorless per azionamenti elettrici e sistemi di conversione di energia ad alta robustezza di funzionamento. Dal 2015 ad oggi fa parte del personale tecnico dell'Università degli Studi di Messina presso il Dipartimento di Ingegneria. È autore di 15 articoli pubblicati su riviste tecniche o in atti di congressi internazionali.

### **TOMMASO SCIMONE**

Tommaso Scimone ha conseguito la laurea in ingegneria elettronica presso l'Università degli Studi di Messina nel 2007 e nel 2010 il dottorato di ricerca in Energetica presso la Scuola Superiore di Catania. Dal 2010 al 2014 è stato titolare di assegno di ricerca dal titolo "Convertitori per sistemi di generazione da energie rinnovabili e con celle a combustibile" presso l'Università degli Studi di Messina. Attualmente è borsista presso il Dipartimento di Ingegneria. È co-autore di più di 30 pubblicazioni su riviste tecniche o in atti di congressi internazionali. I suoi attuali interessi di ricerca comprendono convertitori cc / cc e dc / ac ad alta potenza.