

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

FACOLTA' DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA ELETTRICA

DIPARTIMENTO

DIE

TESI DI LAUREA

in

TECNOLOGIE ELETTRICHE INNOVATIVE LS

**Realizzazione e collaudo di un inverter di media tensione per
prove su “formette”**

CANDIDATO

Alberto Berardi

RELATORE:

Chiar.mo Prof. Andrea Cavallini

CORRELATORI:

Dott. Ing. Roberta Fanti

Dott. Ing. Matteo Marano

Anno Accademico 2009/2010

Sessione III

Alla mia famiglia

In occasione di questo lavoro di tesi desidero ringraziare tutte quella persone che hanno reso possibile il raggiungimento di questo obiettivo. Il lavoro di tesi è anche e soprattutto il risultato di un'interazione con più persone fatto di valevoli suggerimenti, di accortezze ed incoraggiamenti.

In particolare si ringraziano il prof. Andrea Cavallini e l'ing. Davide Fabiani, che mi hanno dato l'opportunità di approfondire un argomento a mio avviso molto interessante e formativo, cioè quello di realizzare un inverter di media tensioni per prove di invecchiamento.

Un grazie ai tecnici del LIMAT per la loro preziosa collaborazione e il grande impegno dimostratomi.

Un sentito ringraziamento lo rivolto all'ing. Roberta Fanti e all' ing. Matteo Marano, con cui ho collaborato per tutto il periodo di svolgimento dell'attività preparatoria e dell'attività di tesi. Grazie al loro supporto ho potuto affrontare in maniera brillante ogni tipo di problematica che mi si è presentata, nello svolgimento del progetto.

Non posso dimenticare tutti coloro che mi sono stati vicini e mi hanno accompagnato in questo mio percorso. Impossibile non pensare prima di tutti, i miei genitori e mio fratello Riccardo, che hanno sempre creduto in me. Un grazie particolare alla mia fidanzata Alessia che da tre anni mi sopporta.

Infine ringrazio gli amici e i compagni con i quali ho condiviso la mia vita universitaria.

Sommario

Introduzione.....	8
Capitolo 1	11
Richiami sul motore elettrico asincrono, sugli inverter e sull'invecchiamento nei sistemi isolanti	11
1.1 Metodi di alimentazione dei motori elettrici.....	12
1.1.1 Motori asincroni alimentati da rete	13
1.1.2 Motori asincroni alimentati da inverter	14
1.2 Introduzione sugli inverter	17
Pulse Width Modulation (PWM)	19
1.2.1 PWM Bipolare o a due livelli	24
1.2.2 PWM Unipolare o a tre livelli	25
1.3 L'invecchiamento	26
1.3.1 Impatto del meccanismo delle scariche parziali e formazione della carica spaziale.....	30
1.3.2 Analisi delle sollecitazioni elettriche.....	35
1.3.2.1 Effetto dell'ampiezza della tensione	36
1.3.2.2 Effetto della frequenza della tensione	37
1.3.2.3 Effetto del duty cycle della tensione	38
1.3.2.4 Effetto della polarità	38
1.3.2.5 Effetto del rise time e delle sovraelongazioni della tensione.	41
1.3.2.6 Effetto della risonanza.....	42
1.3.3 Analisi delle sollecitazioni termiche e meccaniche.	43
1.4 Motivazioni sulla costruzione dell'inverter	45
Capitolo 2	47
Realizzazione del sistema.....	47

2.1	Descrizione generale del sistema	47
2.2	Realizzazione software del sistema di controllo dell'inverter	52
2.2.1	Controllore programmabile CompactRIO (cRIO)	52
2.2.2	Il linguaggio di programmazione LabVIEW	54
2.2.3	Software sviluppato per il controllo del sistema	56
2.3	Realizzazione hardware del sistema di controllo dell'inverter	62
2.3.1	Schede driver.....	65
2.3.2	Alimentatori stabilizzati per la scheda driver	73
2.3.3	IGBT.....	74
2.3.4	Condensatori e resistori del bus dc	77
2.3.5	Dissipatore	84
2.3.6	Generatore di media tensione	84
2.3.7	Scheda di controllo del generatore	85
2.3.7.1	Alimentatore DC/DC	88
2.3.7.2	Connettore 15 pin tipo D	88
2.3.7.3	Filtro passa basso.....	90
2.3.8	Scheda OCP.....	92
2.3.8.1	Circuito OCP per il condizionamento e per la lettura	94
2.3.8.2	Circuito OCP per la protezione da sovracorrente	94
2.3.8.3	Trasduttore di corrente	96
2.3.8.4	Trasduttore di tensione	97
2.3.8.5	Trasduttore di temperatura	98
2.3.9	Scheda di disaccoppiamento ottico	98
2.3.9.1	Alimentatore DC/DC	101
2.3.9.2	Connettori a 25 pin tipo D	101
2.3.9.3	Flip flop SR.....	102
2.3.9.4	Buffer	103
2.3.9.5	Trasmettitore e ricevitori ottici	104

2.3.9.6 Fibre ottiche	105
2.4 Sicurezza del sistema	105
2.4.1 Interfaccia operatore	105
2.4.2 Relè a stato solido.....	108
Capitolo 3	111
Realizzazione fisica e collaudo del sistema	111
3.1 Lavorazioni della scatola e del dissipatore.....	111
3.2 Fibre ottiche	117
3.3 Collaudo	118
3.3.1 Verifica del funzionamento degli IGBT	120
3.3.2 Verifica del funzionamento dell'inverter con carico RL	122
Conclusioni.....	129
Appendice	131
AutoCAD.....	131
P Spice	131
LabVIEW.....	132
Datashett	133
Moduli IGBT.....	133
Driver	137
Alimentatore scheda driver.....	142
Condensatori	146
Trasduttore di corrente	148
Trasduttore di tensione	150
Sensore di temperatura	152
Dissipatore	153
Fibre ottiche.....	155
Trasmittitori e ricevitori ottici	157
Bibliografia.....	160
Sitografia.....	160
Indice figure	161

Indice tabelle 166

Introduzione

L'introduzione massiccia dell'elettronica di potenza nel campo degli azionamenti elettrici negli ultimi decenni ha sostanzialmente rivoluzionato la tipologia di alimentazione dei motori elettrici. Da un lato ciò ha migliorato la qualità del controllo della velocità, ma dall'altro ha aggravato le sollecitazioni che gli isolanti delle macchine devono sopportare.

Si è infatti passati da tecniche di controllo tradizionali, che consistevano nell'alimentare i motori in alternata direttamente con la rete sinusoidale a 50 Hz (o a 60 Hz), ad alimentazioni indirette, cioè realizzate interponendo tra la rete e la macchina un convertitore elettronico (inverter).

Tali dispositivi operano una conversione di tipo ac/dc e dc/ac che permette, come nella modulazione Pulse Width Modulation (PWM), di poter variare la frequenza di alimentazione della macchina, generando una sequenza di impulsi di larghezza variabile. Si è quindi passati dalle tradizionali alimentazioni con forme d'onda alternate sinusoidali a forme di tensione impulsive e ad elevata frequenza, cioè caratterizzate da rapidi fronti di salita e di discesa (dell'ordine di qualche $\text{kV}/\mu\text{s}$). La natura impulsiva di queste forme d'onda ha aggravato la sollecitazione elettrica a cui sono sottoposti i materiali impiegati per l'isolamento dei conduttori degli avvolgimenti delle macchine.

E' importante notare che l'utilizzo dei dispositivi elettronici, che ormai si trovano sparsi nelle reti di bassa tensione, assorbono correnti ad elevato contenuto armonico sul lato di prelievo, hanno quindi un effetto distorcente che altera l'andamento sinusoidale della rete stessa. Quindi, senza opportuni

filtri, anche tutte le altre utenze connesse nelle vicinanze, dimensionate per alimentazioni sinusoidali di tipo tradizionale, possono risentire di queste distorsioni armoniche.

Per tutti questi motivi è sorta la necessità di verificare l'adeguatezza dei tradizionali isolamenti ad essere in grado di sopportare le sollecitazioni che derivano dall'utilizzo di convertitori elettronici. In particolare, per i motori elettrici tale interrogativo è stato posto in seguito al verificarsi di un elevato numero di guasti inaspettati (precoci), probabilmente imputabile alla diversa sollecitazione elettrica applicata ai materiali.

In questa tesi ci si è occupati della progettazione di un inverter di media tensione, che verrà impiegato per eseguire prove sugli avvolgimenti di statore di motori (formette), al fine di condurre successivamente uno studio sull'invecchiamento dei materiali che compongono gli isolamenti. Tale inverter è in grado di generare sequenze di impulsi con modulazione PWM. I parametri caratteristici delle sequenze possono essere modificati in modo da studiare i meccanismi di degradazione in funzione della tipologia delle sollecitazioni applicate. Avendo a che fare con provini di natura capacitiva, il cui isolamento può cedere durante la prova, il sistema deve essere intrinsecamente protetto nei confronti di tutte le condizioni anomale e di pericolo. In particolare deve essere in grado di offrire rapide ed efficaci protezioni per proteggere l'impianto stesso e per salvaguardare la sicurezza degli operatori, dato l'elevato livello delle tensioni in gioco. Per questo motivo è stata pensata un'architettura di sistema ad hoc, in grado di fronteggiare le situazioni anomale in modo ridondante. E' infatti stato previsto l'inserimento di un sistema di controllo basato sul CompactRIO, sul quale è stato implementato un software in grado di monitorare le grandezze caratteristiche del sistema e le protezioni che affiancheranno quelle hardware, realizzate con dispositivi elettronici. I dispositivi elettronici di protezione e di interfacciamento sono stati studiati, implementati e simulati con PSpice, per poi essere successivamente dimensionati e realizzati su schede elettroniche, avvalendosi del software OrCAD.

La tesi è strutturata come segue:

- Il primo capitolo tratta, in maniera generale, i motori asincroni trifase, gli inverter e l'invecchiamento dei sistemi isolanti, con particolare interesse alle sollecitazioni meccaniche, termiche ed elettriche nel caso di sollecitazioni impulsive;
- Il secondo capitolo riguarda il sistema realizzato nel suo complesso. Inizialmente verrà descritto lo schema elettrico generale, per poi analizzare più nello specifico le varie parti di cui il sistema è composto, come l'inverter di media tensione, il generatore di media tensione, la scheda di disaccoppiamento ottico, la scheda di controllo del generatore di media tensione, la scheda OCP;
- Il terzo capitolo descrive le lavorazioni meccaniche eseguite sulle scatole contenenti i rami di inverter, la realizzazione delle fibre ottiche e riporta le fasi di collaudo dell'intero sistema.

Infine, verranno tratte le conclusioni.

Capitolo 1

Richiami sul motore elettrico asincrono, sugli inverter e sull'invecchiamento nei sistemi isolanti

Le macchine elettriche sono costituite principalmente da tre tipi di materiali:

- il rame, per quanto riguarda la parte elettrica;
- il ferro, per quanto concerne i circuiti magnetici;
- l'isolante, per separare due o più parti attive a potenziale differente.

L'isolamento risulta essere il punto più critico nella realizzazione di una macchina elettrica, perché fra i tre materiali sopra elencati, l'isolante rappresenta quello che si degrada più facilmente in presenza di sollecitazioni di varia natura (elettrica, termica, meccanica e chimica), di cui, prima fra tutte, quella termica. Una valutazione empirica consente di stimare, infatti, il dimezzamento della vita di un isolante per ogni aumento della temperatura di esercizio di 7 °C. Gli isolanti vengono scelti, per questo, in base alla loro classe termica, in funzione delle temperature raggiunte a regime termico dalla macchina.

Ai fini della sperimentazione, per cui l'inverter realizzato in questo lavoro è destinato, verrà presa in esame la sola sollecitazione di natura elettrica, trascurandone le altre.

L'introduzione massiccia dell'elettronica di potenza nel campo degli azionamenti elettrici negli ultimi decenni, ha sostanzialmente rivoluzionato la tipologia di alimentazione dei motori elettrici. Da un lato ciò ha migliorato la

qualità del controllo della velocità, ma dall'altro ha aggravato le sollecitazioni che gli isolanti delle macchine devono sopportare.

1.1 Metodi di alimentazione dei motori elettrici

Il motore elettrico è una macchina che trasforma, con elevato rendimento, l'energia elettrica fornita ai morsetti in energia meccanica in uscita all'albero.

Esistono diversi tipi di motori elettrici in base al loro principio di funzionamento, per esempio brushless, a spazzale, asincroni; in questo lavoro, si tratteranno principalmente i motori elettrici asincroni.

Il motore asincrono è un tipo di motore elettrico in corrente alternata la cui velocità di rotazione dell'albero risulta essere minore della velocità di rotazione del campo magnetico generato dagli avvolgimenti di statore, ovvero non vi è sincronismo tra le due velocità (da qui, la definizione di asincrono).

I motori asincroni possono essere suddivisi per numero di fasi di alimentazione:

- motore asincrono monofase, impiegato nei comuni elettrodomestici;
- motore asincrono trifase, in grado di operare su carichi che richiedono anche diverse migliaia kW;
- motore asincrono polifase, con 5 o 7 fasi, utilizzati soprattutto in ambito di ricerca.

Grazie alle sue caratteristiche e alle necessità di applicazione, in questo lavoro verranno presi in considerazione principalmente i motori asincroni trifase.

Il motore asincrono trifase (vedi Figura 1) è una tipologia di motore elettrico, che per funzionare richiede l'utilizzo di un sistema trifase di correnti, sfasate tra di loro nel tempo e nello spazio di 120° elettrici.

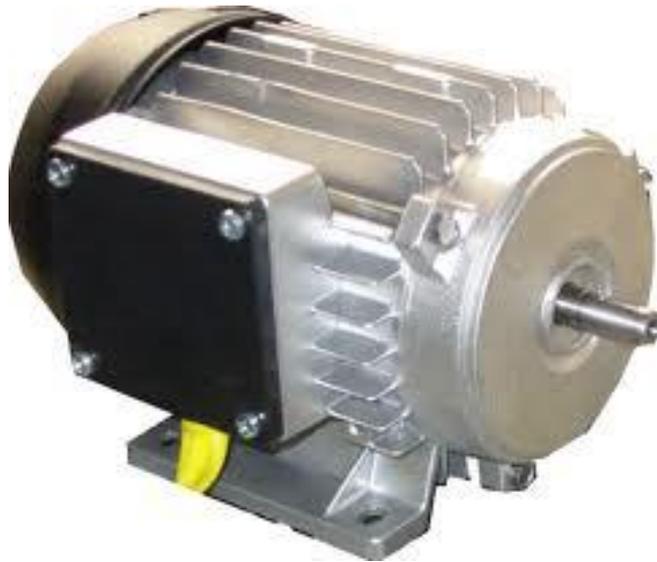


Figura 1 - Motore asincrono trifase.

Un motore asincrono trifase può essere alimentato in due modi: o direttamente da rete o tramite inverter. Nei seguenti paragrafi vengono descritte le due tipologie di alimentazione per motore asincroni trifase sottolineandone i relativi vantaggi e svantaggi.

1.1.1 Motori asincroni alimentati da rete

Il motore asincrono trifase, grazie alla sua semplicità costruttiva, robustezza e al basso costo, è molto diffuso in ambito industriale. Tuttavia, esso ruota, se collegato direttamente alla rete di alimentazione, ad una velocità che dipende dalla frequenza della rete stessa e dal numero di poli dell'avvolgimento statorico della macchina, secondo la seguente relazione:

$$n_0 = 60 \cdot \frac{f}{p} \quad (1)$$

dove: p = numero di coppie polari;

n_0 = numero di giri/min;

f = frequenza.

Il motore asincrono alimentato da rete è utilizzato in quelle applicazioni in cui non è necessario variare la velocità di funzionamento.

In Figura 2 è possibile osservare la caratteristica meccanica del motore asincrono alimentato da rete. Nell'intervallo $0 \leq n \leq n_0$, la caratteristica meccanica si compone di due parti: il primo, quello ascendente, cui corrisponde un funzionamento instabile, l'altro discendente, cui corrisponde

un funzionamento stabile. Il punto C_{MAX} segna il valore critico di confine tra queste due zone. Il secondo tratto (quello discendente) è stabile perché, ad ogni aumento della coppia resistente, il motore rallenta e si porta a funzionare stabilmente ad un nuovo scorrimento cui corrisponde una coppia motrice maggiore, di valore pari al nuovo valore della coppia resistente richiesta. Questa nuova condizione di equilibrio sarà raggiunta dopo una serie di oscillazioni intorno al punto di equilibrio, oscillazioni dipendenti dalla rapidità della variazione del carico, dall'inerzia delle masse ruotanti ed alla presenza di attriti e smorzamenti del moto. Nel primo tratto, invece, ad ogni aumento della coppia resistente il motore rallenta, con conseguente diminuzione della coppia motrice ed ulteriore rallentamento, sicché, dopo poco, smaltita l'energia cinetica delle masse rotanti, il motore si ferma.

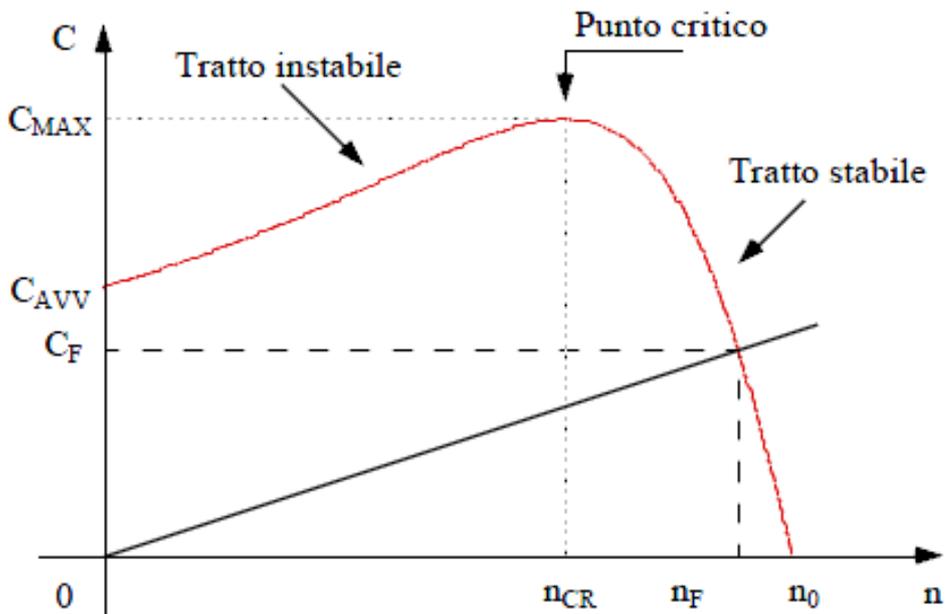


Figura 2 - Caratteristica meccanica di un motore asincrono.

1.1.2 Motori asincroni alimentati da inverter

L'utilizzo di motori asincroni trifase, attualmente, può richiedere la possibilità di variare la velocità del motore in un ampio intervallo di valori e l'introduzione di un inverter, come alimentazione del motore, consente di poter regolare la velocità di rotazione, di poter effettuare accelerazioni e frenature utilizzando il motore asincrono nel migliore dei modi.

Lo schema di principio dell'azionamento di un motore asincrono alimentato mediante inverter è illustrato in Figura 3. Si può osservare un primo stadio composto da un raddrizzatore; grazie a quest'ultimo, si rende continua la tensione di rete. E' poi presente un secondo stadio composto da un'induttanza, che ha il compito di ridurre le armoniche immesse in rete dall'inverter; un condensatore C, che ha la funzione di ridurre il ripple di tensione all'uscita del raddrizzatore e di mantenere il più possibile costante la tensione sul bus dc; un ramo di frenatura, nel caso si voglia frenare il motore in maniera elettrica.

Infine, come terzo stadio, sono presenti i tre rami di inverter pilotati mediante la modulazione PWM.

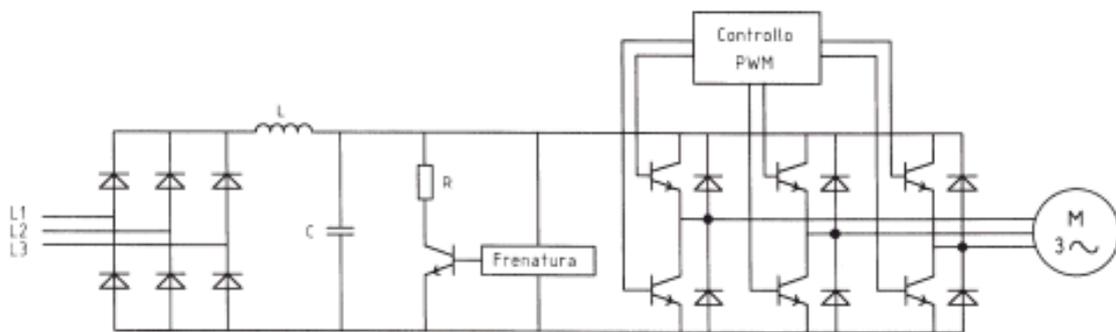


Figura 3 - Azionamento di un motore asincrono a velocità variabile.

Il motore asincrono, per ottenere un funzionamento ottimale, richiede una variazione proporzionale della tensione di alimentazione per permettere alla corrente magnetizzante e al flusso di rimanere costanti al variare della frequenza (funzionamento a $V/f = \text{cost}$).

Con l'impiego degli inverter si può realizzare una variazione continua della velocità a coppia costante, da pochi giri al secondo fino alla velocità nominale del motore, velocità che può essere anche superata se l'inverter mette a disposizione frequenze di uscita più elevate di 50 Hz, frequenza nominale di funzionamento dei motori asincroni.

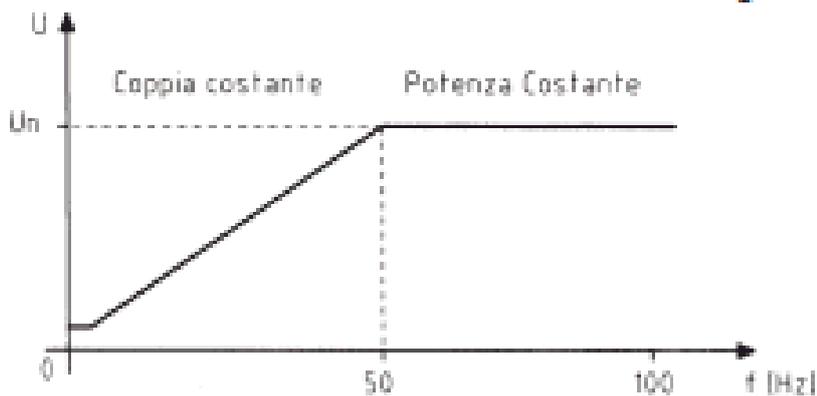


Figura 4 – Legge di controllo del motore.

La logica di controllo dell’inverter, in base al segnale di controllo, provvederà ad aumentare la tensione d’uscita in modo proporzionale alla frequenza fornita al motore; questa legge di controllo (Figura 4) è valida nel tratto compreso fra zero e la frequenza nominale (50 Hz). In questo tratto l’andamento della tensione al variare della frequenza è praticamente una retta, se si trascura la parte iniziale a bassa velocità. Quando la frequenza raggiunge il valore nominale anche la tensione deve raggiungere il valore nominale d’alimentazione del motore; in questo tratto della caratteristica il motore funzionerà a coppia massima disponibile costante.

Raggiunto il valore nominale, la tensione, per problemi d’isolamento, non verrà più aumentata; la frequenza invece potrà continuare ad aumentare con conseguente diminuzione del flusso e quindi della coppia (funzionamento $V/f \neq \text{cost}$). In questo secondo tratto della caratteristica il motore funzionerà quindi a potenza costante.

Occorre evidenziare che, alle basse velocità, il motore opera in pessime condizioni termiche (motori autoventilati) poiché l’effetto autoventilante viene a ridursi drasticamente; invece alle alte velocità (maggiore di quella nominale), la ventola dissipa una notevole potenza. La velocità massima di funzionamento del motore sarà limitata solo da ragioni meccaniche, quali cuscinetti e forze centrifughe del rotore.

Alimentando un motore asincrono tramite un inverter controllato con tecnica PWM si può regolare la velocità di rotazione mantenendo i punti di funzionamento nel tratto discendente delle caratteristiche meccaniche, caratterizzati da buoni rendimenti e buoni rapporti Nm/A (Figura 5).

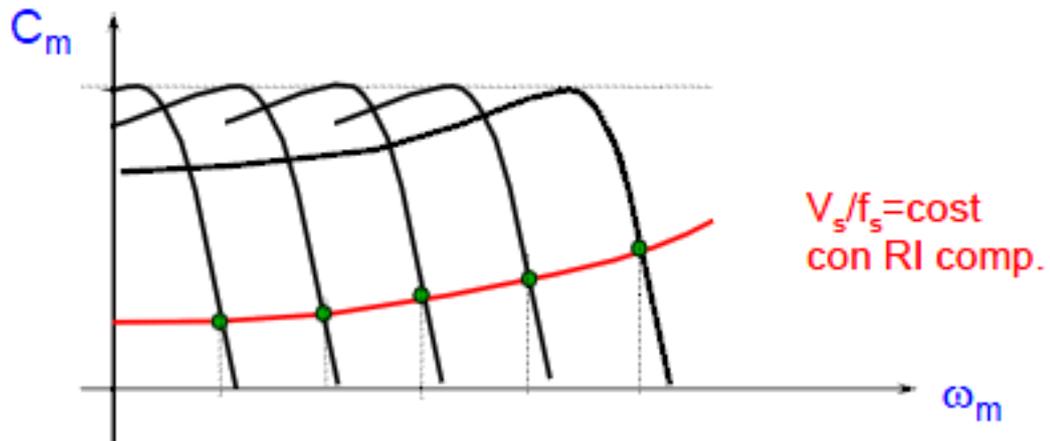


Figura 5 - Caratteristica meccanica di un motore asincrono con funzionamento $V/f=cost.$

Negli ultimi decenni, l'introduzione e la diffusione dell'elettronica di potenza ha radicalmente modificato il metodo di alimentazione dei motori elettrici; la diffusione dei convertitori elettronici di potenza (inverter) ha, da un lato, migliorato la qualità del controllo della velocità dei motori stessi, dall'altro lato, ha evidenziato l'insorgere di problematiche dovute all'invecchiamento precoce dei sistemi isolanti presenti nei motori alimentati tramite inverter. Sono stati condotti numerosi studi sui meccanismi di degradazione per sviluppare nuovi materiali isolanti (detti *corona resistant*), progettati per lavorare in presenza di fenomeni di scariche parziali indotti dalle sollecitazioni impulsive presenti sugli avvolgimenti. Gli studi hanno interessato gli effetti dei parametri caratteristici della sollecitazione ad onda quadra (ampiezza, frequenza, polarità, *duty cycle* e tempo di salita), sull'invecchiamento dei materiali isolanti utilizzati.

1.2 Introduzione sugli inverter

Gli inverter sono convertitori statici impiegati per generare forme d'onda di tensione o di corrente alternata, controllate in ampiezza e frequenza, utilizzando una sorgente di tensione o corrente continua.

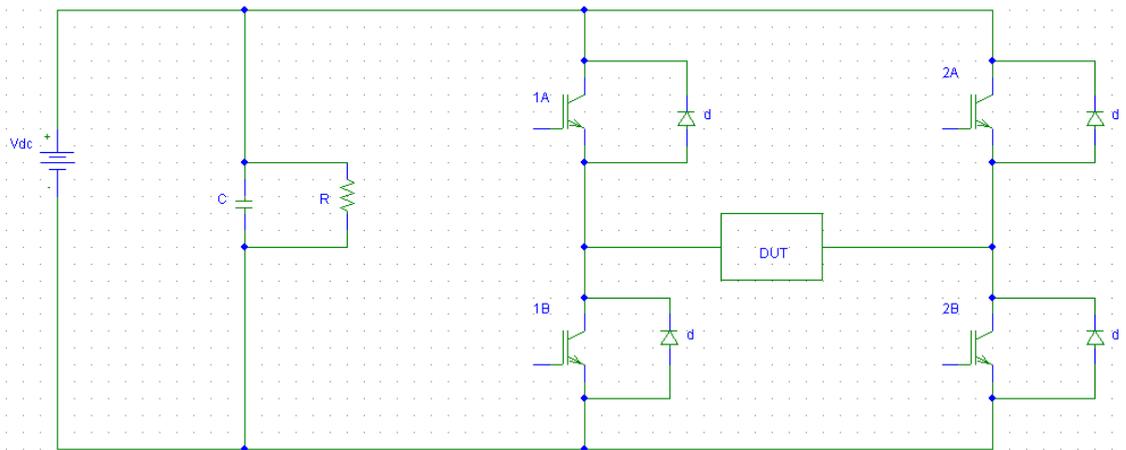


Figura 6 - Schema inverter monofase a IGBT a tensione impressa.

Un schema elettrico di un inverter monofase a tensione impressa è riportato in Figura 6. Partendo da sinistra, si può trovare una sorgente di tensione continua; in parallelo a questa sono presenti un gruppo di condensatori, che hanno il compito di mantenere costante la tensione ai suoi capi ed eventualmente di erogare picchi di corrente, ed un resistore, che ha la funzione di far scaricare il condensatore in tempi compatibili con le normative qualora la sorgente di tensione dovesse essere annullata. Sono, inoltre, presenti 4 interruttori statici, in questo caso specifico IGBT, con i relativi diodi in antiparallelo. Quest'ultimi hanno la funzione, in caso di rapida interruzione di corrente induttiva da parte degli interruttori statici (il tempo di apertura di un IGBT è dell'ordine di qualche μs), di eliminare l'instaurazione di sovratensioni ai capi di quest'ultimo. Tale sovratensione segue la nota legge:

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (2)$$

quindi grazie ai diodi di libera circolazione si va a preservare l'integrità degli IGBT.

Infine, a destra è presente il DUT (Device Under Test).

In questo caso, avendo a disposizione due rami di inverter, il DUT può essere sottoposto ad una tensione che può variare da $+V_{dc}$ a $-V_{dc}$; se vi fosse un solo ramo, la tensione in uscita poteva variare solo tra 0 a $+V_{dc}$.

Per ottenere una tensione positiva sul DUT occorre tenere chiusi l'interruttore 1A e 2B come mostrato in Figura 7. In rosso è raffigurato il percorso della corrente in questa situazione.

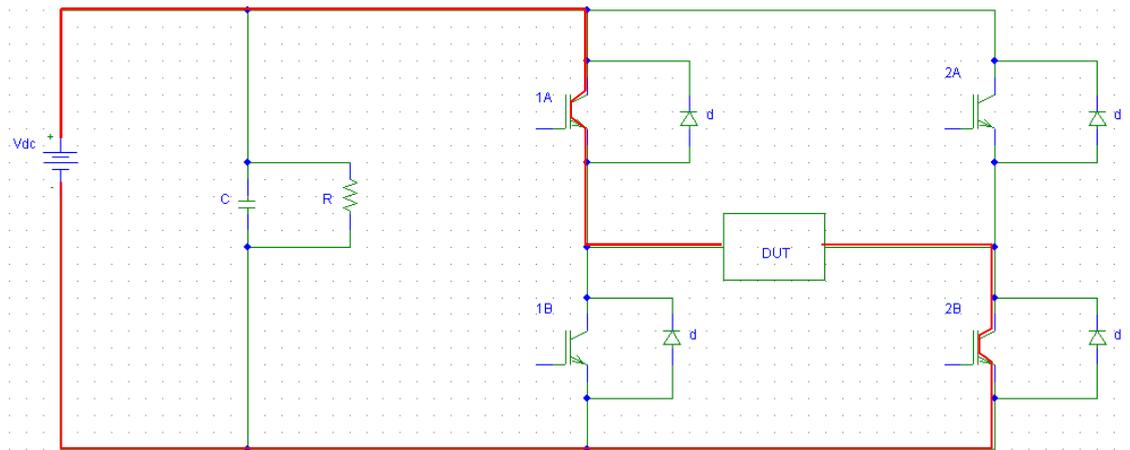


Figura 7 - Schema inverter monofase per tensione positiva in uscita.

Per ottenere invece una tensione negativa sul DUT occorre tenere chiusi l'interruttore 2A e 1B come mostrato in Figura 8. In rosso è ancora raffigurato il percorso della corrente in questa nuova situazione.

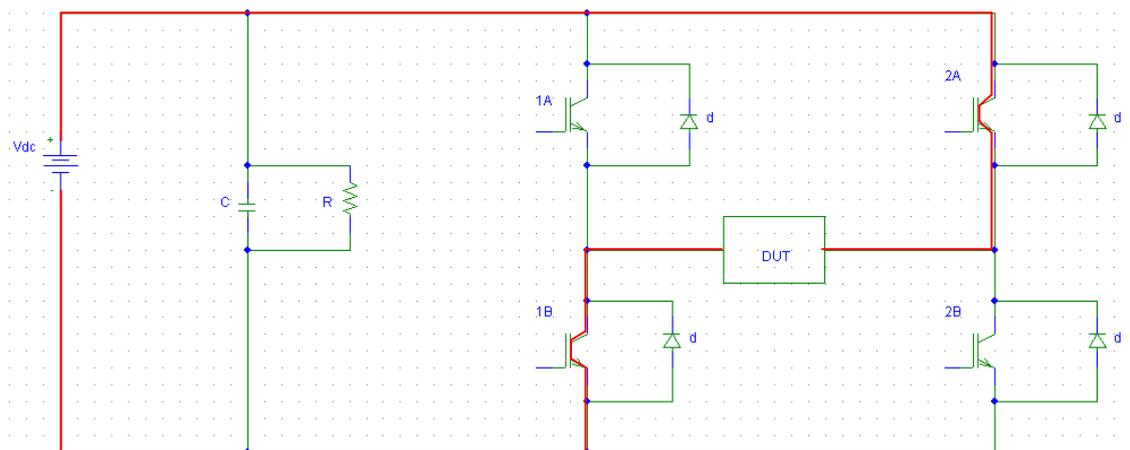


Figura 8 - Schema inverter monofase per tensione negativa in uscita.

Pulse Width Modulation (PWM)

Una tecnica di controllo per pilotare l'apertura e la chiusura degli interruttori statici è la Pulse Width Modulation (PWM).

La PWM si applica ai componenti elettronici a commutazione forzata; tale prerogativa è resa necessaria dalla presenza delle aperture e delle chiusure dei componenti ad istanti ben precisi e con frequenze piuttosto elevate (nel caso in esame, diversi kHz); infatti la forma d'onda della tensione di uscita è tanto migliore quanto più elevata è la frequenza di commutazione.

Gli istanti di commutazione dei componenti nella tecnica PWM nascono dal confronto tra due funzioni: una di forma triangolare a frequenza costante chiamata portante V_{por} , e una modulante V_{mod} di forma e frequenza pari alla tensione desiderata in uscita all'inverter $V(t)$, l'ampiezza della modulante è invece una parte della $V(t)$ per ovvie ragioni di comodità (Figura 9 - Figura 10).

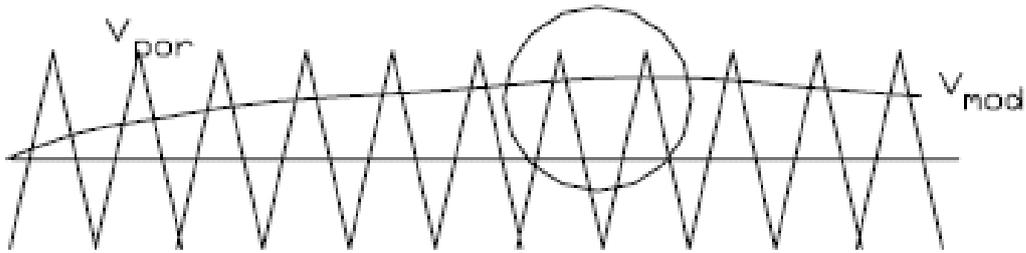


Figura 9 - Grafico della funzione portante triangolare e modulante.

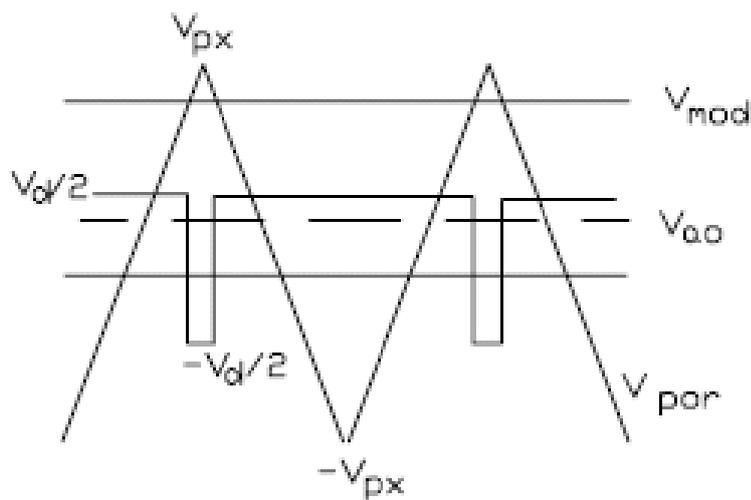


Figura 10 - Grafico della funzione portante triangolare e modulante ingrandito.

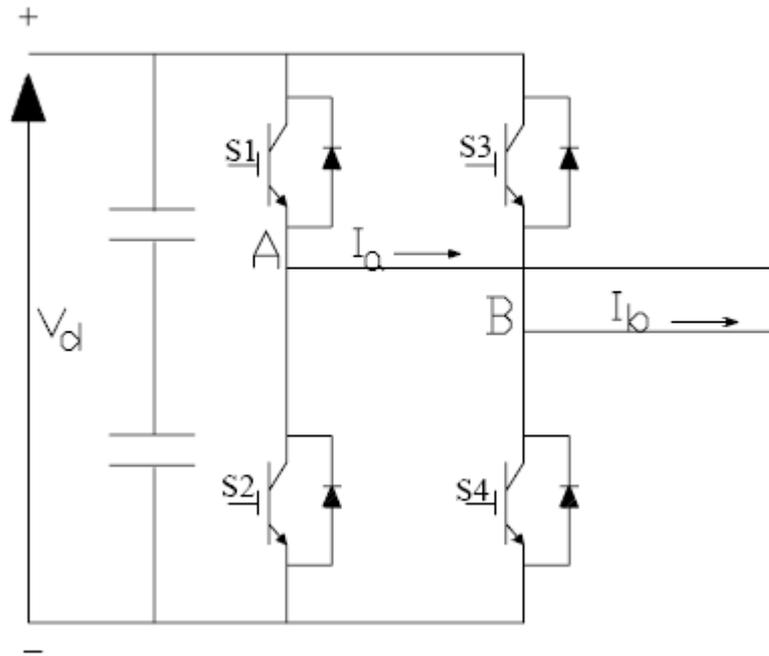


Figura 11 - Schema elettrico dell'inverter in configurazione a ponte.

Si consideri il ramo A di uno schema a ponte (come da Figura 11) avente in ingresso una tensione continua; si possono distinguere due tipi di alimentazione:

- quella in cui sul morsetto superiore si ha tensione $+V_d$ e quello inferiore 0;
- quella in cui un morsetto ha tensione $V_d/2$ e l'altro $-V_d/2$.

Quando la modulante risulta maggiore della portante, si porta in "on" il componente S_2 e in "off" il S_1 ; viceversa accade quando la portante risulta maggiore della modulante, ed in tale modo la $V(t)$ desiderata può essere a tre livelli (V_d , 0 e $-V_d$) o a due livelli ($-V_d/2$ e $V_d/2$).

Il rapporto tra la frequenza della portante e la frequenza della modulante definisce il rapporto m_f (rapporto di modulazione delle frequenze), e si può osservare che, per elevati valori di questo parametro ($m_f > 21$), che spesso non sarà intero, la portante e la modulante non sono sincronizzate, e quindi in un periodo di V_{mod} non cadono lo stesso numero di intersezioni con V_{port} . La PWM è detta allora asincrona. Se invece m_f non è elevato ($m_f < 21$), allora il parametro deve essere intero, altrimenti si avrebbero subarmoniche di frequenza inferiore alla fondamentale. Le due funzioni, portante e modulante,

devono essere sincronizzate; in questo caso la PWM è detta sincrona. Inoltre la portante e la modulante vengono scelte di polarità opposta nel punto di coincidenza a zero, e nel caso di inverter trifase m_f viene scelto multiplo di 3 al fine di eliminare, nella tensione concatenata, la terza armonica. In ambedue i casi si dovrà tenere conto, se il controllo è di tipo digitale, del tempo di campionamento.

Il rapporto tra l'ampiezza della modulante e l'ampiezza della portante, definisce il rapporto di modulazione m_a :

$$m_a = \frac{V_{mod}}{V_{por}} \quad (3)$$

Se $m_a < 1$ (sotto modulazione vedi Figura 9), l'ampiezza della fondamentale varia linearmente con tale coefficiente, oltre alla fondamentale si hanno delle armoniche di valore m_f , $2m_f$, $3m_f$, e centrate intorno ciascuna di queste, delle armoniche di valore più piccolo. In questo intervallo di variazione, maggiore è il rapporto di modulazione, maggiore risulta il tempo di accensione del componente superiore del ramo dell'inverter, e più elevato risulta il valore medio della tensione in uscita all'inverter come dimostra la seguente formula; nel caso in cui la funzione risulti a due livelli $V_d/2$ e $-V_d/2$

$$V = m_a V_d / 2 \quad (4)$$

con V_d la tensione in ingresso all'inverter.

Se $m_a > 1$, si ha la cosiddetta sovr modulazione, in tale caso la tensione di uscita ha un contenuto armonico maggiore, tale che la fondamentale può non essere più dominante, ed inoltre non varia più linearmente con m_a e sono presenti delle armoniche di ordine inferiore ad m_f .

Pertanto, all'aumentare di m_a , la modulazione PWM si avvicina sempre di più alla tecnica a sfasamento o ad onda quadra fino a coincidere con questa.

Con la tecnica PWM, a differenza della tecnica a sfasamento o a onda quadra, il valore medio della tensione di uscita può essere regolato agendo sul rapporto di modulazione dell'inverter; tale tecnica, dato l'elevato numero di confronti tra la portante e la modulante, richiede un numero di commutazioni più elevato rispetto a quella a sfasamento, comporta quindi uno stress

maggiore per i componenti e un aumento delle perdite di commutazione, elemento da tenere presente nel dimensionamento del dissipatore di calore.

La tecnica PWM offre però il vantaggio di un minor valore dell'ondulazione di corrente di uscita dell'inverter ed, inoltre, poiché le armoniche di tensione prodotte sono a frequenze più alte, risultano più facilmente filtrabili.

Se m_f è elevato, la modulazione può considerarsi costante durante un periodo della portante triangolare, se quest'ultima ha una ampiezza di 2π , le sue intersezioni con la funzione modulante V_{mod} avranno luogo nei punti α e $2\pi-\alpha$ ed il valore medio della tensione di uscita, se V_d è la tensione continua in ingresso all'inverter, può scriversi:

$$V_m = \frac{V_d}{2} \left(\frac{\alpha}{\pi} \right) \quad (5)$$

d'altra parte se V_o è il valore di V_{mod} alle intersezioni con la funzione triangolare di valore massimo V_{px} , il valore di α , tenendo conto dell'andamento lineare della V_{por} , può scriversi:

$$\alpha = \frac{V_o}{V_{px}} \pi \quad (6)$$

si ha quindi:

$$V_m = \frac{V_d}{2} \left(\frac{V_o}{V_{px}} \right) \quad (7)$$

la tensione media di uscita è proporzionale al rapporto V_o/V_{px} . Tale rapporto deve essere scelto in modo tale da rendere per quanto possibile piccole le armoniche e nello stesso tempo non raggiungere frequenze troppo elevate compatibilmente al tempo di spegnimento degli interruttori elettronici.

Si può osservare che V_{mod} può essere approssimata con tanta maggiore precisione, quanto più piccolo è l'intervallo base della funzione triangolare, inoltre se la frequenza di commutazione è più elevata della massima frequenza dello spettro di V_{mod} si può ritenere che $V(t)$ ed V_{mod} abbiano lo stesso contenuto armonico, cioè la qualità della modulazione è tanto migliore quanto più elevata è la frequenza dell'onda triangolare.

1.2.1 PWM Bipolare o a due livelli

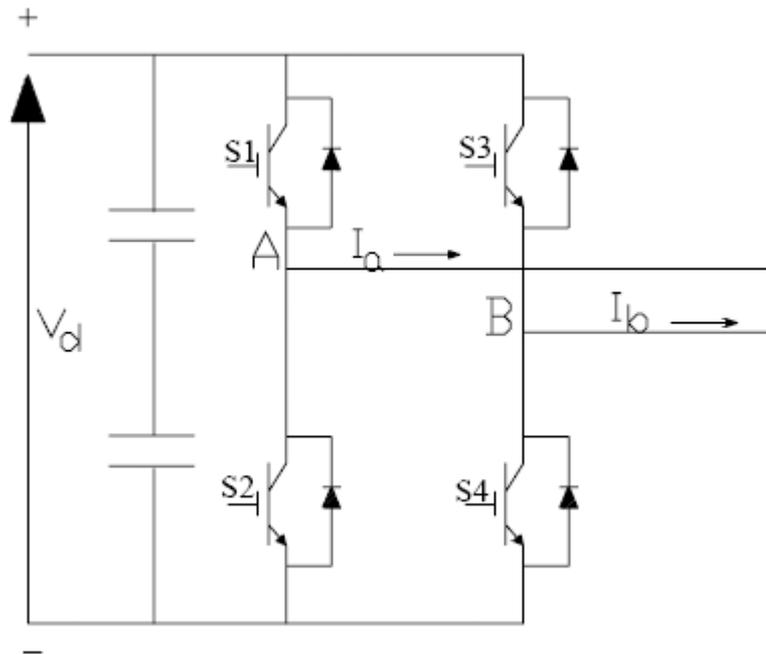


Figura 12 - Schema elettrico dell'inverter in configurazione a ponte.

In questo caso, gli interruttori 1-4 e 2-3 di Figura 12 vengono comandati a coppia, l'uscita del componente sul ramo A è uguale ed opposta all'uscita del componente sul ramo B, si ha pertanto

$$V_{Bo}(t) = -V_{Ao}(t) \quad (8)$$

pertanto la tensione di uscita $V_o(t)$ può scriversi:

$$V_o(t) = V_{Bo}(t) - V_{Ao}(t) = 2 V_{Ao}(t) \quad (9)$$

ed il picco della fondamentale della tensione di uscita è pari a

$$V_{o1} = m_a V_d \quad \text{per } m_a < 1 \quad (10)$$

$$V_d < V_{o1} < V_d (4/\pi) \quad \text{per } m_a > 1 \quad (11)$$

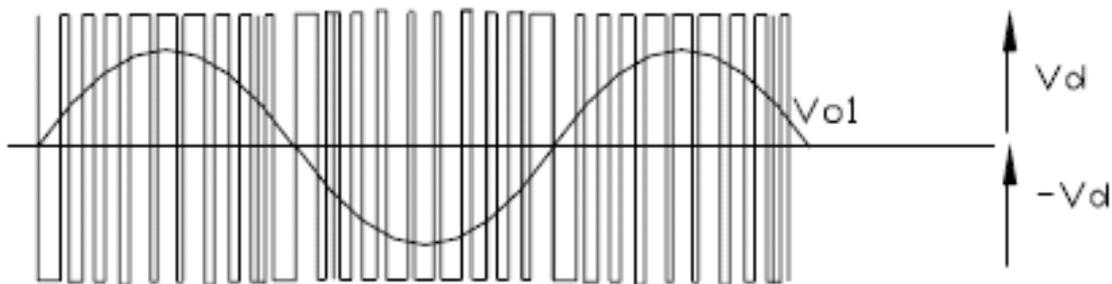


Figura 13 - Modulazione Bipolare.

Se la tensione che agisce su un componente è $V_d/2$, la tensione di uscita oscilla tra $+V_d$ e $-V_d$, per tale motivo il funzionamento è detto bipolare o a due livelli (Figura 13).

1.2.2 PWM Unipolare o a tre livelli

Vi sono due funzioni di modulazione, una per i componenti superiori ed una per gli inferiori, i componenti pertanto non saranno comandati a coppia come per il bipolare ma uno per volta e si avranno le seguenti combinazioni:

$$\begin{array}{llll}
 S_1 S_4 \text{ on} & V_{An} = V_d & V_{Bn} = 0 & V_o = V_d \\
 S_2 S_3 \text{ on} & V_{An} = 0 & V_{Bn} = V_d & V_o = -V_d \\
 S_1 S_3 \text{ on} & V_{An} = V_d & V_{Bn} = V_d & V_o = 0 \\
 S_2 S_4 \text{ on} & V_{An} = 0 & V_{Bn} = 0 & V_o = 0
 \end{array}$$

in cui n è il conduttore con potenziale negativo.

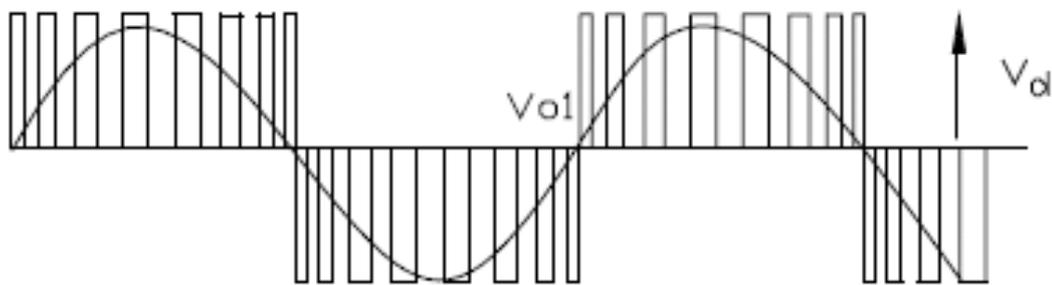


Figura 14 - Modulazione Unipolare.

In questo caso (vedi Figura 14) la tensione in uscita ai capi di un carico varia tra V_d e 0 oppure tra $-V_d$ e 0, da cui il nome di unipolare o a tre livelli per distinguerlo dal caso precedente in cui si passava da V_d a $-V_d$. I vantaggi rispetto al caso precedente sono due:

- a) il raddoppio della “frequenza di commutazione”,
- b) il salto della tensione di uscita si riduce della metà.

In Figura 15 e Figura 16 sono riportati lo spettro armonico normalizzato per il caso bipolare e per quello unipolare. Il vantaggio offerto nel caso unipolare del raddoppio della frequenza di switching, appare evidente notando che l'armonica più bassa è in questo caso il doppio di quella che si presenta nell'altro caso.

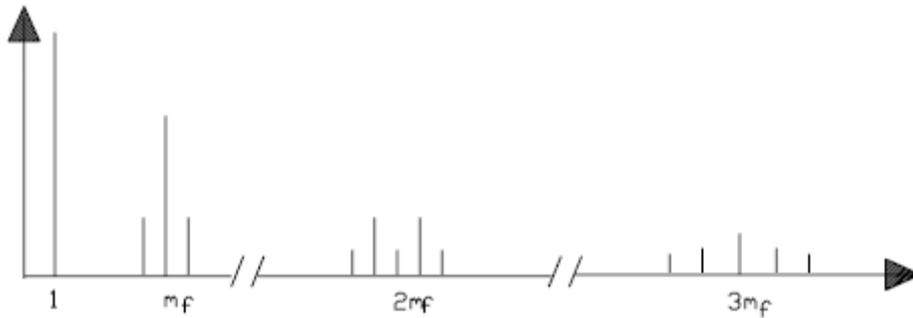


Figura 15 - Spettro armonico con modulazione Bipolare.

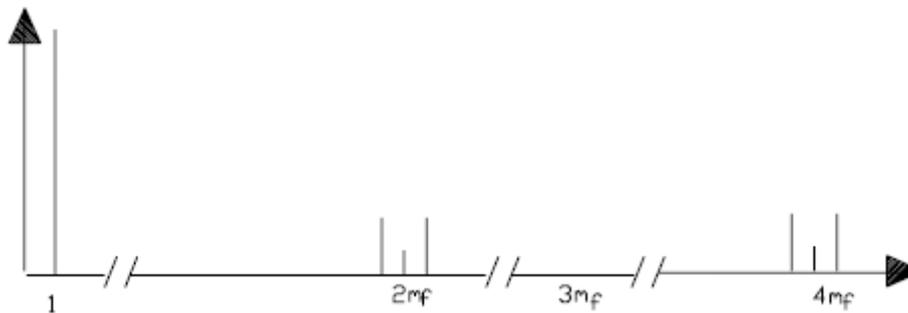


Figura 16 - Spettro armonico con modulazione Unipolare.

Infine, nella zona lineare, la tensione concatenata V_{ab} alla frequenza fondamentale ha un valore efficace pari a:

$$V_{AB1} = \frac{V_{An1}}{\sqrt{2}} = \frac{m_a V_d}{\sqrt{2}} = 0,707 m_a V_d \quad (12)$$

con V_{An1} pari al valore di picco della fondamentale di fase, per la modulazione unilatera, e V_d la tensione sul BUS DC.

$$V_{An1} = m_a V_d \quad (13)$$

Si ricordi inoltre che, nel caso di inverter a onda quadra, la tensione concatenata alla frequenza fondamentale ha un valore efficace pari a:

$$V_{AB1} = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{\sqrt{2}} = 0,9 V_d \quad (14)$$

1.3 L'invecchiamento

Per *invecchiamento* si intende un cambiamento irreversibile nel tempo delle proprietà di un sistema, causato dalle sollecitazioni ad esso applicate. La

velocità di invecchiamento dipende dal valore di queste sollecitazioni. Quando, per via dell'alterazione, le suddette proprietà raggiungono valori che non permettono il corretto funzionamento del sistema si ha il *guasto*.

Il guasto può essere dovuto a rottura, nel caso di sollecitazioni distruttive, oppure alla diminuzione del valore delle proprietà in questione al di sotto dei valori limite di progetto, nel caso di sollecitazioni agenti come *fattore di invecchiamento*.

Si parla di *vita* di un sistema per indicare la durata del suo funzionamento, ovvero il tempo fino al guasto.

E' necessario conoscere il comportamento di queste caratteristiche allorché l'isolante venga sottoposto a sollecitazioni che ne causano l'invecchiamento, ovvero è necessario conoscere il degrado di proprietà quali la *rigidità dielettrica*, che è fondamentale per il corretto funzionamento dei sistemi elettrici.

Le sollecitazioni che causano il degrado dei sistemi isolanti sono essenzialmente tre:

- sollecitazione *termica*;
- sollecitazione *meccanica*;
- sollecitazione *elettrica*.

L'azione congiunta di più sollecitazioni comporta una diminuzione della vita del sistema isolante in causa, fino a valori inaccettabili rispetto alle condizioni di progetto, a causa dell'elevato sinergismo tra i vari tipi di sollecitazione.

Lo studio della resistenza alla sollecitazione elettrica di un materiale isolante consiste nel valutare gli effetti di una tensione applicata ad esso, mantenuta costante. La vita del materiale risulta tanto più breve quanto più è elevato il campo elettrico applicato. Il guasto è causato dal cedimento (ovvero la *scarica totale*), conseguenza della riduzione nel tempo delle sue proprietà elettriche. Esso avviene in seguito alla formazione di un canale ramificato di prescarica (*treeing*, ovvero *arborescenza elettrica*) che si origina a partire dalle *scariche parziali*, che hanno luogo nei vacuoli o nelle microscopiche fessure che sono presenti all'interno del materiale isolante.

Analogamente all'alimentazione in AC sinusoidale a $50 \div 60$ Hz, quando la tensione ad onda quadra, che sollecita l'isolamento dei motori alimentati tramite un convertitore PWM, supera un determinato valore di soglia, per cui si ha l'innesco delle scariche, si definisce il parametro detto PDIV (*Partial Discharge Inception Voltage*, ovvero soglia di innesco delle scariche parziali). Ogni impulso di scarica libera una quantità molto piccola di energia. Questo comporta la progressiva erosione e la decomposizione chimica del materiale sollecitato fino al momento in cui un canale ramificato di dimensioni microscopiche penetra al di sotto della superficie dell'isolante. Il canale si sviluppa, aumentano contemporaneamente la sua dimensione e l'intensità delle scariche parziali che lo coinvolgono e, una volta raggiunto il conduttore che funge da secondo elettrodo, si forma un sentiero conduttore che determina la scarica totale dell'isolante.

Questo processo può quindi essere suddiviso in due fasi temporali distinte:

- *treeing formation*, nel quale si ha la formazione del canale ramificato, essendo presenti le condizioni affinché avvengano le scariche;
- *treeing growth*, nel quale il canale ramificato si estende nel materiale.

Nella Figura 17, dove viene mostrato l'andamento generale in coordinate bilogaritmiche ($\log E - \log t$, con E indichiamo il campo elettrico applicato al provino e con t il tempo al guasto) della curva di vita elettrica che schematizza il comportamento elettrico dei materiali isolanti, si può osservare che l'area tra le due curve corrisponde alla fase di *treeing growth*. Su tale grafico si possono osservare tre parti che rappresentano tre comportamenti diversi del materiale.

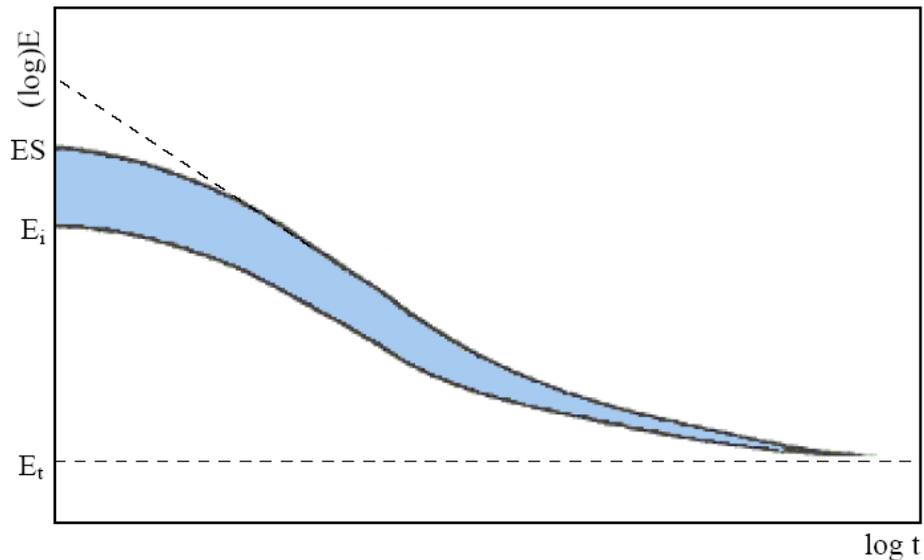


Figura 17 - Curva di vita elettrica valevole in un caso generale.

La prima parte, contraddistinta da tempi brevi ed elevate sollecitazioni, corrisponde all'insorgere di intense scariche parziali, poiché il campo elettrico applicato è maggiore di E_i , cioè al campo di innesco (*inception*), che corrisponde a quello richiesto per il *treeing formation*. In questo caso lo sviluppo del canale di scarica è molto veloce e porta alla perforazione dell'isolante senza presentare un periodo di tempo apprezzabile per la formazione del canale ramificato di prescarica.

La seconda parte contiene le sollecitazioni con valori compresi tra E_i ed E_t , dove con E_t si definisce il valore di soglia (*threshold*) elettrica, al di sotto del quale le sollecitazioni non provocano invecchiamento. L'andamento è pressochè rettilineo e, in questo caso, è possibile individuare i periodi di formazione e crescita del *treeing*. Nel primo periodo, che è aleatorio, si ha l'invecchiamento senza formazione di scariche parziali, mentre il secondo è una parte sempre minore del tempo totale di scarica man mano che diminuisce la sollecitazione applicata.

Nella terza parte la sollecitazione tende al valore di soglia E_t e la curva tende a diventare orizzontale. Al di sotto di questo valore non si hanno scariche parziali, quindi non c'è nè la formazione nè lo sviluppo di un canale di prescarica, ovvero non si verifica invecchiamento elettrico.

Il valore di soglia E_t della sollecitazione varia per ogni tipo di materiale e identifica il limite al di sotto del quale non si ha invecchiamento elettrico.

I tempi di formazione del *treeing* sono ottenuti mediante una legge statistica che può essere assunta, una volta definito il guasto, come curva di vita. Ciò è dovuto al fatto che i tempi di formazione del *treeing*, specialmente per sollecitazioni di valore modesto, sono molto più lunghi dei tempi di crescita del *treeing*. La seconda parte della linea di vita può essere definita come la parte statistica della linea e, come si può notare dalla Figura 17, essa è rappresentabile da una retta nel diagramma bilogarithmico logE-logt. Si può quindi rappresentare l'andamento del tempo al guasto in funzione della sollecitazione elettrica applicata mediante il modello di vita detto IPM (*Inverse Power Model*, ovvero modello della potenza inversa), descritto dalla relazione seguente:

$$L = C \cdot E^{-n} \quad (15)$$

dove:

L rappresenta la vita elettrica;

E rappresenta il campo elettrico applicato;

C è una costante dipendente dal materiale;

n è il VEC (*Voltage Endurance Coefficient*, ovvero il coefficiente di resistenza alla tensione).

Il modello generale descritto dalla (15) si diversifica da materiale a materiale per quel che riguarda la lunghezza dei tratti della curva descritta e, inoltre, risente delle condizioni ambientali di prova. Le prove di resistenza alla sollecitazione elettrica sui materiali isolanti permettono di determinare i parametri che, inseriti nella relazione (15), consentono di sviluppare il modello relativo al tipo di materiale isolante testato.

Nei paragrafi successivi verranno analizzati i processi che portano all'invecchiamento elettrico dei materiali isolanti e al loro conseguente guasto.

1.3.1 Impatto del meccanismo delle scariche parziali e formazione della carica spaziale.

E' ormai assodato che le scariche parziali contribuiscono all'invecchiamento dei sistemi isolanti in maniera attiva e, allo stesso tempo, costituiscono un verifica della bontà del materiale isolante.

Il fenomeno delle scariche parziali si origina negli innalzamenti localizzati del campo elettrico applicato, tali per cui, in alcuni punti dell'isolamento, si supera la tensione di innesco delle scariche (PDIV), mentre globalmente il sistema isolante mantiene le sue proprietà.

Le scariche parziali possono essere superficiali o interne. Nel primo caso si verificano sulla superficie del dielettrico e sono dovute alla componente del campo elettrico tangenziale alla stessa. I casi tipici di questo tipo di scarica si riscontrano nelle estremità dei cavi e nelle parti terminali, uscenti dal pacco statorico, degli avvolgimenti dei motori. Le scariche parziali interne sono quelle che si presentano più frequentemente in condizioni di esercizio e sono dovute:

- alla presenza di difetti del materiale isolante quali inclusioni o vacuoli;
- alla tecnologia di fabbricazione del sistema isolante;
- all'invecchiamento e al relativo degrado delle proprietà.

Tutto ciò contribuisce ad esaltare i difetti preesistenti oppure contribuisce a produrne di nuovi, ad esempio vaiolature o fessurazioni che si creano per via delle sollecitazioni meccaniche e per gli sforzi elettrodinamici.

I vacuoli costituiscono difetti in quanto possono contenere all'interno aria, gas o elementi caratterizzati da una bassa rigidità dielettrica.

La permittività dell'isolante solido è superiore a quella del gas nella proporzione $\frac{\epsilon}{\epsilon_0} = \epsilon_r$, per cui il campo elettrico nel gas risulta ϵ_r volte maggiore. Il campo elettrico applicato è quindi maggiore nel punto in cui la rigidità dielettrica risulta inferiore. La cavità può essere interessata da valori di campo elettrico superiori alla rigidità dielettrica già per bassi valori di campo elettrico applicato all'isolante. In queste condizioni si innesca una scarica che neutralizza una parte delle cariche superficiali che si erano localizzate sulle superfici opposte del vacuolo.

Nel punto in cui avviene la scarica, il campo elettrico risultante è dato dalla somma del campo applicato e di quello inverso dovuto alla carica superficiale. Questo comporta che, in regime alternato, basta che si manifesti una scarica perché ad essa ne seguano altre, come mostrato nel caso di tensione di alimentazione sinusoidale in Figura 18.

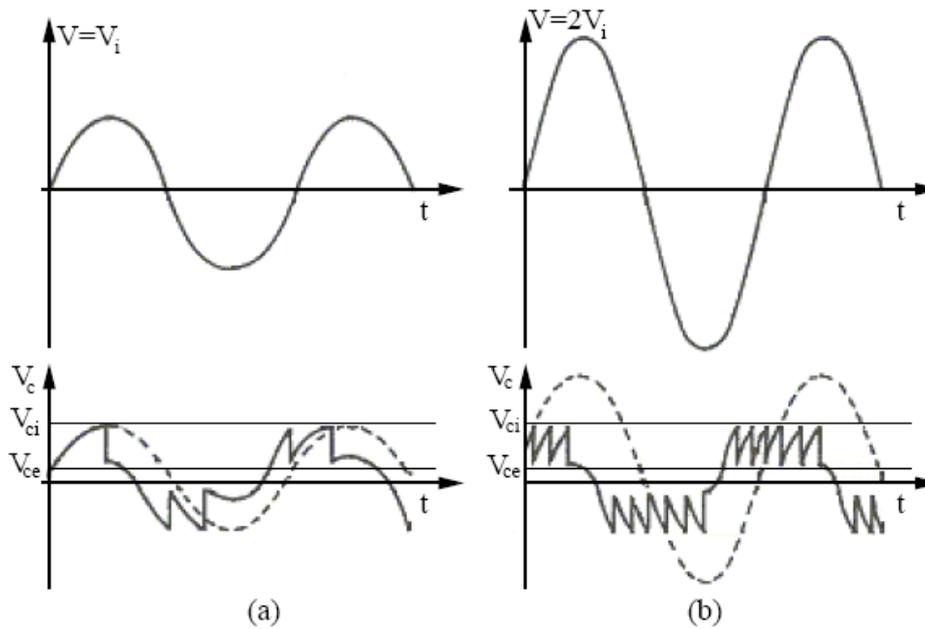


Figura 18 - Andamento temporale delle tensioni rilevabili in presenza di scariche parziali, dove V è la tensione applicata al dielettrico, V_i è la tensione tra zone opposte della cavità, V_{ci} e V_{ce} le tensioni di innesco ed estinzione delle scariche parziali.

In regime continuo, una volta estinta la scarica, non si hanno più cariche disponibili. La scarica seguente ha luogo soltanto quando le correnti di fuga attraverso il materiale o sulla superficie della cavità hanno ricostituito una distribuzione di carica tale da superare nuovamente la tensione di innesco della scarica.

Nelle macchine alimentate con tensione di rete, la tensione d'innesco delle scariche è superiore alle sollecitazioni per cui è dimensionato il sistema isolante. Per i motori alimentati mediante convertitori PWM, invece, negli spazi d'aria presenti tra i conduttori smaltati, può verificarsi l'intensificazione locale del campo elettrico che provoca i fenomeni di scarica già evidenziata.

Il comportamento dell'isolamento spira-spira, è mostrato nella Figura 19. Si nota come l'insorgere di scariche parziali non sia legato solamente al superamento della rigidità dielettrica locale. Vi sono indicate, inoltre, le differenze del comportamento del modello sottoposto a tensione unipolare e bipolare. La vita è assegnata in termini di *impulsi di tensione applicati fino al guasto*. Parte dell'energia elettrostatica delle scariche parziali viene

trasformata in energia di tipo meccanico, termico, elettrico e chimico che contribuiscono al degrado dell'isolamento.

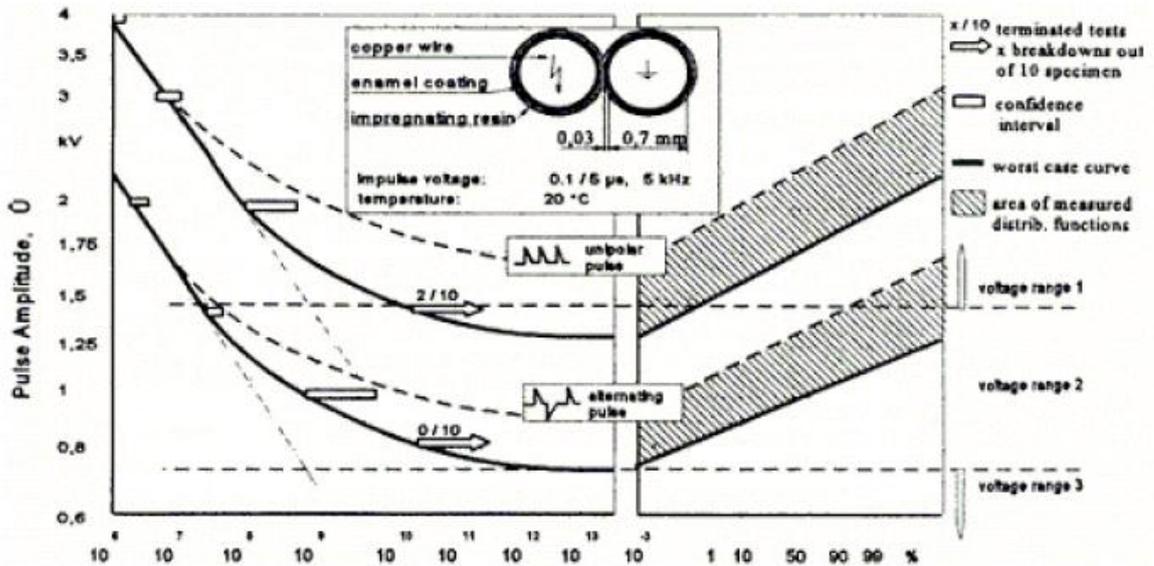


Figura 19 - Dipendenza del tempo al guasto e della probabilità di scarica dall'ampiezza degli impulsi nel modello di isolamento spira-spira.

Parallelamente a questo, il valore della tensione di scarica diminuisce fino ad eguagliare il valore della tensione applicata. Nella Figura 19, la probabilità di scarica individua, nel piano, tre diversi intervalli.

Il primo intervallo corrisponde ad elevati valori di tensione. Ogni impulso determina l'innescio di almeno una scarica parziale e la curva di vita segue il modello dell'inversa potenza della relazione (15), esprimibile in questo caso dalla relazione seguente:

$$U_{b1} = k_b \cdot n_{b1}^{-\frac{1}{m}} \quad (16)$$

dove:

U_{b1} è l'ampiezza dell'impulso applicato nel primo intervallo;

k_b è una costante che dipende dal tipo di impulsi applicati;

n_{b1} è il numero di impulsi necessario per avere la scarica;

$-1/m$ è il coefficiente angolare della retta di vita nel modello IPM.

Il VEC, il coefficiente di resistenza alla tensione, rappresentato dal parametro m , assume valori compresi tra 1 e 20 ed evidenzia la perdita nel tempo delle caratteristiche proprie dell'isolante.

Nel secondo intervallo il numero di impulsi necessario per provocare la scarica è superiore a quello atteso applicando la (16): nell'intervallo si ha una minore probabilità che avvengano le scariche parziali, per cui è necessario un numero superiore di impulsi per la perforazione dell'isolante. E' possibile effettuare questo calcolo dalla relazione:

$$n_b = \frac{n_{b1}(U)}{p_{PD}(U)} \quad (17)$$

dove:

n_b è il numero di impulsi necessari per la scarica;

$p_{PD}(U)$ è la probabilità di innesco del fenomeno delle scariche parziali.

Dalla relazione (17) si ottiene che, per una diminuzione della probabilità di innesco del 10 %, si ha un incremento del numero di impulsi al guasto di circa 10 volte. E' possibile, quindi, affermare che esiste ancora un processo di invecchiamento che, però, risulta rallentato a causa del ridotto numero di scariche parziali.

Il terzo intervallo presenta una probabilità di insorgenza delle scariche praticamente nulla, per cui non è rilevabile alcun fenomeno di invecchiamento e non vi sono rischi di perforazione dell'isolamento dovuti alla scarica.

Le scariche parziali osservate si originano negli interstizi esistenti tra i fili smaltati adiacenti. Avviene un processo di erosione e di accumulo di eterocarica spaziale sulla superficie dello smalto che riduce il campo elettrico applicato nel caso di impulsi unipolari e lo rinforza nel caso di impulsi bipolari.

Come mostrato in Figura 20, esiste una correlazione tra intensità del campo elettrico applicato e lunghezza delle linee di forza dello stesso, assumendo la distribuzione di campo descritta nella figura stessa.

Gli effetti di bordo sono trascurabili perché si considera la dimensione longitudinale molto maggiore rispetto a quella trasversale.

I diagrammi analizzati sono stati parametrizzati in funzione della tensione applicata tra i conduttori: l'intersezione tra gli andamenti del campo elettrico e della rigidità dell'aria si intersecano per tensioni applicate di 700 V o più. A tensioni inferiori non si hanno fenomeni di scarica, a tensioni più elevate l'area dello smalto che presenta i requisiti di scarica si estende.

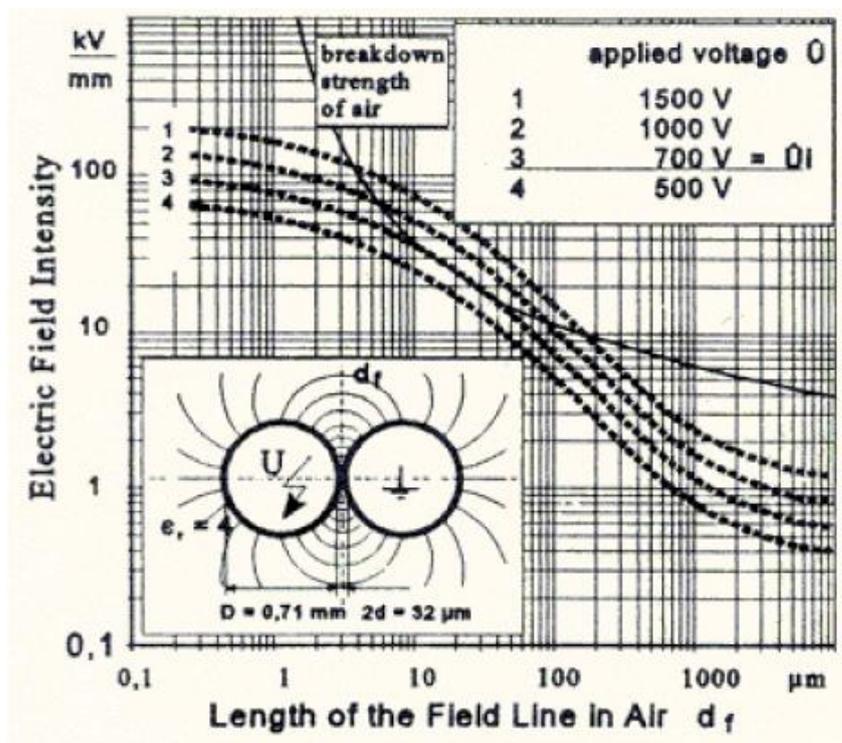


Figura 20 - Andamento dell'intensità di campo elettrico rispetto alla distanza tra gli elettrodi e curva di rigidità dielettrica dell'aria in funzione della distanza tra i conduttori.

Per eliminare i problemi dati dalle cariche spaziali sono in fase di studio e di prova nuovi tipi di smalto in cui è presente una componente di ossidi metallici che ne facilita la mobilità, evitando l'accumulo.

1.3.2 Analisi delle sollecitazioni elettriche

Uno studio rigoroso dell'invecchiamento del sistema isolante, che è posto a protezione dei conduttori di statore dei motori asincroni, comporterebbe l'analisi combinata degli effetti di tutte le sollecitazioni presenti. Si è visto, infatti, come queste abbiano un comportamento sinergico che non è possibile quantificare mediante prove con sollecitazioni separate.

Questo è dovuto alla difficoltà di scindere i contributi all'alterazione delle proprietà fisiche dell'isolamento dovuti alle varie sollecitazioni. In base alle esperienze acquisite in tema dai vari autori è possibile, ricorrendo comunque ad ipotesi semplificative, determinare un comportamento di massima del sistema isolante sottoposto ai diversi tipi di sollecitazione.

In particolare, i fattori degradanti presi in considerazione ai fini della valutazione dell'invecchiamento elettrico sono:

- ampiezza della forma d'onda di tensione applicata;
- frequenza della stessa;
- duty cycle;
- polarità;
- rise time e sovraelongazione;
- risonanza.

Si sono inoltre analizzate le alterazioni dovute alle sollecitazioni termica e meccanica e alla interazione tra i tre diversi tipi di sollecitazione.

1.3.2.1 Effetto dell'ampiezza della tensione

L'ampiezza della tensione applicata al materiale isolante comporta una variazione del tempo al guasto che segue la legge dell'inversa potenza. Rispetto alla relazione definita dalla (15), l'IPM si può modificare nella forma seguente:

$$T_L = A \cdot E^{-n} \quad (18)$$

dove:

T_L rappresenta il tempo al guasto dell'isolamento;

A è una costante che dipende dal tipo di materiale studiato;

E è il campo elettrico applicato;

n è l'esponente caratteristico del modello considerato.

Applicando al materiale sottoposto a prova differenti valori di campo elettrico applicato, si riscontrano su di esso due distinti meccanismi di degradazione che lo portano alla scarica:

- guasto a *testa di ago*, a cui è associata la caratteristica perdita di colore dello smalto isolante. E' causato da valori del campo elettrico applicato e della frequenza elevati;
- *carbonizzazione* di una parte estesa del materiale. Si verifica per valori inferiori del campo elettrico ma a frequenze più elevate rispetto al primo caso.

1.3.2.2 Effetto della frequenza della tensione

Non è facile determinare una relazione che leghi il tempo al guasto del materiale in prova e la frequenza della tensione applicata.

Dalle curve di vita mostrate in Figura 21, si nota un andamento simile per i due livelli della tensione di prova. Ad una frequenza di circa 5 kHz si evidenzia una variazione della pendenza della curva di vita: è un punto di transizione che corrisponde ad una variazione dei meccanismi di degrado.

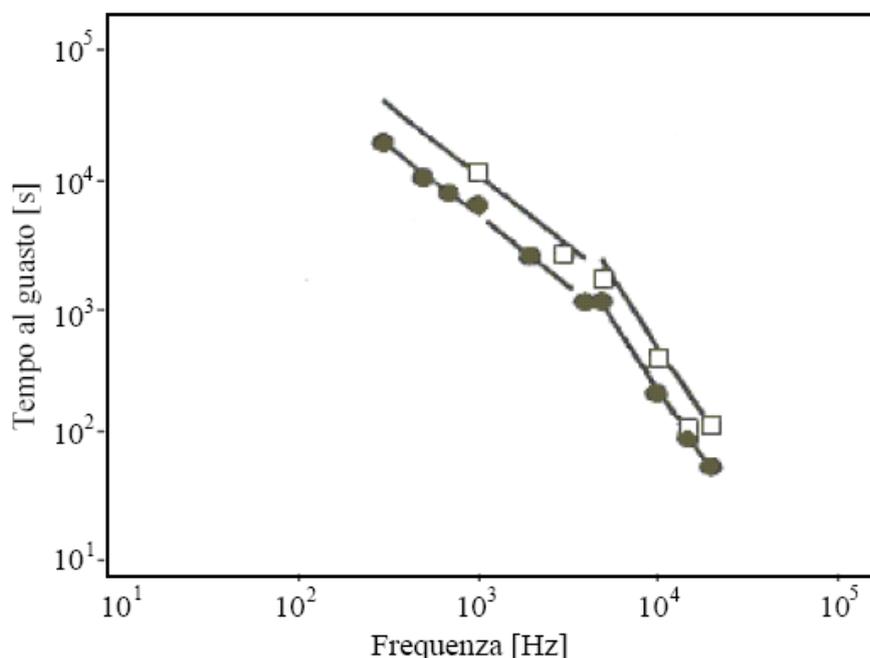


Figura 21 – Esempio di comportamento al guasto di fili smaltati sottoposti a impulsi di tensione di ampiezza 4 kV e 5 kV, con un rise time di 83 μs, la cui frequenza è stata variata da 100 Hz a 20 kHz..

Al di sotto dei 5 kHz la durata di vita è inversamente proporzionale alla frequenza dell'impulso, secondo la relazione (19):

$$T_L = \frac{B}{f} \quad (19)$$

dove:

B è una costante che dipende dal tipo di materiale studiato;

f è la frequenza propria dell'impulso applicato.

Al di sopra dei 5 kHz, il tempo al guasto presenta una correlazione di tipo quadratico con la frequenza degli impulsi applicati, secondo l'equazione (20):

$$T_L = \frac{c}{f^2} \quad (20)$$

dove:

C è una costante che dipende dal tipo di materiale studiato.

La validità delle relazioni descritte è strettamente legata alla forma dell'impulso: sono applicabili solo in caso di tensioni con fronte d'onda ripido, mentre non sono valide nel caso di regime sinusoidale.

1.3.2.3 Effetto del duty cycle della tensione

Il duty cycle D quantifica, in termini percentuali, la durata dell'impulso positivo rispetto all'intero periodo della tensione. Risulta definito dalla relazione seguente:

$$D = \frac{T_p}{T} \cdot 100 \quad (21)$$

dove:

T_p rappresenta la durata dell'impulso positivo, espressa in secondi;

T è la durata complessiva del periodo P , espressa in secondi.

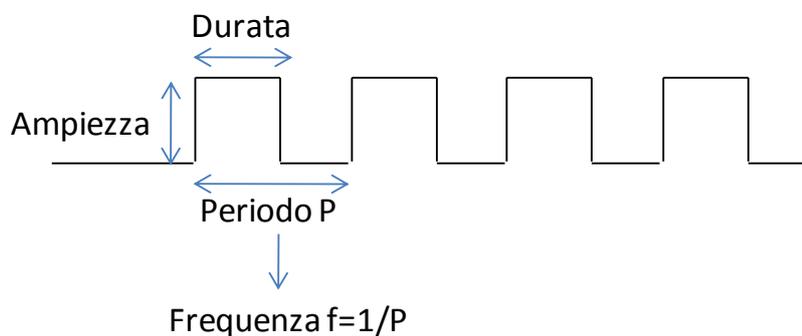


Figura 22 - Duty cycle.

I tempi al guasto diminuiscono all'aumentare del valore assunto da D .

1.3.2.4 Effetto della polarità

In generale, leggendo in letteratura, si è notato che, considerando le tensioni applicate in termini di tensioni picco-picco, non è possibile ricavare una netta dipendenza del tempo al guasto del materiale isolante in prova con la polarità della sollecitazione elettrica applicata.

Le scariche parziali si generano in corrispondenza dei vacuoli tra i due conduttori smaltati. La ionizzazione che ne deriva causa un accumulo di

cariche che, localmente, genera un campo elettrico opposto a quello applicato. La diffusione di carica procede più lentamente rispetto all'inversione della polarità del campo applicato, per cui è possibile che vi siano momenti in cui il campo elettrico indotto dalle cariche accumulate, E_{res} , si somma al campo applicato E_0 , aumentandone l'intensità.

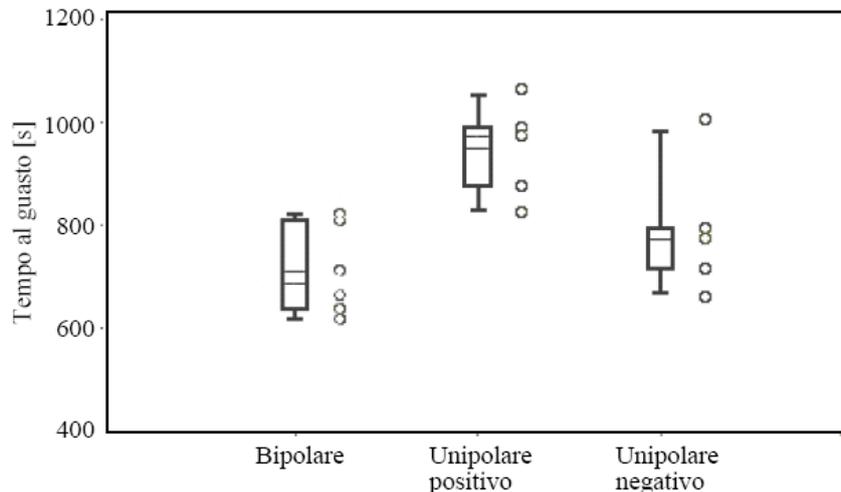


Figura 23 - Comportamento al guasto di twisted pair del tipo 18 HAPTZ in funzione del tipo di impulso applicato, bipolare oppure unipolare, positivo e negativo. La tensione applicata è: $V_{pp}=2kV$, $f=20kHz$, $T=90^{\circ}C$, $D=50\%$, $t_r=0,03\mu s$ e $t_d=25\mu s$.

In Figura 23 è riportato il risultato di uno studio sull'effetto della polarità sulla vita dei materiali isolanti testati. Si può notare che non si hanno grandi variazioni per i diversi tipi di sollecitazioni utilizzate sui *twisted pair*.

In presenza di una sollecitazione unipolare o bipolare si ha una variazione del meccanismo di scarica, che non comporta però una variazione del PDIV. Nella Figura 23 è schematizzato il diverso comportamento del materiale sottoposto ad un'onda quadra unipolare e bipolare.

Per una sollecitazione unipolare, la scarica avviene dopo un certo ritardo statistico dal raggiungimento del valore d'innescò E_{inc} . Il campo diminuisce da E_{inc} a E_{res} , valore che costituisce la memoria del sistema. Assumendo che questa memoria sia infinita, non si ripresentano le condizioni di campo perché si inneschi un'altra scarica. Nel caso reale la memoria non è infinita e dopo un certo tempo si ripresentano le condizioni di innescò delle scariche ma, da quanto visto è intuibile che l'attività di scarica sia limitata.

Per le sollecitazioni bipolari, come mostrato in Figura 24, ad ogni inversione della polarità si possono avere le condizioni di innescò delle scariche.

Quanto visto dimostra che l'attività di scarica dipende dal valore picco-picco della sollecitazione applicata per cui, come è schematizzato in Figura 24-(a), è necessario che nel caso unipolare si abbia un valore doppio della tensione applicata per rilevare la stessa attività di scarica del caso unipolare delle figure Figura 24-(b) e Figura 25-(b).

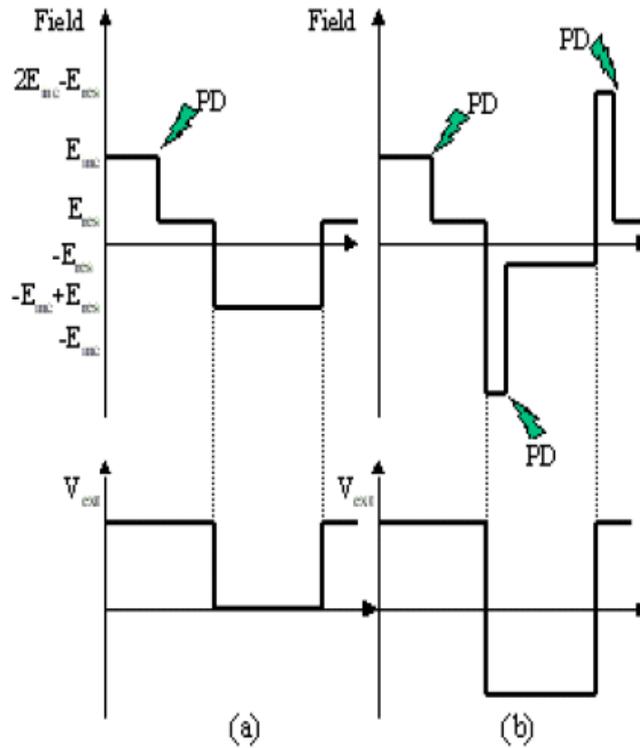


Figura 24 - Evoluzione del campo elettrico dopo una scarica parziale su un isolante soggetto a onda quadra unipolare (a) e bipolare (b), di valore prossimo alla tensione di innesco.

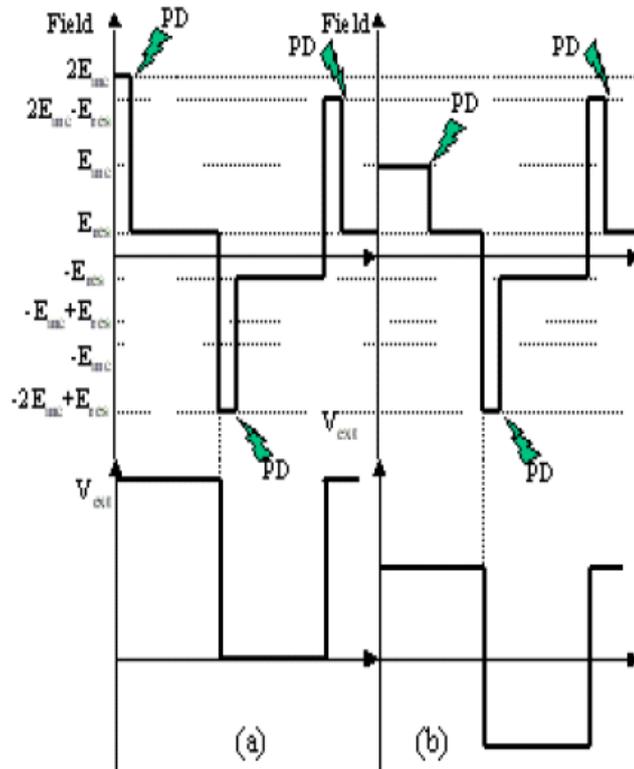


Figura 25 - Evoluzione del campo elettrico dopo una scarica parziale su un isolante soggetto a onda quadra unipolare (a) e bipolare (b), di valore prossimo al doppio della tensione di innesco.

1.3.2.5 Effetto del rise time e delle sovraelongazioni della tensione.

Si è visto che tempi di salita (o rise time) molto brevi delle onde quadre causano sovratensioni e una distribuzione irregolare del potenziale sulle spire degli avvolgimenti di statore, specialmente nel caso di un cavo di connessione inverter-motore molto lungo. La riduzione della lunghezza del cavo può comportare dei vantaggi anche notevoli, ma non è possibile evitare completamente gli effetti dovuti a tempi di salita molto brevi, ovvero perdite dielettriche localizzate e formazione di carica spaziale.

In precedenti studi non si è trovata una corrispondenza sul contributo apportato da *rise time* molto brevi per l'invecchiamento del sistema isolante dei motori alimentato mediante onda quadra. Uno studio ha osservato una variazione del tempo al guasto dei *twisted pair* utilizzati, dovuta alla variazione del *rise time* della sollecitazione applicata. In Figura 26, viene riportato l'andamento delle prove condotte con una tensione pari a 4 kV, una frequenza di 20 kHz e un *duty cycle* del 50%. Il meccanismo

d'invecchiamento nei diversi casi è lo stesso. Ciò che cambia dovrebbe essere il riscaldamento dovuto alle perdite dielettriche, che dipende soprattutto dal dV/dt della tensione applicata.

Altri autori hanno trovato una forte dipendenza del tempo al guasto per tempi di salita superiori, tra $1 \div 10 \mu s$. Altri ancora non hanno rilevato una significativa dipendenza dell'invecchiamento dal *rise time*.

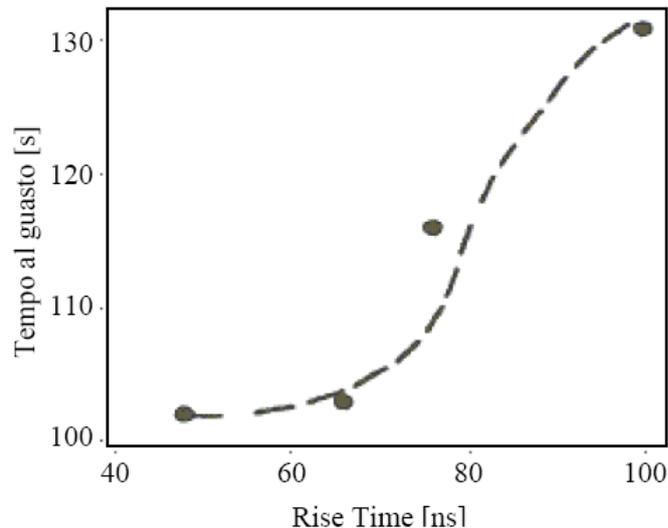


Figura 26 - Andamento del tempo al guasto dei twisted pair in prova in relazione al rise time della tensione applicata.

1.3.2.6 Effetto della risonanza.

Nelle fasi transitorie della tensione applicata sono presenti delle sovraelongazioni che contengono oscillazioni con armoniche a frequenze fino a centinaia di MHz , dovute alla risonanza dei componenti induttivi e capacitivi del sistema convertitore-cavo-motore. La corrente capacitiva presente nel sistema in queste fasi è proporzionale a $\epsilon\omega$, ovvero al prodotto della costante dielettrica del materiale sollecitato e alla pulsazione della sollecitazione. Avendo frequenze dell'ordine di centinaia di MHz si arriva a valori elevati della corrente con il conseguente incremento di temperatura dell'isolante fino a $50 - 60 \text{ }^\circ C$.

In presenza di un singolo transitorio il calore generato si dissipa rapidamente verso l'ambiente esterno. Il problema è dato dal fatto che i transitori che avvengono per l'impiego di convertitori PWM che operano a elevate frequenze di commutazione, si ripetono in corrispondenza di ogni impulso

generato. La dissipazione risulta insufficiente e si presentano surriscaldamenti localizzati sugli isolanti che ne accentuano l'invecchiamento.

1.3.3 Analisi delle sollecitazioni termiche e meccaniche.

Le tensioni applicate sui conduttori disposti all'interno delle cave statoriche, oltre a quelle elettriche comportano anche sollecitazioni di tipo termico e meccanico: le elevate temperature causano una dilatazione dei conduttori disposti nelle cave; le tensioni di tipo alternativo causano sforzi elettrodinamici sui conduttori che sono posti in vibrazione. Lo smalto è quindi sottoposto ad abrasione, due conduttori adiacenti in movimento, oppure un conduttore vicino alla carcassa può subire l'assottigliamento dell'isolante che lo protegge.

La Figura 27 mette in relazione il tempo al guasto e la temperatura di *twisted pair*, sottoposti a due tipi di tensione unipolare di prova differenti per ampiezza e frequenza. Si evidenzia nel grafico un comportamento particolare dei provini, sottoposti alle due diverse sollecitazioni ma alla stessa temperatura: il tempo al guasto dei *twisted pair* sollecitati alla tensione minore e alla frequenza maggiore risulta inferiore al tempo al guasto dei provini sollecitati a tensione superiore ma a frequenza minore. Si suppone che, trascorso un certo tempo di assestamento, il processo di invecchiamento dipenda in misura maggiore dalla frequenza degli impulsi, piuttosto che dal valore della tensione.

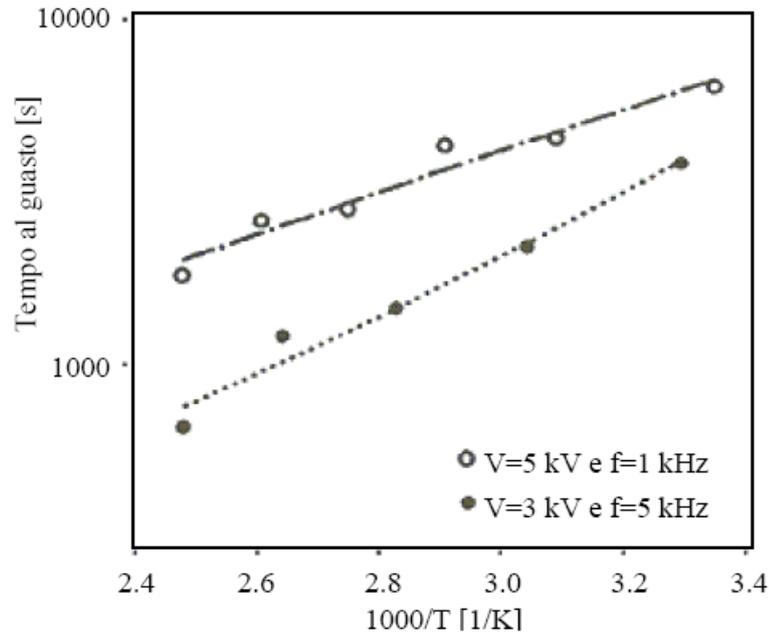


Figura 27 - Andamento del tempo al guasto rispetto alla temperatura dei twisted pair del tipo 18MW35-C in prova, sottoposti a tensione unipolare di diversa ampiezza (3 kV e 5 kV e frequenza (5 kHz e 1 kHz), caratterizzati da uno slew rate di 70 kV/ μ s.

Come mostrato in Figura 27 ciò è spiegabile mediante il duplice effetto della temperatura sull'innescò delle scariche parziali e sulla capacità dei provini.

L'aumento della temperatura provoca un aumento della capacità dei provini a causa dell'aumento della costante dielettrica del materiale isolante. Si instaura così una sorta di "retroazione positiva": la capacità aumenta, aumentano le correnti impulsive e si ha un ulteriore aumento di temperatura dell'isolante tra i conduttori.

La Figura 28 indica inoltre una diminuzione della tensione di innescò delle scariche parziali (PDIV) all'aumentare della temperatura.

Il fenomeno è spiegabile a livello atomico: l'aumento dell'agitazione termica comporta una diminuzione del divario tra le bande energetiche del gas causando un aumento del numero di cariche disponibili per la ionizzazione.

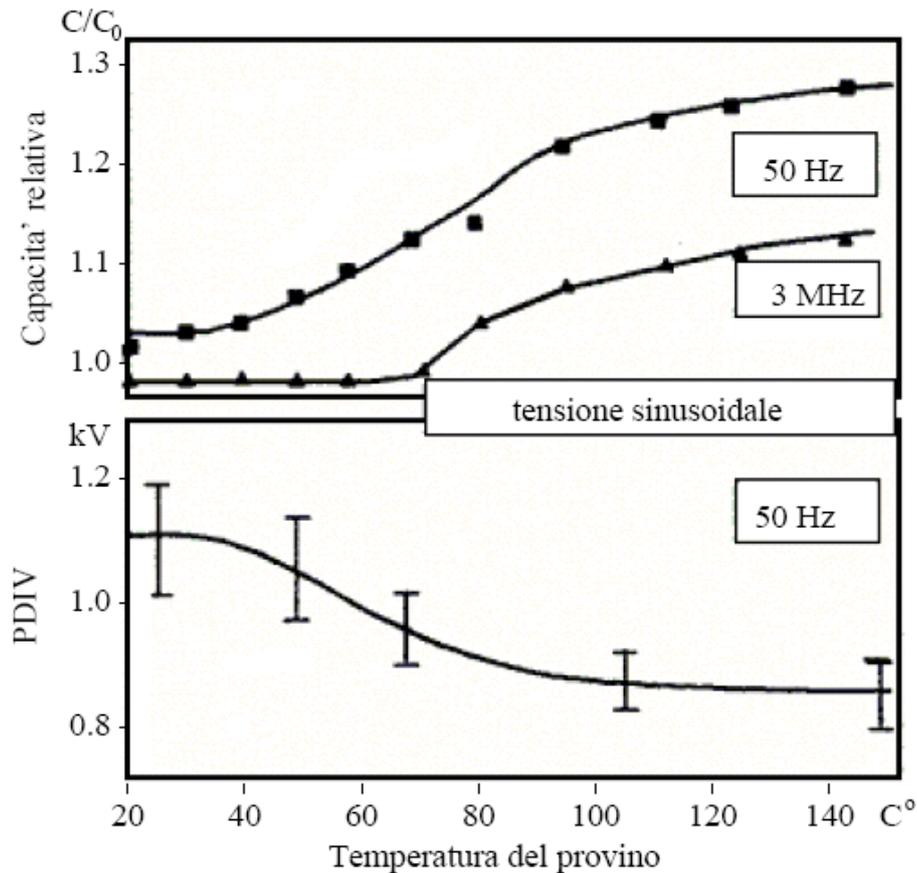


Figura 28 - Andamento della capacità relativa riferita a 20 °C e 50 Hz dei provini (a), e del PDIV (b), in funzione della temperatura.

1.4 Motivazioni sulla costruzione dell'inverter

La costruzione di un inverter ad hoc si è resa necessaria per studiare i fenomeni di invecchiamento degli isolanti nei motori elettrici asincroni alimentati da inverter controllati con tecnica PWM. Tale studio si è reso necessario al fine di migliorare l'affidabilità di tutti gli azionamenti alimentati da inverter in media tensione. In quest'ottica si potranno poi studiare modulazioni per il pilotaggio degli interruttori statici, meno gravose dal punto di vista elettrico, per i sistemi isolanti dei motori ed, infine, si potranno cercare materiali isolanti che sopportino meglio tali sollecitazioni.

Nello specifico, l'inverter realizzato nel presente lavoro, è stato concepito per effettuare prove su materiali isolanti impiegati negli azionamenti alimentati da inverter in media tensione per applicazioni di trazione elettrica; in

particolare, si fa riferimento ad azionamenti elettrici utilizzati sui treni ad alta velocità.

Per treno ad alta velocità (o treno AV) (Figura 29) si intende un convoglio passeggeri in grado di muoversi a velocità particolarmente elevate (con medie superiori a 250 km/h) su apposite linee ferroviarie.

È alimentato da un sistema alternato monofase a 25 kV. Le due motrici (una in testa e l'altra in coda) sono composte da quattro motori asincroni da 1100 kW ciascuna, per un totale di 4400 kW di potenza per motrice.

Ogni motore, dopo i vari stadi di conversione dell'alimentazione (cioè il raddrizzamento e l'abbassamento della tensione alternata monofase dai 25 kV), viene alimentato da un inverter con tensione al bus dc di 3 kV.



Figura 29 – Treno ETR500 alta velocità.

Capitolo 2

Realizzazione del sistema

2.1 Descrizione generale del sistema

Lo scopo di questa tesi, è stato quello di realizzare un inverter di media tensione adatto ad effettuare prove di invecchiamento su avvolgimenti di macchine asincrone; per poter far questo si è dovuto pensare a tutte le problematiche connesse a tale sistema.

Prima tra tutte, quella legata alla corrente di cortocircuito che si instaura quando il provino cede. Poiché le prove verranno eseguite su materiale isolante, l'obiettivo di tali test sarà quello di valutare l'invecchiamento di tali materiali, quindi si tratterà di prove di natura distruttiva, al fine di valutarne i tempi di vita. Nel momento in cui si raggiungerà la rottura dell'isolante, si creerà un cammino conduttivo, con conseguente passaggio di corrente. Tale condizione non è desiderata, per questo è necessario adottare alcuni accorgimenti, per limitare sia l'ampiezza che la durata della corrente di cortocircuito. In particolare, si adotteranno precauzioni sia a livello software (interruzione immediata della modulazione dell'inverter) che a livello hardware (interruzione immediata della tensione sul bus dc dell'inverter).

Un'altra importante problematica è legata alle commutazioni degli switch, che possono variare la tensione in uscita fino a 8 kV picco-picco (da - 4 kV a + 4 kV, se la modulazione adottata è bipolare). La corrente capacitiva indotta dagli elevati valori di dV/dt producono disturbi che irradiano nello spazio

circostante all'inverter, onde elettromagnetiche ad elevata frequenza che, accoppiandosi ai circuiti elettrici circostanti, provocano malfunzionamenti (compromettendo anche il corretto funzionamento dell'apparato). Per rimediare a tale inconveniente, si è costruita un'opportuna scheda di disaccoppiamento ottico, mediante la quale i segnali verranno convertiti in segnale luminoso ed inviati attraverso l'utilizzo di fibre ottiche; tale accorgimento permette di rendere il sistema maggiormente immune ai disturbi di tipo elettromagnetico, preservando anche la sicurezza dell'operatore, viste le importanti tensioni in gioco.

Infine, considerando la complessità del sistema, si è provveduto a realizzare un sistema di gestione, semplice ed intuitiva, dei possibili guasti al sistema (FAULT) e di controllo del corretto funzionamento dell'intero sistema. Per esempio, vengono rilevati ed inviati all'interfaccia grafica di LabVIEW, avarie riguardanti:

- l'eventuale malfunzionamento degli interruttori statici (IGBT);
- le temperature degli IGBT;
- la tensione sul bus dc dell'inverter;
- la corrente in uscita dall'inverter;
- il funzionamento del generatore di media tensione.

Il sistema sarà costituito principalmente dalle seguenti parti:

- personal computer, sul quale è stato realizzato un software di controllo e protezione dell'intero sistema;
- CompactRIO, che ha la funzione di interfacciare il software LabVIEW implementato su pc con il sistema hardware;
- scheda per il disaccoppiamento ottico, necessaria per garantire immunità ai disturbi elettromagnetici generati dall'inverter e per preservare la sicurezza dell'operatore;
- pulsantiera, tramite la quale si alimenta/disalimenta il generatore di media tensione;
- generatore di media tensione, necessario per alimentare il bus dc dell'inverter;
- scheda di controllo del generatore, che accende/spegne e regola la tensione in uscita dal generatore di media tensione;

- scheda OCP, che riceve i segnali riguardanti la temperatura sugli IGBT e la corrente in uscita dall'inverter;
- inverter di media tensione;
- provino.

In Figura 30 e in Figura 31 sono riportati rispettivamente lo schema funzionale e lo schema elettrico generale.

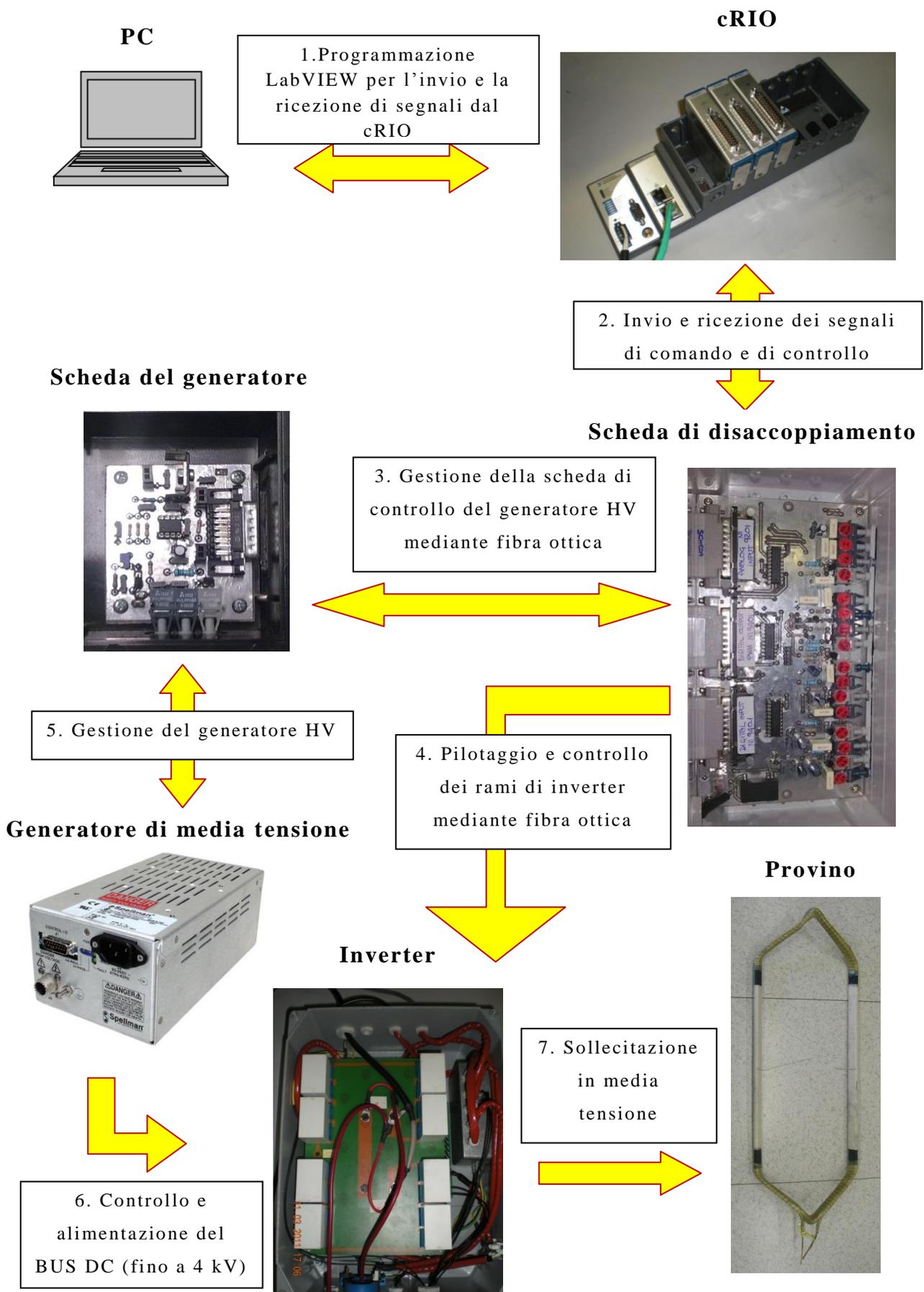


Figura 30 – Schema funzionale.

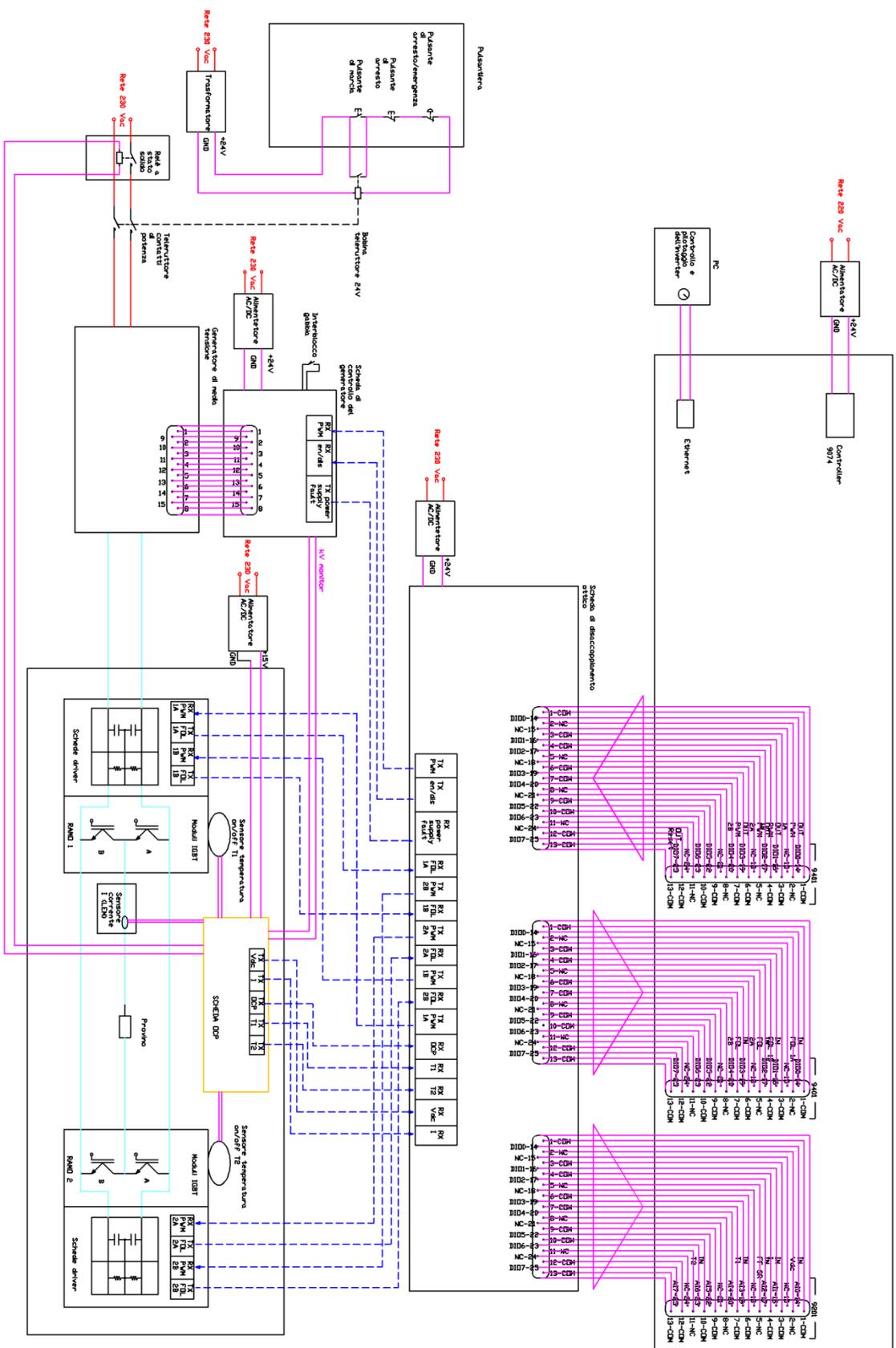


Figura 31 – Schema elettrico generale.

2.2 Realizzazione software del sistema di controllo dell'inverter

2.2.1 Controllore programmabile CompactRIO (cRIO)

La gestione dei parametri di pilotaggio e protezione del sistema, sono stati affidati ad un opportuno software in LabVIEW. Tale software è in grado di comunicare, tramite una porta ethernet, con cRIO.

Per la gestione dei segnali da inviare e per quelli da ricevere per la gestione del corretto funzionamento dell'inverter realizzato, si è utilizzato il controllore programmabile *CompactRIO* (cRIO 9074) della *National Instruments*. Basato sulla tecnologia RIO (I/O riconfigurabili), tale controllore consente di definire circuiti hardware personalizzati con I/O ad alte prestazioni, paragonabili a quelle dei circuiti che sfruttano la riconfigurabilità, le dimensioni ridotte e i bassi costi delle schede FPGA (*Field Programmable Gate Array*) programmabili dall'utente, utilizzando in più la semplicità e la flessibilità degli strumenti di sviluppo grafico del linguaggio di programmazione LabVIEW (National Instruments, TX, USA).

Il sistema cRIO combina un processore Real-Time embedded a basso consumo elettrico con un chip FPGA ad alte prestazioni.

Il circuito FPGA è un motore di elaborazione a processo parallelo, riconfigurabile, che esegue l'applicazione LabVIEW nei circuiti di un chip. L'accesso diretto hardware al circuito di ciascun modulo I/O è possibile utilizzando le funzioni essenziali di LabVIEW FPGA. Ciascun modulo I/O include la connettività, il condizionamento del segnale, il circuito di conversione (ADC o DAC) e una barriera di isolamento opzionale incorporati, grazie alla quale di solito è possibile collegare i cavi direttamente dal modulo cRIO ai dispositivi, come sensori o attuatori.

La tecnologia RIO fornisce, inoltre, un meccanismo incorporato per il passaggio dei dati al processore embedded per l'analisi real-time, l'elaborazione successiva, la registrazione dei dati e le comunicazioni con un computer HOST in rete.

Nella configurazione embedded utilizzata nel presente studio, il cRIO comprende un controller embedded real-time, uno chassis che include il chipset RIO FPGA programmabile dall'utente e i moduli di I/O inseribili su un backplane a 8 slot, scelti sulla base del numero e del tipo di segnali da gestire per la realizzazione del sistema complessivo.

Il modello utilizzato laboratorio per la realizzazione del sistema di inverter è NI cRIO-9074 (Figura 32) con le seguenti caratteristiche:

- Processore a 400 MHz;
- 128 MB DRAM di memoria volatile e 256 MB di memoria di massa;
- 2 porte Ethernet 10/100 BASE-TX;
- 1 porta seriale RS232;
- 8 moduli di I/O collegabili.

In particolare, i moduli I/O adottati per questo studio sono i seguenti:

- 2 moduli NI 9401 (8 canali digitali bidirezionali ad alta velocità, 5 V/TTL), utilizzati per l'invio dei segnali di pilotaggio PWM per gli IGBT, per il segnale che regola la tensione sul bus dc, per il rilevamento di eventuali FAULT sul sistema e dell'innescarsi del cortocircuito a seguito della rottura del provino;
- 1 modulo NI 9201 (8 canali di input analogici, 500kS/s), usati per la ricezioni di segnali non fondamentali per la sicurezza e il controllo dell'intero sistema, come la temperatura degli IGBT.

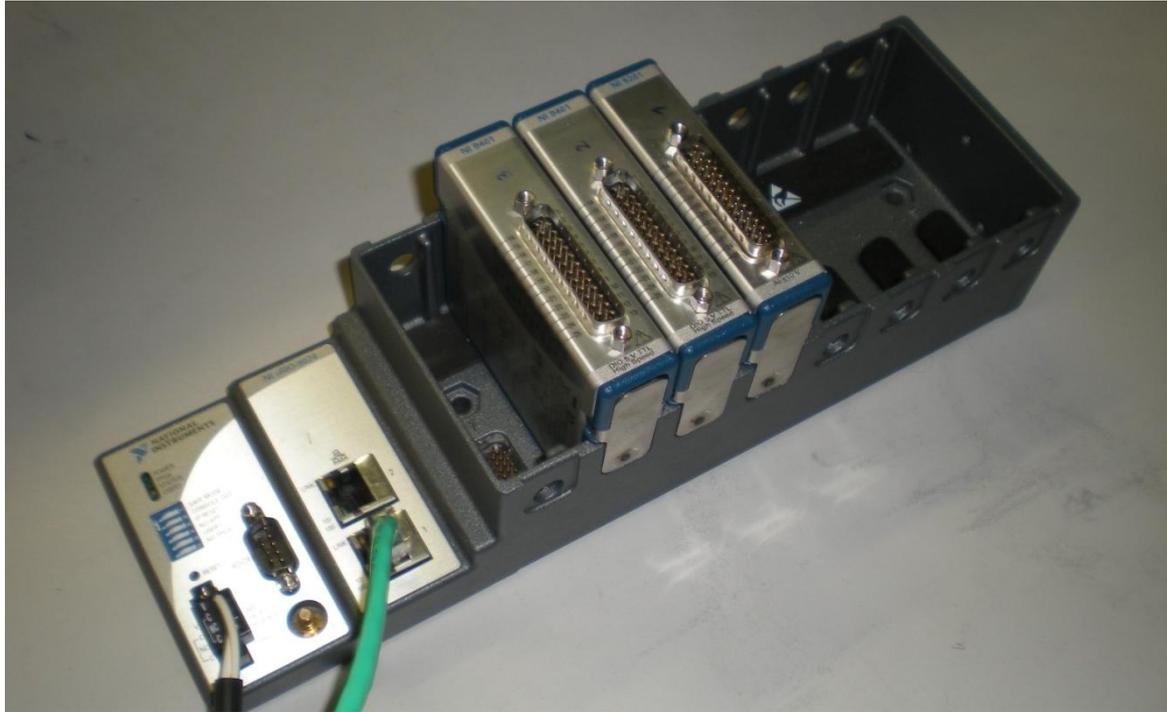


Figura 32 - cRIO 9074 completo dei due moduli NI 9401 e del modulo NI 9201.

cRIO è stato scelto grazie alla sua modularità ossia la possibilità di aggiungere/togliere i moduli aggiuntivi, alle elevate prestazioni e alla possibilità di controllare tanti segnali I/O con il medesimo microcontrollore.

2.2.2 Il linguaggio di programmazione LabVIEW

Per la programmazione del cRIO, viene utilizzato il linguaggio di programmazione *LabVIEW* della National Instruments, che, oltre ad essere uno dei linguaggi con cui il controllore cRIO è direttamente programmabile, offre il vantaggio di integrare, in un unico sistema, l'acquisizione dei dati, la loro analisi e la visualizzazione dei risultati.

LabVIEW si differenzia dai linguaggi tradizionali di programmazione, intrinsecamente sequenziali, mettendo a disposizione un ambiente di programmazione grafica basata sul disegno di diagrammi a blocchi, che risulta essere un metodo di rappresentazione delle informazioni e dei flussi dati, di uso comune in ambito tecnico-ingegneristico.

I programmi realizzati in *LabVIEW* sono chiamati “*strumenti virtuali*” (Virtual Instruments, VI) e si compongono di tre parti principali: il pannello frontale, il diagramma a blocchi e l'icona/connettore.

Il pannello frontale è lo strumento con cui direttamente si interfaccia l'utente finale, che permette di introdurre i valori in ingresso delle variabili di controllo e di visualizzare i risultati generati a seguito dell'elaborazione programmata nel diagramma a blocchi del VI. Per analogia con il pannello frontale di uno strumento vero, gli ingressi sono chiamati *controlli* e le uscite *indicatori*. Sono disponibili diversi tipi di controlli ed indicatori (manopole, interruttori, bottoni, istogrammi, grafici, etc.) per rendere il pannello frontale facilmente identificabile e comprensibile.

Ad ogni pannello frontale è associato un diagramma a blocchi, che è il programma dello strumento virtuale e può essere considerato l'equivalente del codice sorgente nella programmazione tradizionale. I componenti del diagramma a blocchi rappresentano i nodi del programma (es. cicli For, cicli While, strutture Case, operatori matematici) e sono "collegati" tra loro per mostrare il flusso dei dati nel diagramma a blocchi.

L'icona/connettore, infine, permette di trasformare uno strumento virtuale in un oggetto che può essere usato nel diagramma a blocchi di altri strumenti virtuali come fosse un sottoprogramma (subVI). L'icona rappresenta graficamente il subVI nel diagramma a blocchi di altri VI. I terminali dell'icona/connettore determinano dove devono essere collegati gli ingressi e le uscite: equivalgono ai parametri di un sottoprogramma e corrispondono ai controlli ed agli indicatori sul pannello frontale di un VI.

Attraverso un controllore programmabile tipo il cRIO utilizzato nella presente applicazione, si è proceduto attraverso due fasi successive di programmazione:

1. programmazione "a basso livello" dei chip FPGA contenuti all'interno del controllore, responsabili della configurazione e gestione diretta degli I/O analogici/digitali associati al controllore;
2. programmazione "ad alto livello", eseguita al di fuori del controllore, in ambiente Windows (o altro sistema operativo) di un cosiddetto processore "HOST" (il PC collegato al controllore), che include tutte quelle procedure per realizzare, tramite cicli "while" e altre strutture tipiche della programmazione, le funzioni riportate nel diagramma di flusso dello sviluppo generale del programma, richiamando al loro

interno variabili e funzioni definite a livello della programmazione FPGA.

Tipicamente i programmi FPGA racchiudono esclusivamente procedure elementari di gestione dei suddetti I/O del controllore. Vengono scaricati, previa compilazione, all'interno della memoria del controllore stesso (programmi "embedded") e richiamati all'interno delle routine di gestione ad "alto livello", più complesse, mandate in esecuzione sul target "HOST" o sul processore Real-Time incluso nel controllore stesso.

2.2.3 Software sviluppato per il controllo del sistema

Il software può essere diviso, sostanzialmente, in due parti principali:

- protezione da eventuali avarie;
- pilotaggio degli interruttori statici.

Il controllo delle avarie riguarda, come già accennato precedentemente, la lettura e l'elaborazione dei dati riguardanti:

- il corretto funzionamento degli interruttori statici;
- le temperature degli IGBT;
- la tensione sul bus dc dell'inverter;
- la corrente in uscita da quest'ultimo;
- il corretto funzionamento del generatore di media tensione.

Infine, tramite l'interfaccia grafica realizzata mediante LabVIEW, è possibile comandare l'accensione dei relativi indicatori in caso di avaria, in modo che l'operatore si possa rendere conto del problema e risolverlo.

La parte riguardante il pilotaggio degli interruttori statici si occupa di leggere i dati introdotti dall'operatore quali:

- la tensione del bus dc;
- la tensione in uscita dall'inverter;
- il tipo di modulazione (unipolare o bipolare);
- la frequenza di commutazione degli interruttori statici.

Viene effettuato in modo continuo il controllo per valutare la presenza di eventuali anomalie; se queste non sono presenti, il software invia i segnali di controllo alla scheda di disaccoppiamento ottico e quest'ultima, alle schede

driver che poi controlleranno direttamente l'apertura e la chiusura degli interruttori statici.

In Figura 33 è riportata l'interfaccia grafica del software implementato. Partendo da sinistra, si trova un menù con voci a tendina, nel quale è possibile selezionare le caratteristiche principali dell'inverter, quali:

1. il numero di rami attivi, può essere scelta la configurazione a singolo o a doppio ramo;
2. la modulazione da inverter o rampa da bus dc. Per modulazione da inverter si intende la classica modulazione con bus dc a tensione costante e modulazione PWM; per rampa da bus dc si intende il solo pilotaggio della tensione sul bus dc, quindi l'uscita dell'inverter rispecchia l'andamento della tensione del bus dc;
3. il tipo di modulazione (unipolare o bipolare);
4. la frequenza di commutazione dei segnali PWM, che può essere scelta fino a 5 kHz, limite massimo di funzionamento delle schede driver;
5. la gestione della tensione in uscita (a rampa o look at table), che può essere variata o gradualmente a rampa o istantaneamente al valore finale.

È stata inserita, inoltre, un piccola guida (6) che aiuta l'operatore nelle varie scelte.

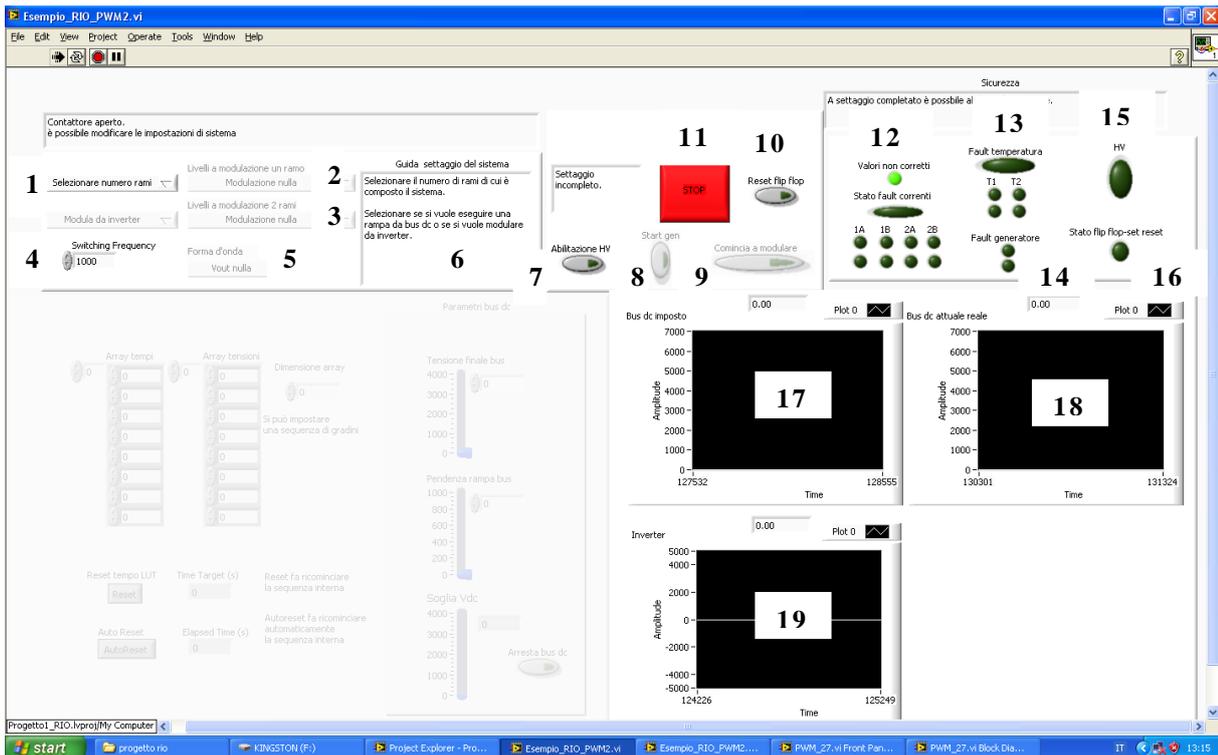


Figura 33 – Interfaccia grafica iniziale.

Nella parte centrale della schermata si trovano cinque pulsanti:

7. “abilitazione HV (High Voltage)”, per attivare il generatore di media tensione;
8. “start generatore”, che permette all’operatore di dare tensione al bus dc;
9. “comincia a modulare”, mediante il quale viene inviata la modulazione agli interruttori statici;
10. “reset flip-flop”, per resettare il flip-flop in caso di cortocircuito del provino;
11. “stop”, per interrompere l’intero sistema a livello software.

Nella parte di destra, parte relativa alla sicurezza, si trovano una serie di indicatori riguardanti lo stato dei seguenti segnali:

12. segnali di FAULT in uscita da ogni scheda driver (1A, 1B, 2A e 2B);
13. segnali di FAULT per il controllo della temperatura dei due sensori di temperatura (T1 e T2);
14. segnale di FAULT per il non corretto funzionamento del generatore di media tensione;
15. segnale di HV (High Voltage), ossia di accensione del generatore di media tensione;

16. segnale di stato del flip-flop, che occorre resettare se è stato rilevato un cortocircuito sul provino.

Infine nella parte inferiore sono presenti tre grafici, che indicano all'operatore la tensione impostata sul bus dc (17), la tensione reale sul bus dc (18) e il valor medio della tensione in uscita dall'inverter (19).

La modulazione PWM, descritta nel primo capitolo, è corretta per segnali di tipo analogico (continui nel tempo); a livello software si deve invece lavorare con segnali di tipo digitale, ossia eventuali segnali/funzioni devono essere correttamente campionate e quantizzate in funzione dell'applicazione. Senza entrare particolarmente nello specifico, in ambiente LabVIEW esiste un blocco, che, dato in ingresso la tensione del bus dc e l'andamento della tensione che si vuole in uscita, calcola direttamente il relativo duty cycle del segnale PWM, il quale, poi, verrà corretto tenendo in considerazione i tempi morti tra la chiusura e l'apertura degli interruttori statici sul medesimo ramo, necessari al fine di non innescare volutamente un cortocircuito sui rami di inverter.

Di seguito sono riportate alcune le gestioni del controllo dei due rami, sia per effettuare la modulazione unipolare (Figura 34) che quella bipolare (Figura 35) con gestione della tensione in uscita a rampa. Tramite gli appositi cursori è possibile definire, inoltre, la tensione finale sul bus dc e la relativa rampa, oltre al valor medio della tensione in uscita dall'inverter e la relativa rampa.

In Figura 36 è riportata, invece, la modalità per effettuare una rampa da bus dc e riportarla in uscita dall'inverter.

In Figura 37 è riportata la gestione del controllo dei due rami per effettuare la modulazione unipolare, con gestione dell'uscita look at table, ossia con un treno di impulsi di ampiezza e durata impostabile dall'utente.

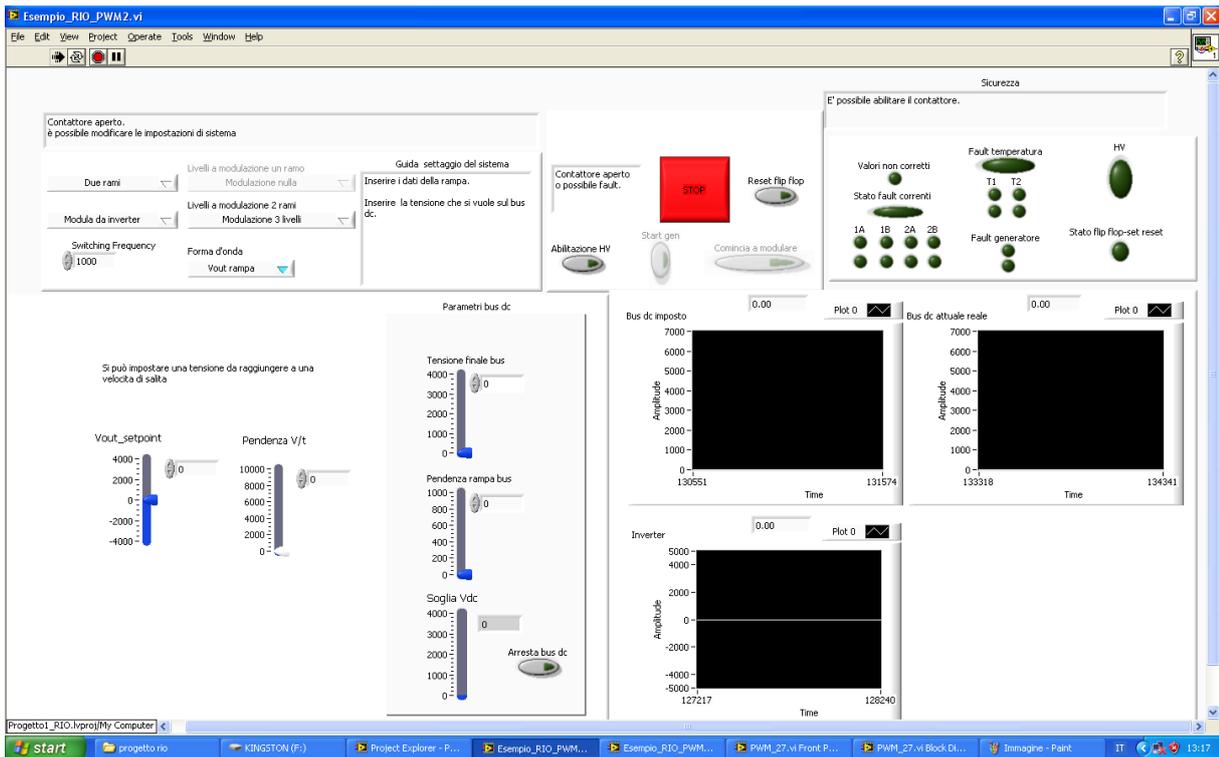


Figura 34 – Interfaccia grafica, 2 rami, modulazione a 3 livelli e gestione della tensione in uscita a rampa.

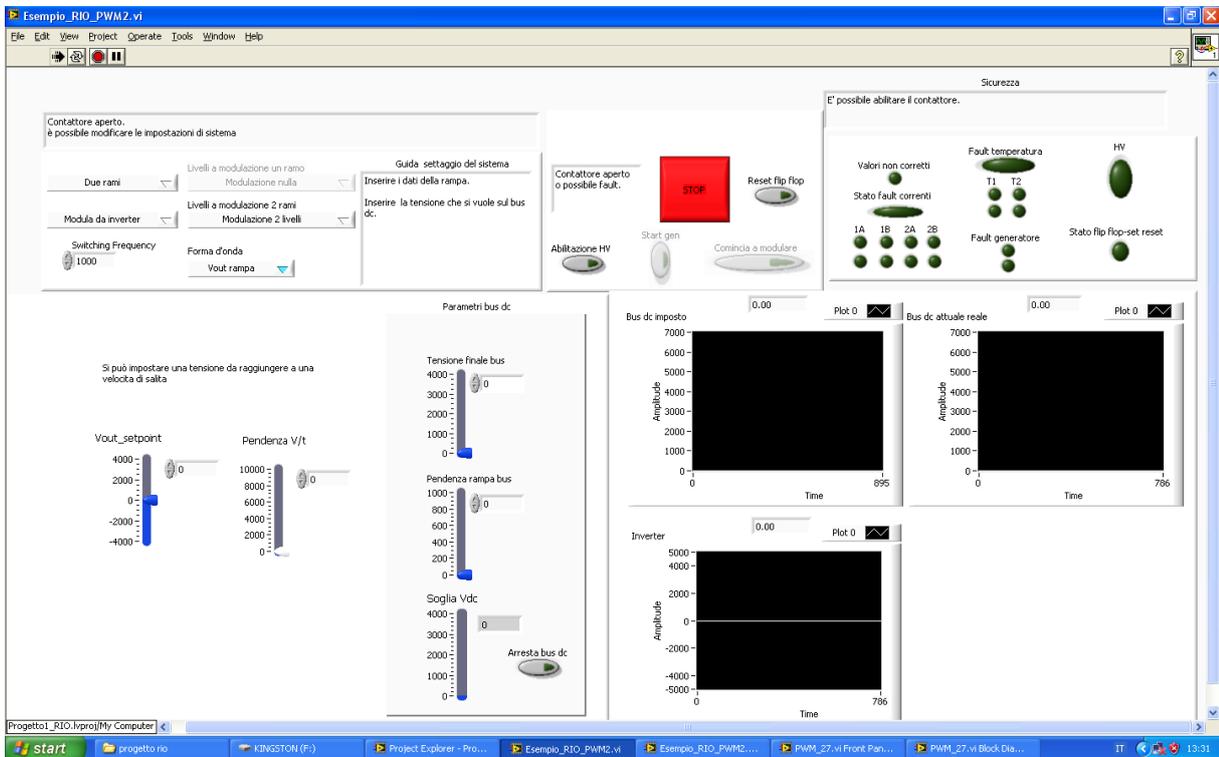


Figura 35 – Interfaccia grafica, 2 rami, modulazione a 2 livelli e gestione della tensione in uscita a rampa.

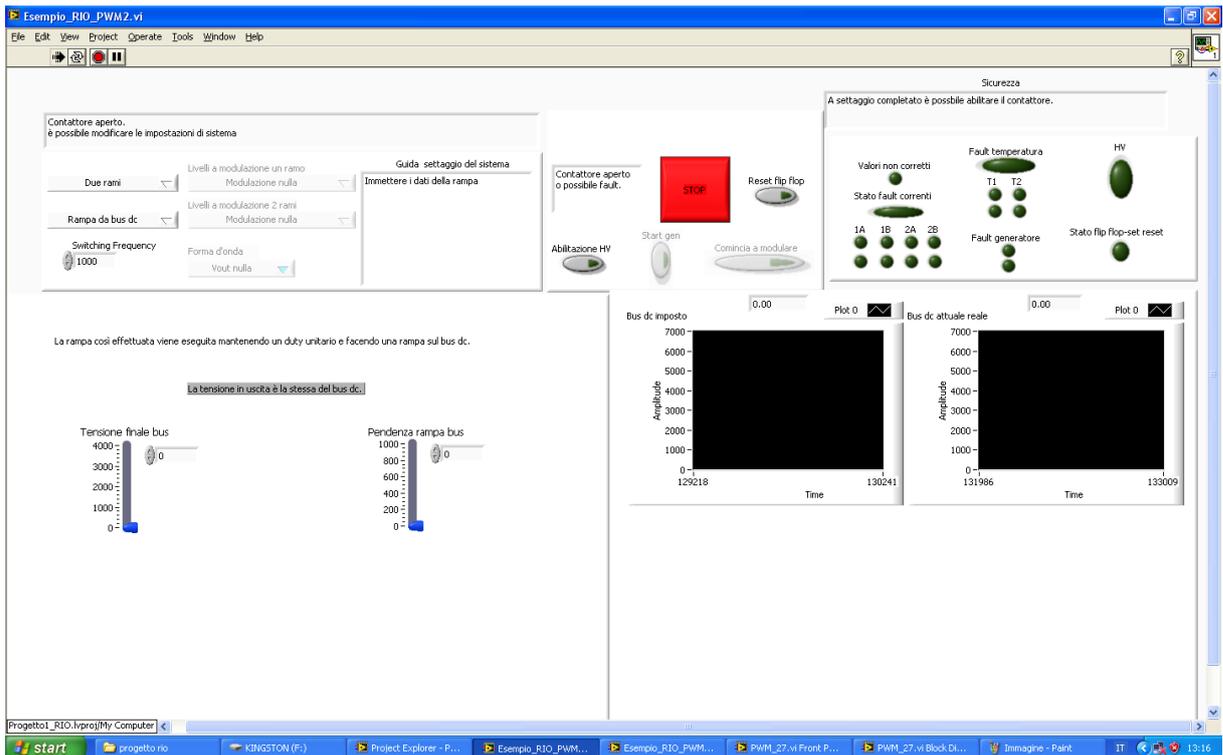


Figura 36 – Interfaccia grafica, 2 rami, modalità rampa da bus dc.

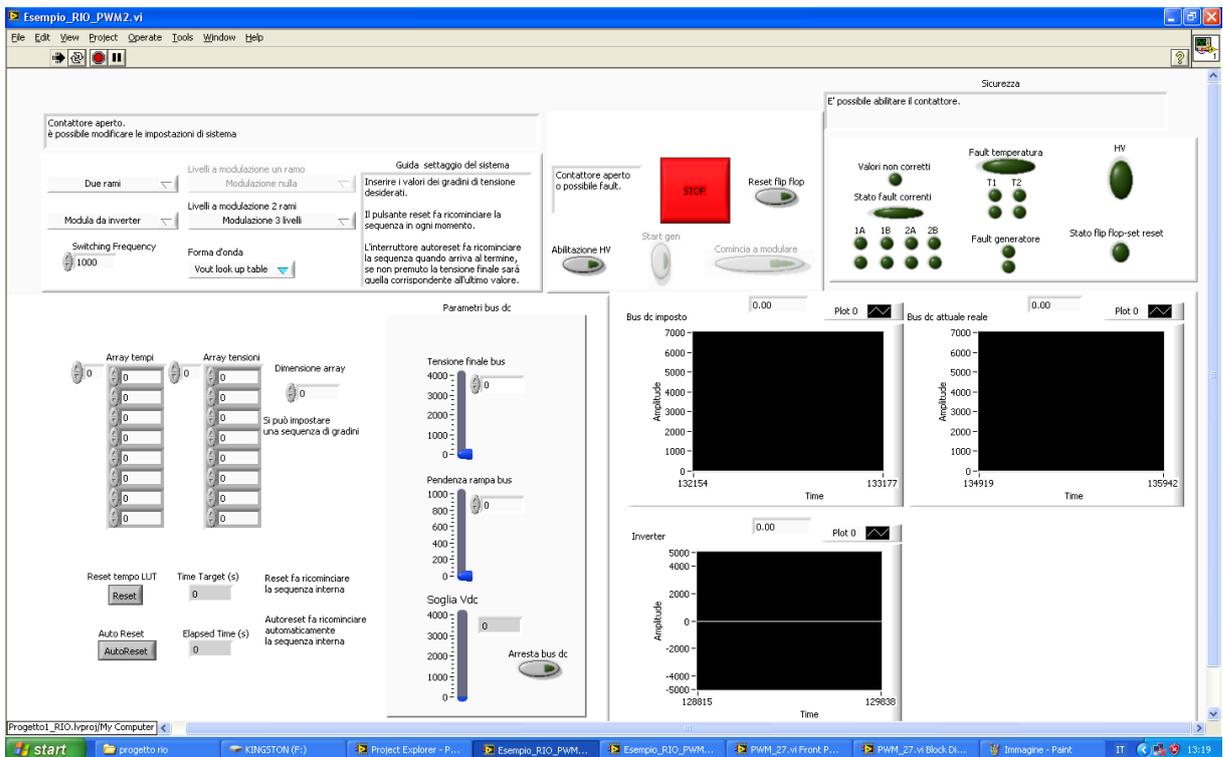


Figura 37 – Interfaccia grafica, 2 rami, modulazione a 3 livelli, gestione dell'uscita look at table.

2.3 Realizzazione hardware del sistema di controllo dell'inverter

Grazie al controllore programmabile cRIO è possibile interfacciare il sistema software, per il controllo del sistema, alla parte hardware che compone il sistema stesso.

In particolare, l'hardware è composto principalmente dai seguenti elementi:

- schede driver, per il controllo degli interruttori statici che compongono i due rami di inverter. In particolare, controlleranno l'apertura/chiusura degli IGBT e invieranno un segnale di FAULT, se viene rilevato un malfunzionamento degli interruttori;
- alimentatori stabilizzati, per portare tensione alle schede driver;
- interruttori statici (IGBT), le cui aperture/chiusure permettono di ottenere, in uscita, la tensione desiderata;
- condensatori e resistori per il bus dc, necessari per garantire una tensione il più costante possibile e per far scaricare il bus dc velocemente in caso di scarica del provino;
- dissipatore, per mantenere la temperatura del sistema di inverter entro gli 80 °C, valore oltre il quale gli IGBT non garantiscono il loro corretto funzionamento;
- scheda per il disaccoppiamento ottico, che ha lo scopo di convertire i segnali elettrici, inviati dal sistema di controllo (cRIO), in segnali ottici idonei ad essere trasmessi, tramite fibra ottica, all'inverter di media tensione. Il collegamento in fibra ottica garantisce, in primis, la sicurezza dell'operatore, grazie al disaccoppiamento galvanico tra il lato utente e il sistema di media tensione. Inoltre, poiché la tensione in uscita dall'inverter è costituita da treni di impulsi caratterizzati da fronti di salita ripidi e da tensioni che possono arrivare fino a 4 kV, questi, accoppiandosi con i circuiti elettrici circostanti, possono causare malfunzionamenti e disturbi. Grazie alla scelta dei collegamenti in fibra ottica, immuni ai disturbi di tipo elettromagnetico, si può

garantire, oltre alla sicurezza dell'operatore, anche l'immunità da tali disturbi.

I rami di inverter sono stati poi allocati in una gabbia metallica le cui foto sono riportate in Figura 39 e in Figura 40. Nella parte alta della gabbia verrà inserito il provino, nella parte centrale i due rami di inverter e nella parte inferiore il generatore di media tensione, la scheda di controllo del generatore, il contattore e il relè a stato solido.

Il provino è sostanzialmente un avvolgimento di macchina asincrona in inglese "formette" (vedi Figura 38).

Su di essi verranno effettuate prove di invecchiamento con forme d'onde di tipo impulsive generate dall'inverter, con modulazione PWM; si vorrà studiare l'invecchiamento in funzione: dell'ampiezza della tensione applicata, della frequenza e del tipo di modulazione.



Figura 38 – Foto della “formette”.

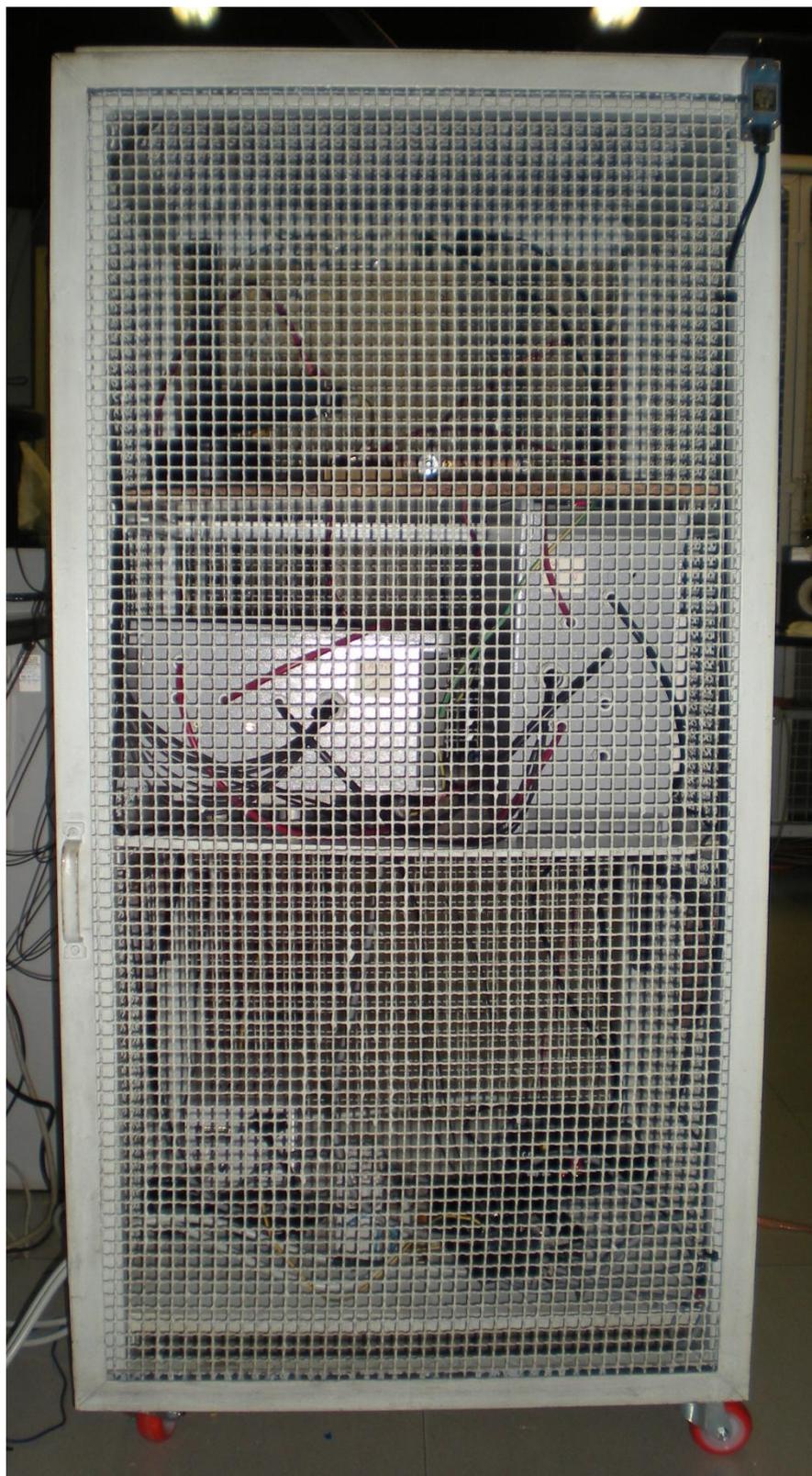


Figura 39 - Foto della gabbia metallica con porta chiusa.

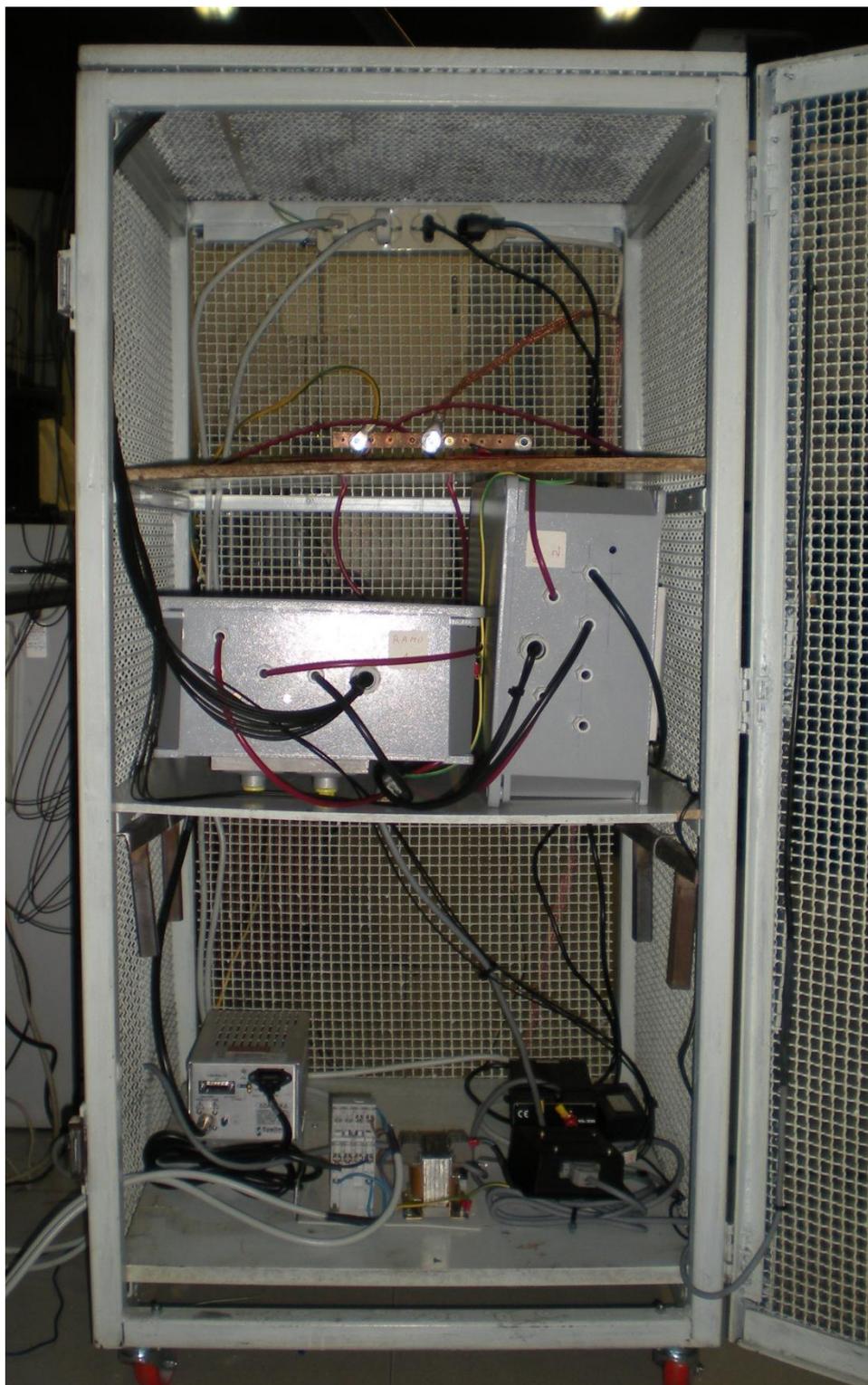


Figura 40 – Foto della gabbia metallica con porta aperta.

2.3.1 Schede driver

Le schede driver, specificatamente realizzate per gli IGBT utilizzati in questo progetto, sono il modello 1SD210F2 della CONCEPT. Le loro caratteristiche

principali sono la compattezza e le elevate prestazioni di pilotaggio a 2 livelli di tensione, oppure a multilivello (3 o più livelli di conversione). In Tabella 1 ne sono riportate le principali caratteristiche.

Voce	Valore
Tensione nominale di alimentazione	16 V
Corrente nominale assorbita	80 mA
Massima frequenza di commutazione in uscita	5 kHz
Tensione nominale in uscita	± 15 V
Temperatura di funzionamento	-40 °C +85 °C

Tabella 1 – Tabella delle principali caratteristiche delle schede driver CONCEPT.

La modalità operativa viene selezionata mediante un apposito jumper J1, che nel caso in esame è stato settato per la modulazione a 2 livelli, come mostrato in Figura 41.

Con il jumper J1 \rightarrow 1-2 = 2 level mode;

mentre con J1 \rightarrow 2-3 = 3 level and multi-level mode.

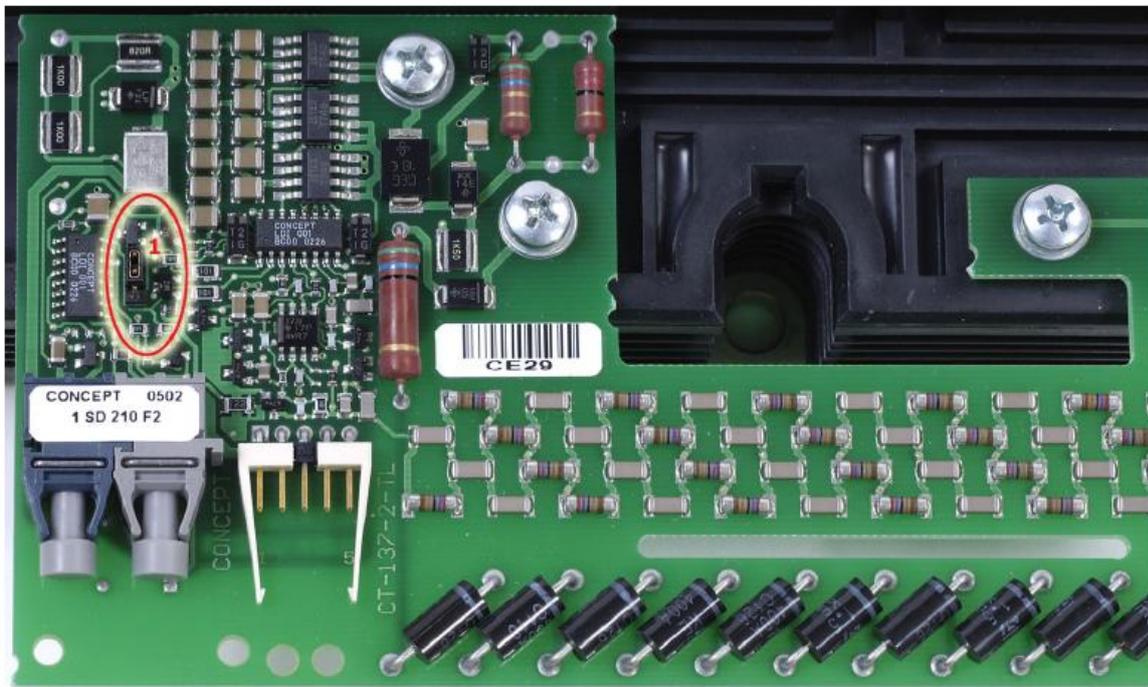


Figura 41 - Scheda driver, settaggio della modalità operativa 2 livelli o multilivello con jumper J1.

Gli importanti vantaggi che queste schede offrono sono:

- la protezione degli IGBT dai guasti dovuti a cortocircuito;
- la funzione “active clamping” della V_{ce} nella fase di turn-off (spegnimento);
- affidabilità elevata e servizio di lunga durata;
- il non utilizzo di condensatori elettrolitici;
- la corrente di gate è compresa tra i -6 e i 10 A;
- il collegamenti a fibre ottiche;
- il monitoraggio della tensione di alimentazione e delle fibre ottiche;
- la frequenze di switching (commutazione) da DC fino a 5 kHz;
- il duty cycle da 0 al 100%;
- l'alimentazione separata con apposito alimentatore stabilizzato DC/DC.

Le schede driver si interfacciano alla scheda di disaccoppiamento ottico mediante due bretelle di fibre ottiche grazie le quali viene ricevuto il segnale modulato PWM ed inviato lo stato del driver e dell'IGBT (FAULT). In particolare, le schede adottate sono ad interfaccia di tipo standard. Le altre due possibilità erano relative ad un posizionamento laterale o verticale delle fibre ottiche. La tipologia standard utilizza:

- Ricevitore in fibra ottica HFBR-2522 per il segnale di PWM;
- Trasmettitore in fibra ottica HFBR-1522 per il segnale di *status feedback* (segnale di FAULT);

L'alimentazione della scheda driver viene fornita attraverso l'apposito alimentatore stabilizzato dedicato a 16 V (uno per scheda). Il connettore per l'alimentazione è del tipo 77315-101-05. La relativa piedinatura verrà esaminata successivamente.



Figura 42 - Ricevitore e trasmettitore della scheda driver e connettore di alimentazione.

Come già citato in precedenza, ciascuna scheda driver verrà montata al di sopra del relativo modulo IGBT, come mostrato nella Figura 43.



Figura 43 – Montaggio scheda driver su modulo IGBT.

Le schede driver consentono, oltre al pilotaggio dei moduli IGBT, di realizzare delle protezioni intrinseche dell'inverter, quali:

- *Supply under-voltage shutdown protection*, protezione del sistema che, nel caso in cui la tensione di alimentazione subisca un calo (esempio in caso di corto circuito o per un guasto all'alimentatore stabilizzato), inibisce il turn-on dell'IGBT, collegando tra loro gate ed emettitore attraverso un percorso a bassa impedenza;

- *Vce monitoring/Short circuit protection* (Figura 44), protezione da corto circuito che si basa sul monitoraggio della tensione di Vce durante la fase di turn-on e durante la conduzione.

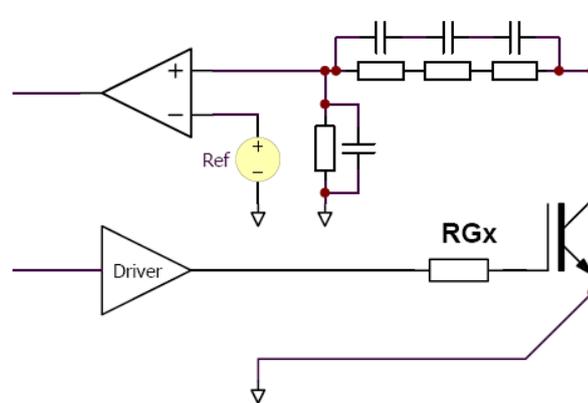


Figura 44 – Circuito concettuale di Vce monitoring/Short circuit protection

La tensione Vce viene misurata attraverso un partitore di tensione ad alta impedenza. Per rilevare il corto circuito, la Vce viene confrontata con un riferimento, pochi microsecondi dopo il comando di turn-on. Se la tensione supera il valore di soglia di 1200V, il driver rivela un cortocircuito. In particolare:

- per modalità operativa a 2 livelli, l'IGBT viene spento immediatamente e viene inviato un segnale di guasto attraverso lo status feedback (segnale di FAULT al controllo remoto);
- per modalità operativa a 3 livelli o multilivello, viene inviato un segnale di guasto attraverso lo status feedback (segnale di FAULT) al controllo remoto (che in tal caso dovrà essere programmato per spegnere l'IGBT).

In entrambi i casi, il segnale di guasto viene segnalato mediante luce spenta per 1 secondo. Il valore di soglia di 1200 V non può essere modificato.

La soglia impostata (1200 V) è necessario che sia elevata perché l'alta tensione degli IGBT, in particolare nel caso di richiesta di elevate correnti da parte del carico, raggiunge il tipico valore di tensione di saturazione solo dopo un tempo di circa 10 μ s (tempo massimo che definisce il corto circuito, come si vedrà meglio in seguito, parlando

dello *status feedback*). Questo tempo non deve essere superato per non provocare la rottura degli IGBT, dovuta agli effetti termici causati dall'elevata energia specifica passante, derivante dal cortocircuito. Sempre per questo motivo, la funzione di rilevamento del cortocircuito non può costituire una protezione da sovracorrenti. In sostanza, si può pensare di utilizzare tale sistema come protezione per rapide variazioni di corrente (di/dt), che causano la crescita di V_{ce} (che possono essere, per esempio, dovute alla rottura del provino), ma non come protezione per correnti elevate persistenti con tempistiche tali da creare consistenti effetti termici (sovracorrenti);

- *Active clamping*, tecnica designata a proteggere gli IGBT di elevata potenza contro le sovratensioni¹ che si possono avere nelle fasi di turn-off (spegnimento), che possono risultare rilevanti in caso di elevata corrente assorbita dal carico oppure di cortocircuito. Essa consiste nello spegnere l'IGBT non in modo brusco ma dolcemente, mantenendolo in uno stato di parziale turn-on, quando la V_{ce} supera il valore di soglia predefinito.

La tecnica dell'*active clamping* consente, inoltre, di utilizzare elevate dinamiche di switching, in modo da contenere le perdite durante le commutazioni degli IGBT. Come già spiegato, velocizzare la dinamica di turn-off crea delle sovratensioni, ma queste possono essere regolate grazie all'*active clamping*;

- *Status feedback* (segnale di FAULT), permette di segnalare al controllo remoto eventuali anomalie attraverso il trasmettitore in fibra ottica HFBR-1522.

La scheda driver riceve il segnale di PWM (Drive Signal) dalla scheda di disaccoppiamento ottico e le invia il segnale di stato o FAULT (Status Feedback) (Figura 45).

¹ Spegnimenti rapidi possono, infatti, creare elevate sovratensioni secondo la ben nota formula: $v = L \cdot \frac{di}{dt}$. Ciò può causare un aumento della tensione sul bus DC e di conseguenza sull'IGBT. La situazione risulta tanto più gravosa quanto più è elevata la corrente (come per applicazioni di grande potenza in cui il carico assorbe grande corrente o in caso di corto circuito).

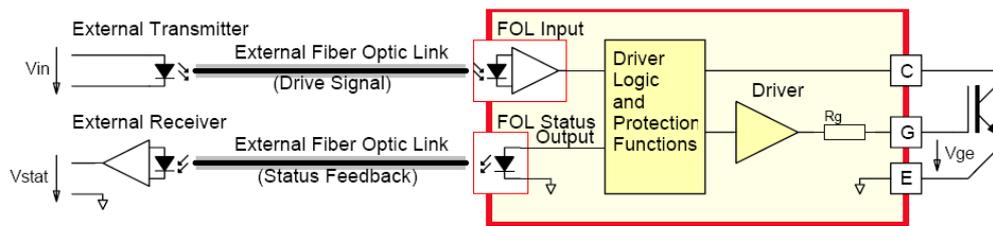


Figura 45 - Interfaccia tra le fibre ottiche e la scheda driver.

In condizioni normali la scheda driver, trascorsi 450 ns dalla ricezione di variazione del segnale PWM, invia, attraverso il trasmettitore, un impulso luminoso “di consenso” della durata di 900ns (Figura 46). Il software di controllo in LabVIEW andrà programmato per monitorare continuamente tale segnale. Questo modo di operare consente sia di determinare un’eventuale anomalia del sistema, ma anche di identificare un eventuale malfunzionamento del collegamento in fibra ottica.

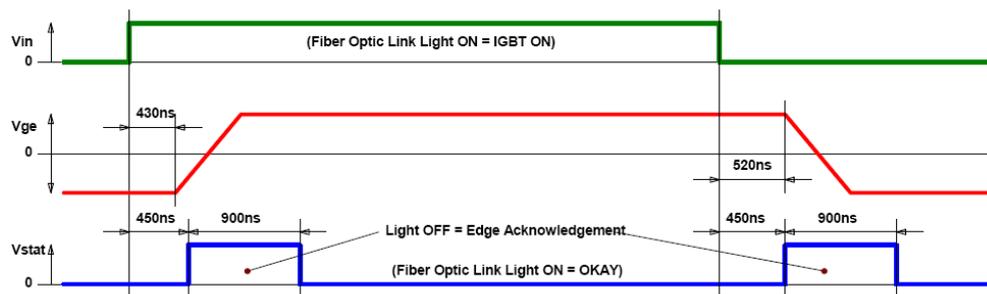


Figura 46 - Segnale ottico ricevuto ed inviato dalla scheda driver e Vge in condizioni di normale funzionamento del sistema.

In caso di anomalia del sistema, la logica di *status feedback*, agisce diversamente a seconda della modalità operativa impostata (a 2 oppure a 3 livelli).

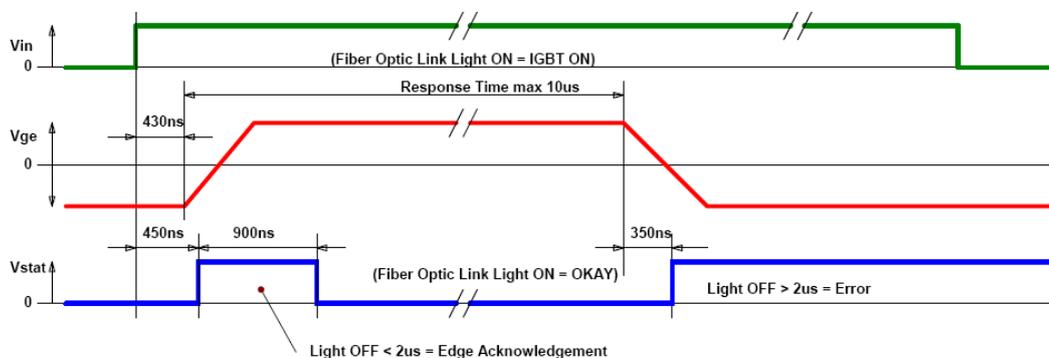


Figura 47 - Status feedback in condizioni normali del sistema (FAULT) per modalità a 2 livelli.

Nel caso in cui si lavori in modalità operativa a due livelli (Figura 47), in caso di cortocircuito, trascorso un tempo di risposta di 10 μ s, la scheda driver comanda lo spegnimento dell'IGBT. Il segnale di errore FAULT (luce mantenuta spenta per circa 1s) viene inviato attraverso il trasmettitore dello status feedback alla scheda di disaccoppiamento ottico.

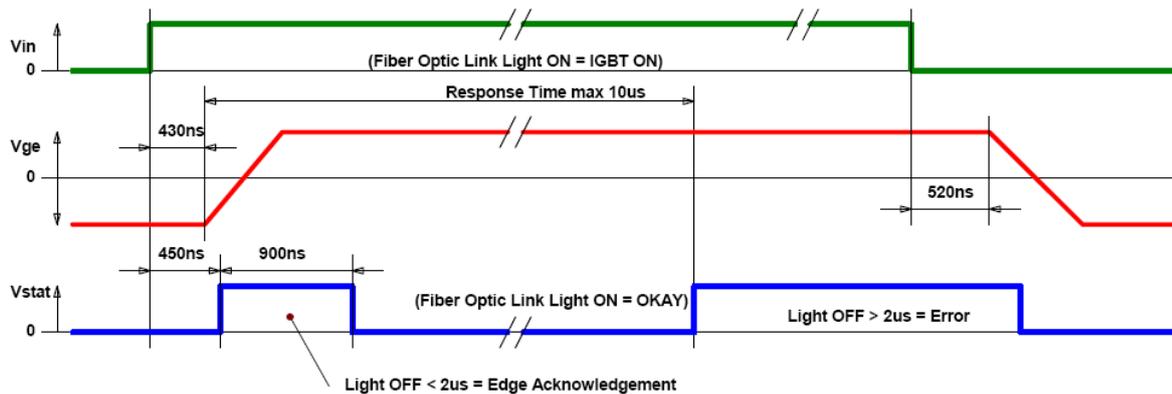


Figura 48 - Status feedback in condizioni normali del sistema (FAULT) per modalità a 3 livelli.

Nel caso in cui si lavori in modalità operativa a tre livelli (Figura 48), in presenza di cortocircuito, il segnale di FAULT viene inviato come per la modalità operativa a 2 livelli, ma in questo caso la scheda driver non comanda lo spegnimento dell'IGBT. L'ordine di spegnimento dovrà essere inviato dal programma in LabVIEW alla scheda di disaccoppiamento ottico e quindi al driver.

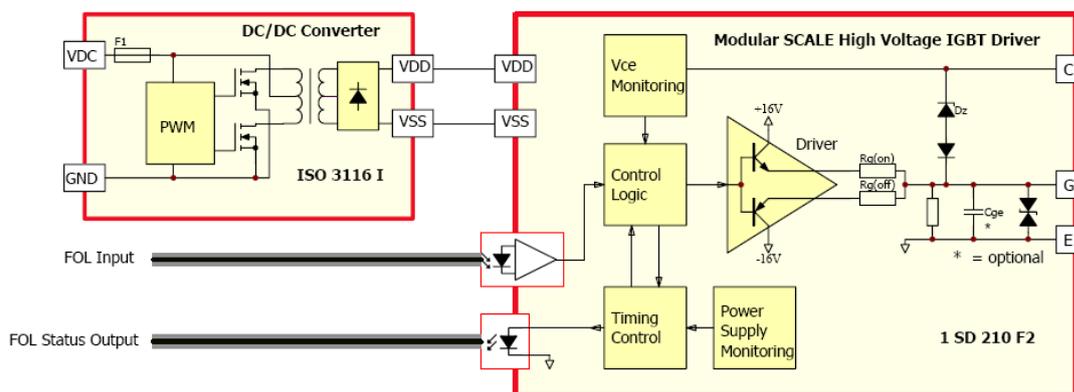


Figura 49 - Logica di gestione del segnale di FAULT.

La logica di controllo della scheda driver nella gestione del segnale di FAULT (Figura 49) riceve il segnale di PWM e con esso pilota le sequenze di accensione/spegnimento del modulo IGBT. Nel caso pervenga un'eventuale

segnalazione di anomalia, da parte delle protezioni *Vce monitoring / Short circuit protection* e *Supply under-voltage shutdown protection*, la logica di controllo inibisce il pilotaggio del modulo IGBT, secondo le modalità già analizzate.

2.3.2 Alimentatori stabilizzati per la scheda driver

Le quattro schede driver dell'inverter necessitano di essere alimentate con tensioni continue comprese tra 0 V a 17,3 V, che vengono fornite da quattro alimentatori DC/DC stabilizzati ed isolati a 16 V del tipo ISO3116I sempre della CONCEPT (Figura 50).



Figura 50 - Alimentatore stabilizzato DC/DC tipo ISO3116I della CONCEPT.

L'alimentatore ha le seguenti caratteristiche:

- isolamento garantito fino a tensioni alternate di 18 kV;
- potenza erogabile fino a 4,5 W;
- non utilizzo di condensatori elettrolitici;
- elevata affidabilità e servizio di lunga durata;
- accoppiamenti capacitivi parassiti di 3 pF.

In caso di errata polarità di collegamento o per difetti di funzionamento dell'IGBT o della scheda driver, un fusibile di protezione termica, con reset automatico, interviene a protezione degli alimentatori, del cavo di collegamento e della scheda driver.

2.3.3 IGBT

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) è un dispositivo, che tramite il pilotaggio del gate, dà continuità o meno tra collettore ed emettitore. Il simbolo circuitale è riportato in Figura 51. Viene usato per commutare alte tensioni e alte correnti; i modelli più grandi sono capaci di commutare 1200 A su tensioni di 6000 V.

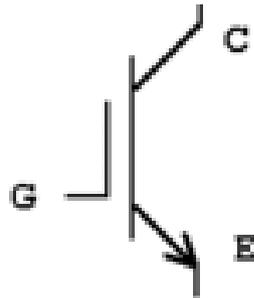


Figura 51 - Simbolo IGBT.

Elettricamente ha le caratteristiche di un BJT e di un MOSFET: sulla maglia di uscita segue il comportamento tipico di un BJT e su quella di ingresso quella di un MOSFET, quindi bassa potenza di pilotaggio. In ingresso è presente un MOS di bassa potenza che pilota il BJT di uscita con potenza elevata. Siccome il MOS risulta interessato solo dalla bassa corrente di base del BJT, anche l'area del chip, che nei MOS di potenza è estesa, risulta qui ridotta (Figura 52).

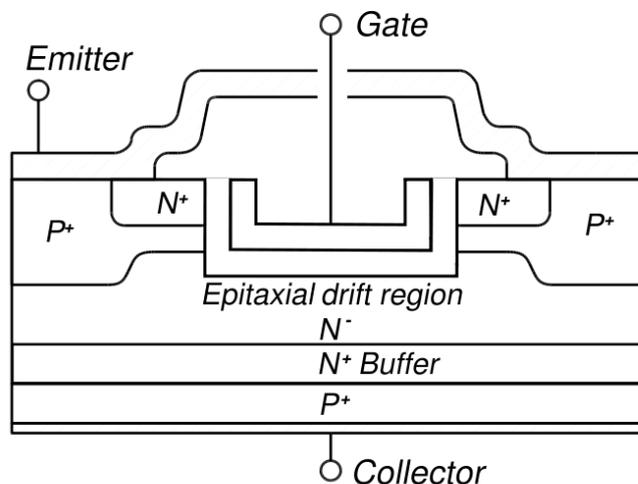


Figura 52 - Sezione dell'IGBT.

Gli IGBT attuali commutano con la stessa velocità dei MOSFET e tollerano molto bene i sovraccarichi. Attualmente hanno assunto grande importanza per tutte le applicazioni di commutazione di potenza in cui sono in gioco alte tensioni e correnti. Sono componenti chiave nelle automobili elettriche e ibride, in cui risultano essere l'unica soluzione praticabile per avere unità di controllo motori piccole, potenti ed efficienti.

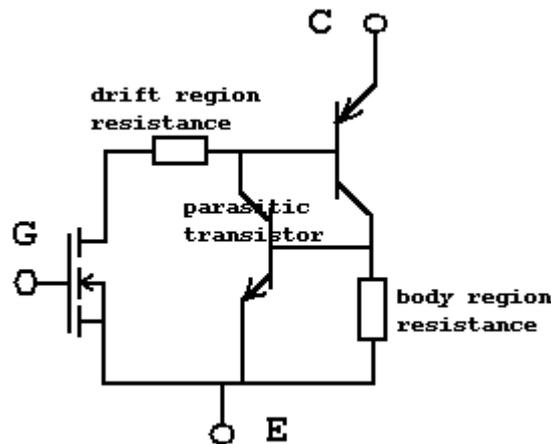


Figura 53 - Circuito elettrico equivalente dell'IGBT.

Un transistor IGBT (il cui circuito elettrico equivalente è riportato in Figura 53) rimane in interdizione finché la tensione fra gate ed emettitore non supera il valore V_g , tensione di soglia del dispositivo. Quando la tensione del gate aumenta oltre il valore V_g , il dispositivo entra nello stato di conduzione; il passaggio di corrente può avvenire solo in senso verticale cioè dal collettore all'emettitore, come accade tipicamente nei BJT.

Gli IGBT scelti per la realizzazione dei rami di inverter sono il modello CM200HG-130H di fabbricazione della *Mitsubishi Electric Corporation*. In Tabella 2 sono riportate le principali caratteristiche. Tali moduli sono in grado di lavorare con tempistiche di turn-on di $0,35 \mu s$ e turn-off di $3,3 \mu s$ con tensioni nominali applicabili tra collettore ed emettitore di $6,3 kV$.

A livello software è stato impostato un tempo morto tra chiusura e apertura tra gli IGBT appartenenti allo stesso ramo pari a $10 \mu s$.

Voce	Valore
Tensione massima tra collettore ed emettitore V_{ce}	6300 V
Tensione massima tra gate ed emettitore V_{ge}	± 20 V
Corrente massima di collettore I_c	200 A
Corrente massima di emettitore I_e	200 A
Temperatura di funzionamento T	-40 °C a 150 °C
Tempo di salite t_r	0,35 μ s
Tempo di discesa t_f	3,3 μ s

Tabella 2 – Tabella delle caratteristiche principali dei moduli IGBT.

In Figura 54 è riportata uno schema della configurazione a ponte dell'inverter.

Considerando gli IGBT come interruttori ideali, dando un tensione tra gate ed emettitore di +15 V si ha la chiusura dell'interruttore, mentre con una tensione di -15 V si ha l'apertura; può inoltre essere attraversato da correnti da collettore ad emettitore fino a 200 A.

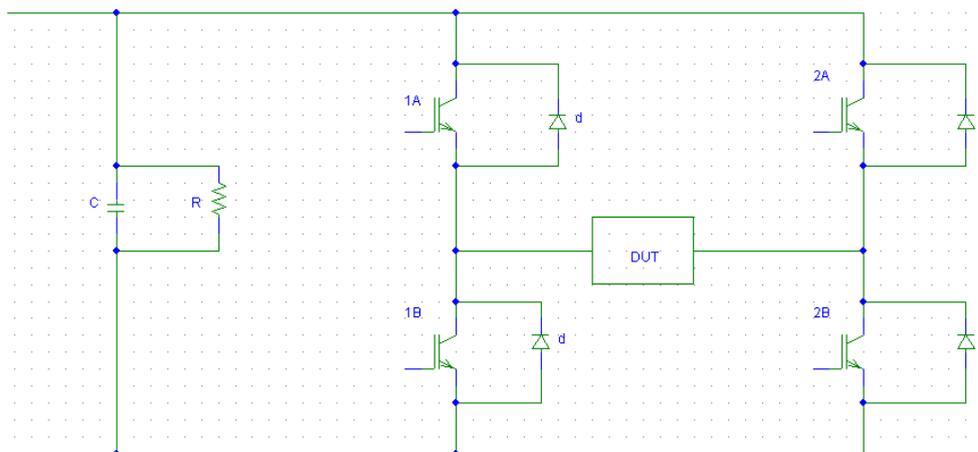


Figura 54 – Configurazione a ponte dell'inverter.

Le schede driver per pilotare il relativo IGBT, alimentate tramite gli alimentatori stabilizzati, sono state installate sul rispettivo interruttore (Figura 55). I due moduli IGBT, le relative schede driver e i relativi alimentatori stabilizzati sono stati poi assemblati all'interno di una cassetta metallica ILME modello APV 21 di dimensioni 315 x 410 x 150, per schermare elettromagneticamente il ramo di inverter dal resto del sistema. In una delle due cassette è stato collocato un sensore di corrente ad effetto Hall (per rilevare la corrente di cortocircuito in caso di rottura del provino) e una

cassettina sempre metallica, contenente la scheda OCP (Over Current Protection).



Figura 55 - Foto dell'IGBT, della scheda driver e dell'alimentatore stabilizzato.

2.3.4 Condensatori e resistori del bus dc

La batteria di condensatori del bus dc ha lo scopo di mantenere il più possibile costante la tensione in uscita al ponte raddrizzatore, per contenere il “ripple” (ondulazione residua) entro valori accettabili.

Il ripple di tensione dipende dalla potenza assorbita dal carico alimentato dall'inverter; tale valore, nelle prove che dovranno essere eseguite, risulta essere piccolissimo perché verranno effettuare prove di invecchiamento su di un provino. Non sarà quindi difficile riuscire a limitare il ripple di tensione sul bus dc, per cui la batteria di condensatori si potrà realizzare con condensatori di piccola taglia. Inoltre, nell'eventualità di cedimento del provino in prova, risulterà maggiormente conveniente contenere il valore della corrente di cortocircuito: ragione in più per mettere condensatori di valore modesto.

La normativa vigente impone che i condensatori per media tensione siano stabilmente collegati ad una resistenza di scarica R che sia in grado di ridurre la tensione del condensatore ad un valore \leq di 50 V entro 5 minuti (300 secondi) dopo che è stata tolta l'alimentazione al condensatore. Per questo motivo dovranno essere inserite delle resistenze di scarica, progettate per soddisfare i due seguenti requisiti:

- rispondere ai criteri normativi di tempo (300 s) per portare la tensione dal valore nominale di 4 kV di progetto al valore di tensione di contatto di 50 V, considerata non pericolosa;

- risultare in grado di dissipare la potenza derivante dall'applicazione della tensione nominale di progetto (sempre di 4 kV).

Dall'espressione del transitorio di scarica di un condensatore su un circuito di resistenza R si ha:

$$v_c = v(t_0) \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (22)$$

$$RC = -\frac{t}{\ln\left(\frac{v_c}{v(t_0)}\right)} = \frac{300}{4,38} = 68,5 \text{ s} \quad (23)$$

Per ottenere tale costante di tempo si può utilizzare un resistore con elevata resistenza e un condensatore con piccola capacità o un resistore con piccola resistenza e un condensatore di grande capacità; si è optato per la prima scelta, visto che il ripple sul bus dc risulta essere contenuto. Si è scelto, quindi, di utilizzare 8 condensatori in serie da 25 uF per ogni ramo, per un totale di 6,25 uF di capacità.

Infine si è ricavato il valore massimo che dovrà avere la resistenza di scarica:

$$R = -\frac{t}{C \cdot \ln\left(\frac{v_c}{v(t_0)}\right)} = 10.960.000 \Omega \quad (24)$$

Può risultare conveniente utilizzare più resistenze in serie (ne sono state, infatti, utilizzate 16 per ogni ramo), in modo da ripartire uniformemente su di esse e sui condensatori una parte dei 4 kV. Quindi, ai capi dei resistori si avrà una tensione di $4000/16=250 \text{ V}$, mentre ai capi dei condensatori si avrà una tensione di $4000/8=500 \text{ V}$. Grazie all'utilizzo di una batteria di resistenze in serie, è stato possibile abbassarne il valore fino a $10.960.000 \cdot 2/16=1.370.000 \Omega$. Nello specifico, si è optato per resistori da $1 \text{ M}\Omega$. La potenza dissipabile, per cui devono essere scelte le resistenze, dipende dal quadrato della tensione su di esse applicata.

$$v = \frac{4000}{16} = 250 \text{ V} \quad (25)$$

$$P = \frac{v^2}{R} = 0,0625 \text{ W} \quad (26)$$

La batteria di condensatori ha inoltre lo scopo di costituire una riserva di energia di pronto utilizzo, da spendere durante le fasi di commutazione degli IGBT, cioè negli istanti in cui l'assorbimento di corrente dalla rete non risulta sufficientemente immediato. Per questo motivo, i condensatori adottati

devono essere collocati il più vicino possibile alle schede driver e ai moduli IGBT.

Come verifica dei calcoli sopraeffettuati di seguito viene riportata una simulazione effettuata tramite PSpice, il cui schema elettrico viene riportato in Figura 56 con relativa simulazione in Figura 57, ossia l'evoluzione della tensione sul bus dc in fase di scarica di quest'ultimo.

.

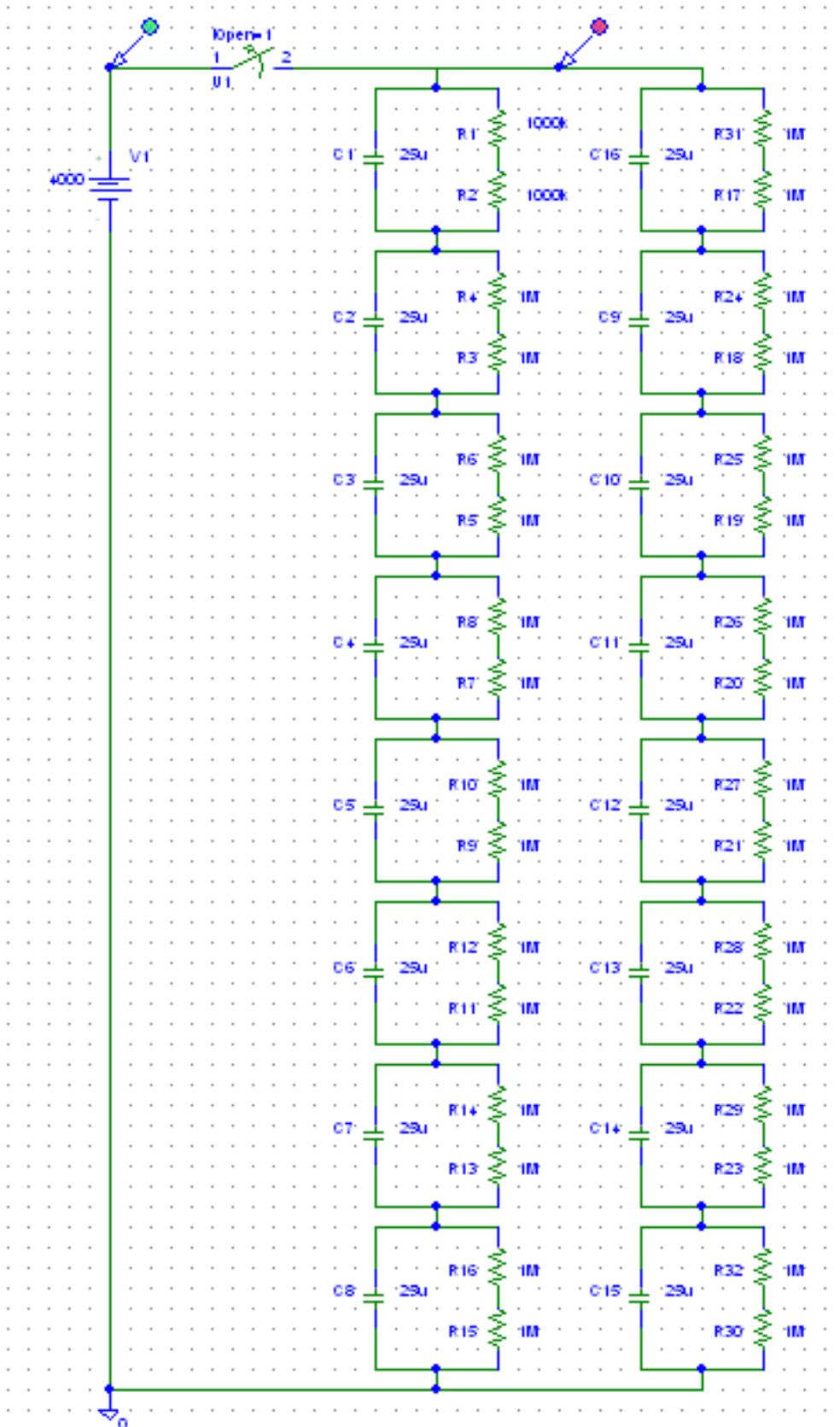


Figura 56 - Schema circuitale della scheda condensatori con rispettive resistenze di scarica.

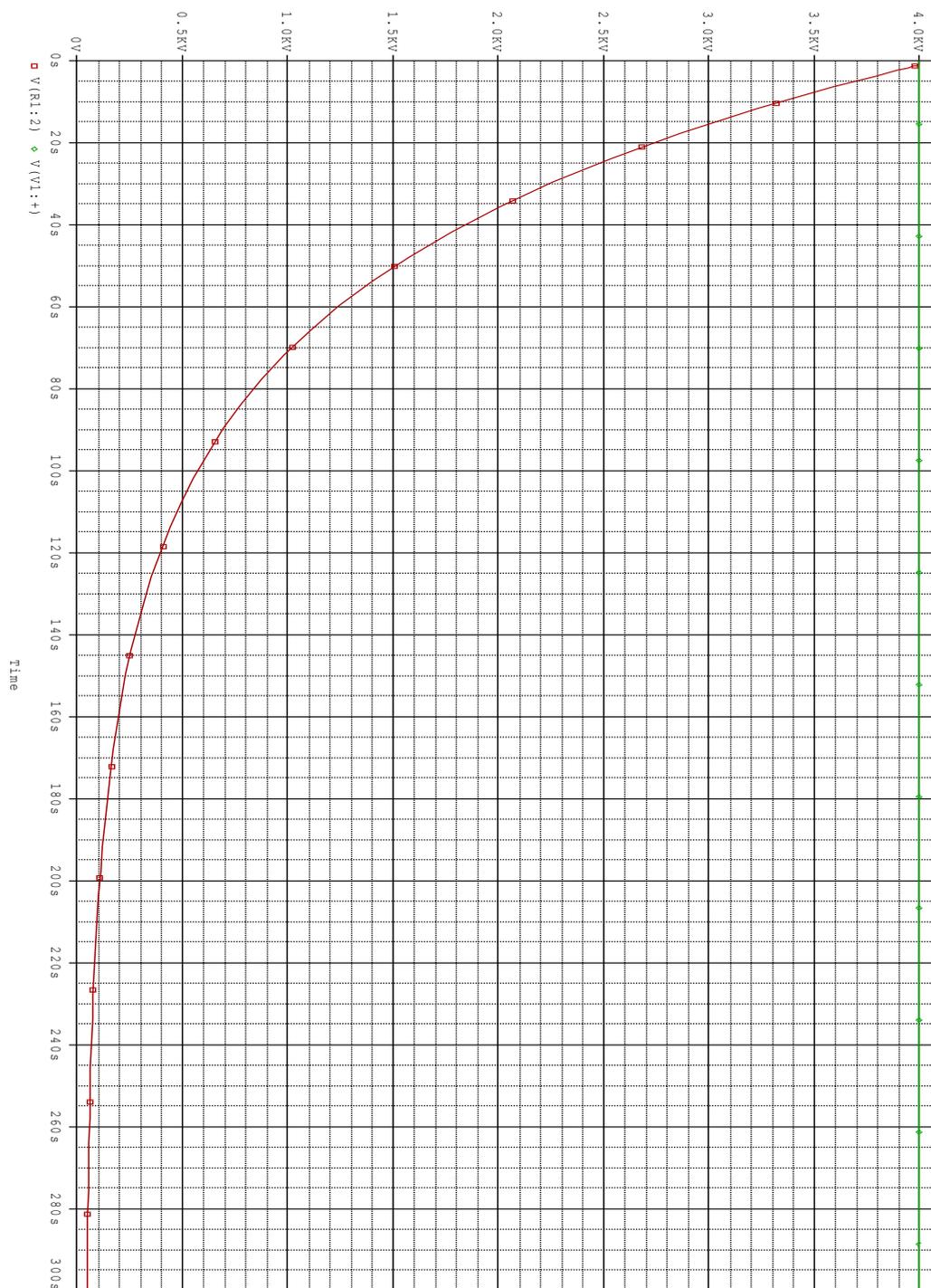


Figura 57 - Simulazione con PSpice della fase di scarica del BUS DC.

I condensatori scelti sono dell'ARCOTRONICS e il modello è C4AEQBW5250A3NJ; hanno una tensione nominale di 1,1 kV e capacità di 25 μ F ciascuno.

In Figura 58 e in Figura 59 sono riportate le foto della scheda condensatori con resistori di scarica.

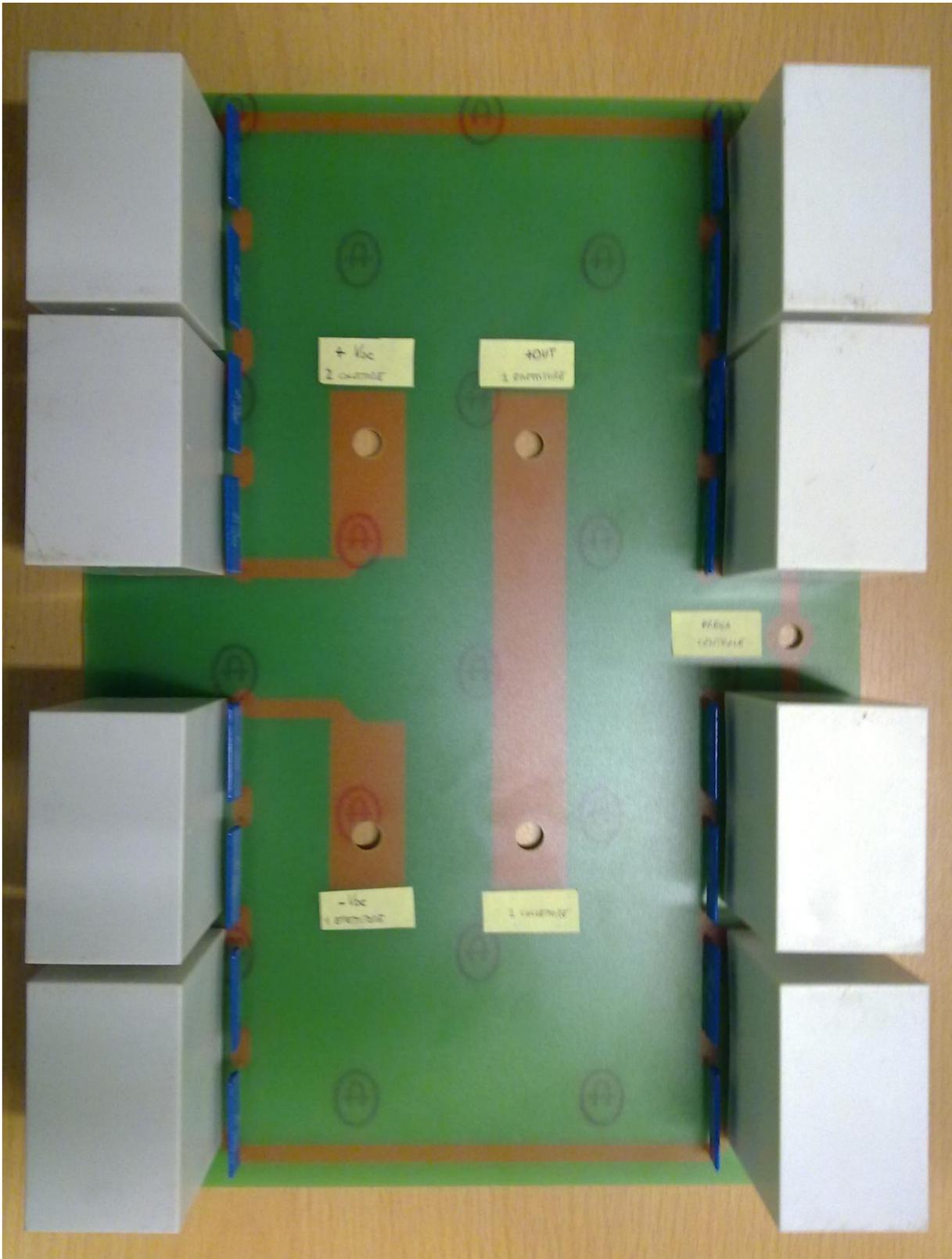


Figura 58 – Foto della scheda condensatori con resistori di scarica, vista top.

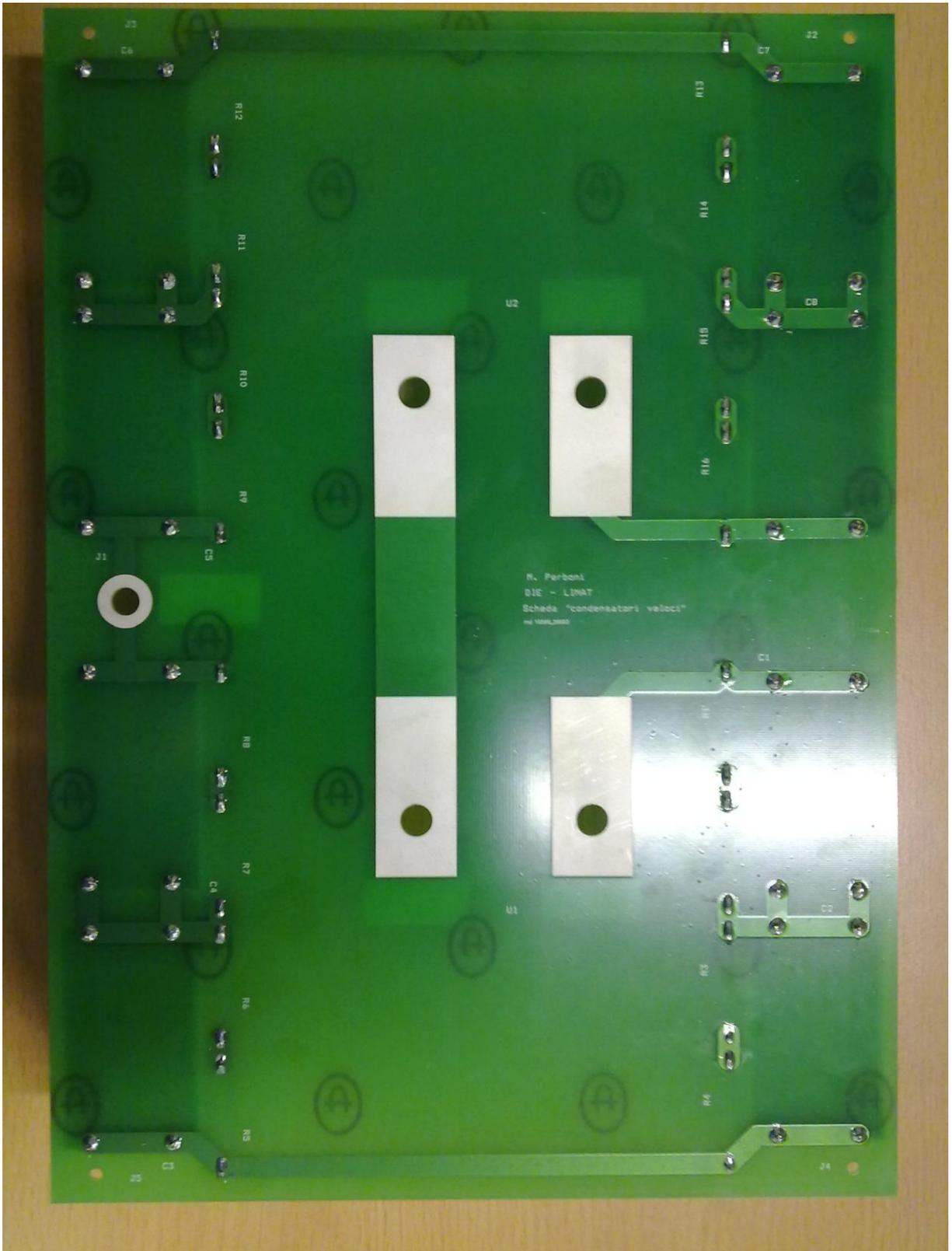


Figura 59 - Foto della scheda condensatori con resistori di scarica, vista bottom.

2.3.5 Dissipatore

Le fasi di commutazione e di conduzione dei moduli IGBT sono caratterizzate da una dissipazione di potenza che arriva fino a 2900 W. Tale dissipazione è tanto più accentuata tanto maggiore è la frequenza di commutazione (nel caso in esame può arrivare anche a diversi kHz). Per questo motivo si è reso necessario installare i moduli IGBT su di un apposito dissipatore. Tale dissipatore verrà posizionato al di fuori della cassetta contenitrice ILME in cui verrà alloggiato l'inverter; per questo motivo dovrà essere realizzato uno scasso sul fondo della stessa, di apertura sufficiente a permettere l'assemblaggio dei moduli IGBT.

Il dissipatore (Figura 60) prevede un circuito interno per il raffreddamento a liquido a circolazione forzata; tuttavia, visto che le prove eseguite riguardano l'invecchiamento di un provino, la corrente erogata dagli IGBT sarà nulla, quindi sarà più che sufficiente il raffreddamento naturale ad aria.



Figura 60 - Foto del dissipatore.

2.3.6 Generatore di media tensione

Il generatore di media tensione PCM Series 5*120W (Spellman, High Voltage electronics Corporation, Hauppauge, NY), alimentato dalla rete elettrica (230 V 50 Hz), ha la funzione di dare in uscita, nel caso in esame, una tensione continua di ampiezza compresa tra 0 e 4 kV, proporzionale al valore impostato sul segnale d'ingresso (kV program) al generatore stesso.



Figura 61 - Generatore Spellman di media tensione.

Il generatore di media tensione di Figura 61, presenta, oltre all'alimentazione e all'uscita di media tensione, un connettore a 15 pin Tipo D. Tramite quest'ultimo è possibile attivare o disabilitare il generatore (segnale di Enable); inviare un segnale variabile tra 0 e 10 V (kV program) per variare la tensione in uscita al valore desiderato; ricevere eventualmente un segnale di guasto (Power Supply Fault), dovuto al malfunzionamento del generatore stesso ed acquisire un segnale proporzionale alla tensione data in uscita (kV monitor).

Le caratteristiche del generatore sono riportate in Tabella 3.

CARATTERISTICHE DEL GENERATORE DI MEDIA TENSIONE	
Marca e modello	SPELLMAN PCM 5*120
Ingresso	85÷250 Vac 47÷63 Hz
Uscita	Fino 5 kV con ripple del 0,01% con la massima tensione in uscita
Potenza	120 W

Tabella 3 - Caratteristiche del generatore di media tensione.

2.3.7 Scheda di controllo del generatore

Poiché il sistema di inverter realizzato deve essere completamente gestito tramite software LabVIEW, è stato necessario realizzare un scheda per il

controllo del generatore, al fine di inviare i segnali necessari per il corretto funzionamento dell'intero sistema. Grazie a tale scheda, viene pilotato il generatore di media tensione mediante l'invio di segnali di comando provenienti dal CompactRIO e disaccoppiati attraverso la scheda di interfacciamento ottico.

Tale scheda può essere divisa in quattro parti principali:

- alimentatore DC/DC;
- connettore 15 pin tipo D;
- filtro passa basso;
- un trasmettitore e due ricevitori ottici.

In Figura 62 è riportato lo schema elettrico generale della scheda di controllo del generatore mentre in Figura 63 ne è riportata una foto.

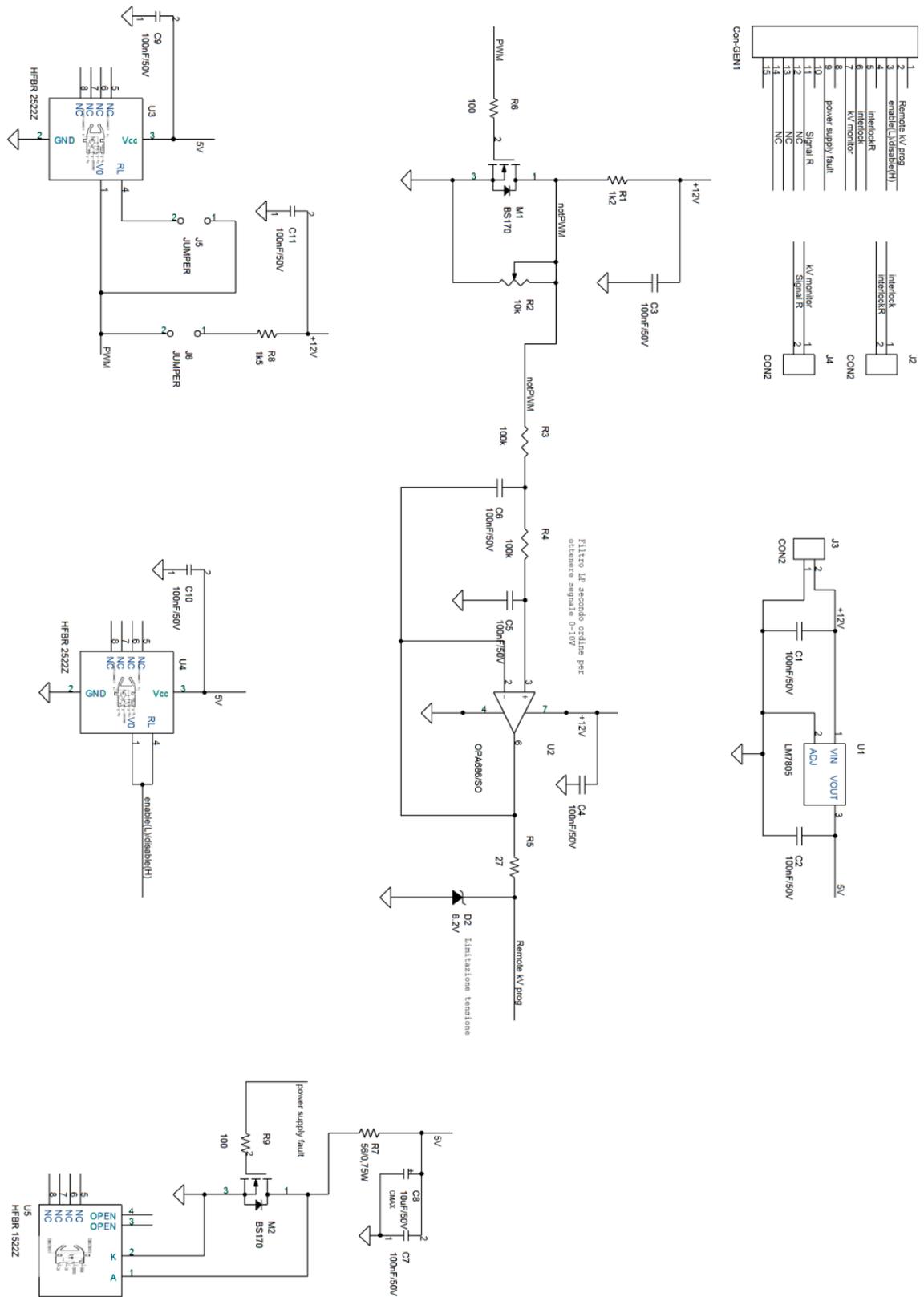


Figura 62 - Schema elettrico generale della scheda di controllo del generatore.

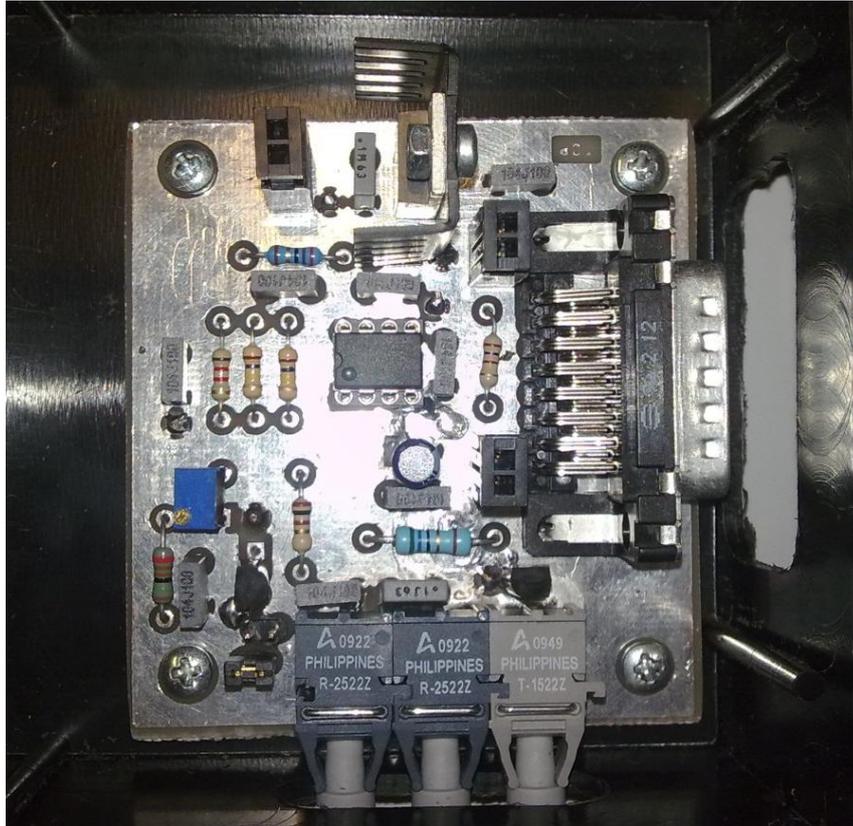


Figura 63 - Scheda di controllo del generatore di media tensione.

2.3.7.1 Alimentatore DC/DC

L'alimentatore DC/DC ha la funzione di regolare la tensione da 12 V a 5 V in modo da alimentare correttamente il trasmettitore e i ricevitori ottici (Figura 64).

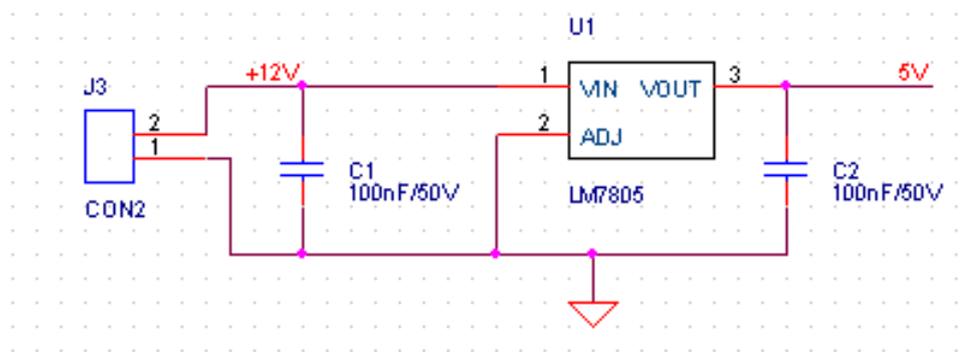


Figura 64 - Alimentatore DC/DC della scheda di controllo del generatore di media tensione.

2.3.7.2 Connettore 15 pin tipo D

Il connettore 15 pin tipo D ha il compito di connettere, tramite un apposito cavo, la scheda di controllo con il generatore di media tensione.

Su tale connettore vengono inviati i seguenti segnali:

- al pin 2 “Remote kV program” viene inviato un segnale compreso tra 0 V e 8,2 V che servirà a pilotare la tensione in uscita dal generatore di media tensione tra 0 V e 4100 V (per esempio, 10 V al “kV program” equivalgono ad una tensione in uscita dal generatore di media tensione di 5000 V);
- al pin 3 “enable(L)/disable(H)” viene inviato un segnale 0 V o 5 V in modo rispettivamente da attivare o disattivare la tensione in uscita dal generatore di media tensione;

mentre vengono ricevuti dal generatore di media tensione i segnali di controllo:

- al pin 7 “kV monitor” viene ricevuto un segnale (0 V ÷ 10 V) proporzionale alla tensione che il generatore sta applicando alla sua uscita (variabile tra 0 V e 5 kV) e che verrà inviato alla scheda OCP;
- al pin 9 “power supply fault” viene ricevuto un segnale 10 V in caso di malfunzionamento del generatore di media tensione (in condizioni normali un segnale 0 V);
- al pin 11 “Signal R”, infine, viene prelevato un riferimento di massa del generatore di media tensione.

In Figura 65 è riportato il connettore 15 pin tipo D con i relativi segnali I/O.

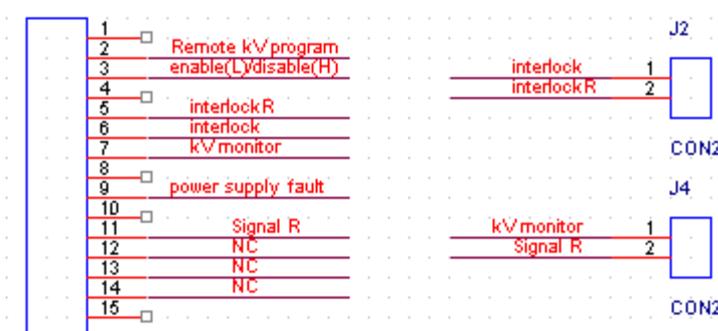


Figura 65 - Connettore 15 pin tipo D della scheda di controllo del generatore di media tensione.

Infine, il pin 5 “interlock R” e il pin 6 “interlock” vengono collegati ad un finecorsa (Figura 66), che è fissato alla porta della gabbia metallica che contiene l’inverter, è normalmente chiuso e se la porta viene aperta il contatto si apre e il generatore di media tensione disattiva la tensione alla sua uscita.



Figura 66 - Foto del finecorsa.

2.3.7.3 Filtro passa basso

Il filtro passa basso utilizzato (Figura 67) è un filtro attivo del secondo ordine, che ha la funzione di dare in uscita il valor medio del segnale che ha in ingresso. A causa della decisione di disaccoppiare otticamente i segnali al fine di isolare l'intero sistema dall'operatore, è infatti necessario inviare, tramite software, un segnale digitale, per la natura dei ricevitori e trasmettitori ottici. Tale segnale è un'onda quadra il cui duty cycle è calcolato in LabVIEW e, tramite cRIO e la scheda di disaccoppiamento ottico, arriva alla scheda di controllo del generatore. Grazie alla possibilità di variare il duty cycle (da 0 al 100%) e alla presenza del filtro di secondo ordine, in ingresso al generatore di media tensione arriverà un segnale analogico, rappresentante il valor medio del segnale digitale realizzato a livello software.

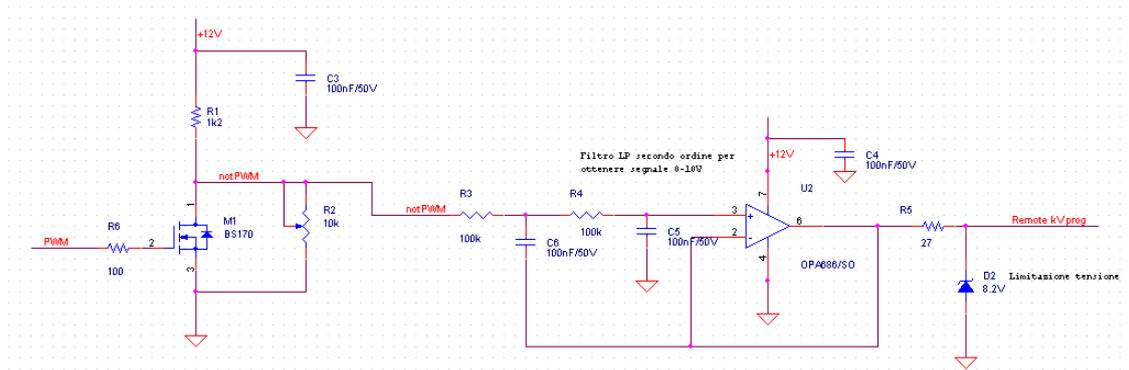


Figura 67 - Filtro passa basso della scheda di controllo del generatore di media tensione.

Per poter studiare la risposta di tale filtro si è fatto ricorso alla simulazione mediante software PSpice. In Figura 68 è riportato lo schema del filtro passa basso attivo del secondo ordine e di un filtro passa basso passivo del primo ordine; mentre in Figura 69 sono riportate le simulazioni PSpice per valutare la risposta di entrambi i filtri. Si può osservare che il filtro attivo (in colore verde) presenta una risposta più lenta rispetto al filtro passivo (di colore giallo), ma è caratterizzato da un ripple più limitato, caratteristica che ha fatto ricadere la scelta sull'utilizzo del filtro attivo di secondo ordine.

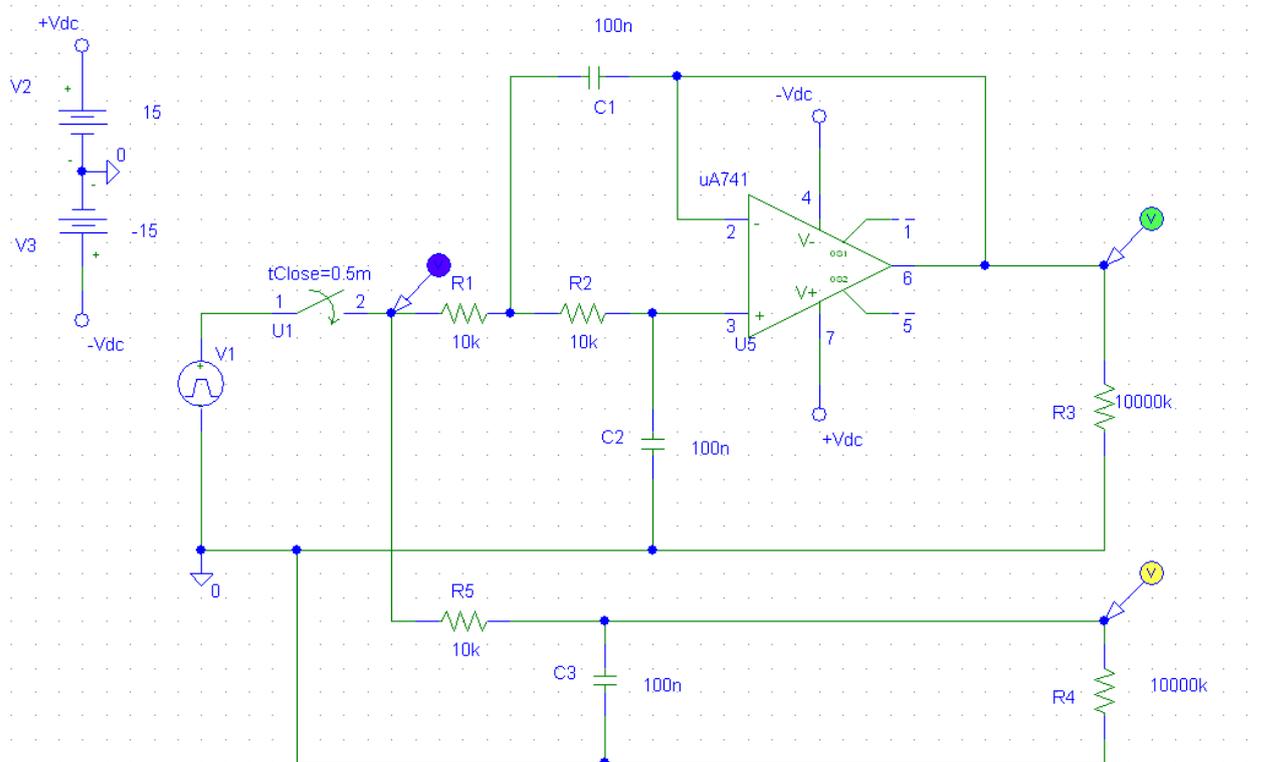


Figura 68 - Schema circuitale del filtro passa basso.

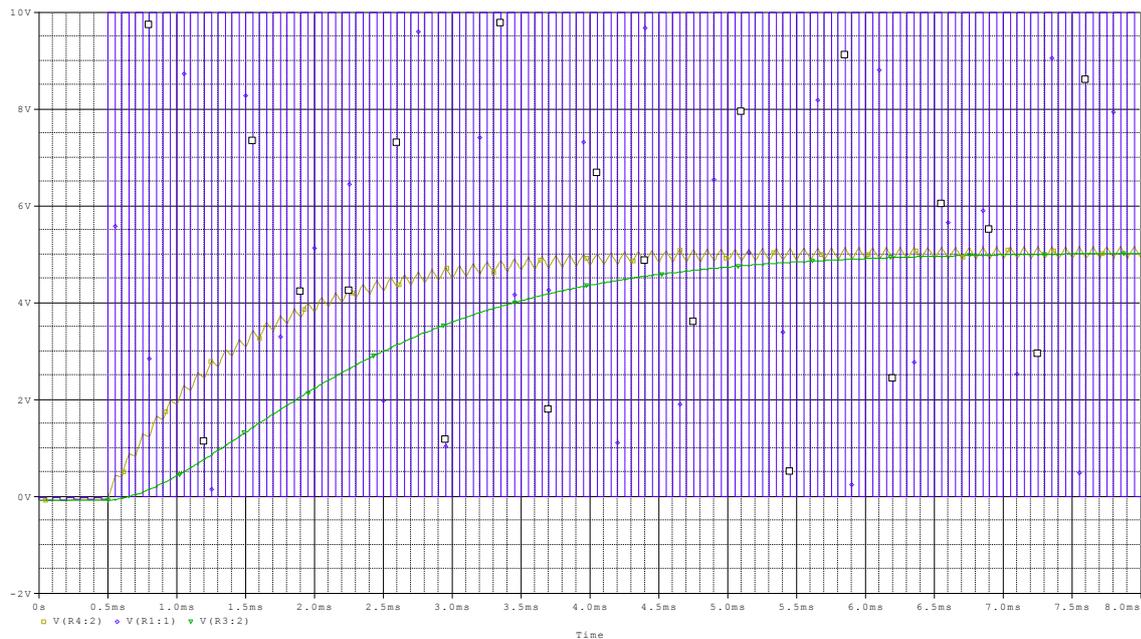


Figura 69 - Risultato della simulazione del filtro passa basso.

2.3.8 Scheda OCP

La scheda elettronica OCP (Over Current Protection) è stata realizzata per svolgere due funzioni distinte:

- convertire i segnali analogici di tensione e corrente, provenienti dai due sensori LEM, in una modulazione di frequenza, per poi inviarli alla scheda di disaccoppiamento ottico (da quest'ultima verranno inviati al cRIO) mediante trasmettitori optoisolati in fibra ottica;
- realizzare una protezione da sovracorrente in grado di staccare l'alimentazione al sistema, agendo sul relè a stato solido a monte dell'impianto.

La scheda può essere suddivisa in diversi circuiti:

- il circuito OCP, che a sua volta si suddivide in due sottocircuiti: uno di condizionamento per la lettura di corrente e uno di protezione da sovracorrente;
- il circuito di condizionamento del segnale proveniente dal trasduttore LEM di tensione, eseguito in maniera analoga a quanto già fatto per il condizionamento per la lettura di corrente;
- il circuito di alimentazione della scheda.

Il condizionamento del segnale, proveniente da entrambi i sensori, è necessario per adattare la grandezza misurata, (sia positiva che negativa), alla trasmissione digitale mediante dispositivo trasmettitore optoisolato, come avveniva per il segnale di pilotaggio del generatore di media tensione. La trasmissione avviene via fibra ottica, pertanto è necessario uno stadio intermedio di conversione tensione-frequenza, che viene operato mediante un dispositivo convertitore LM331.

Il circuito OCP (Figura 70) è stato diviso in due sottocircuiti, in modo da non rallentare la funzione di protezione, per la maggiore lentezza dei vari dispositivi di condizionamento collegati in cascata.

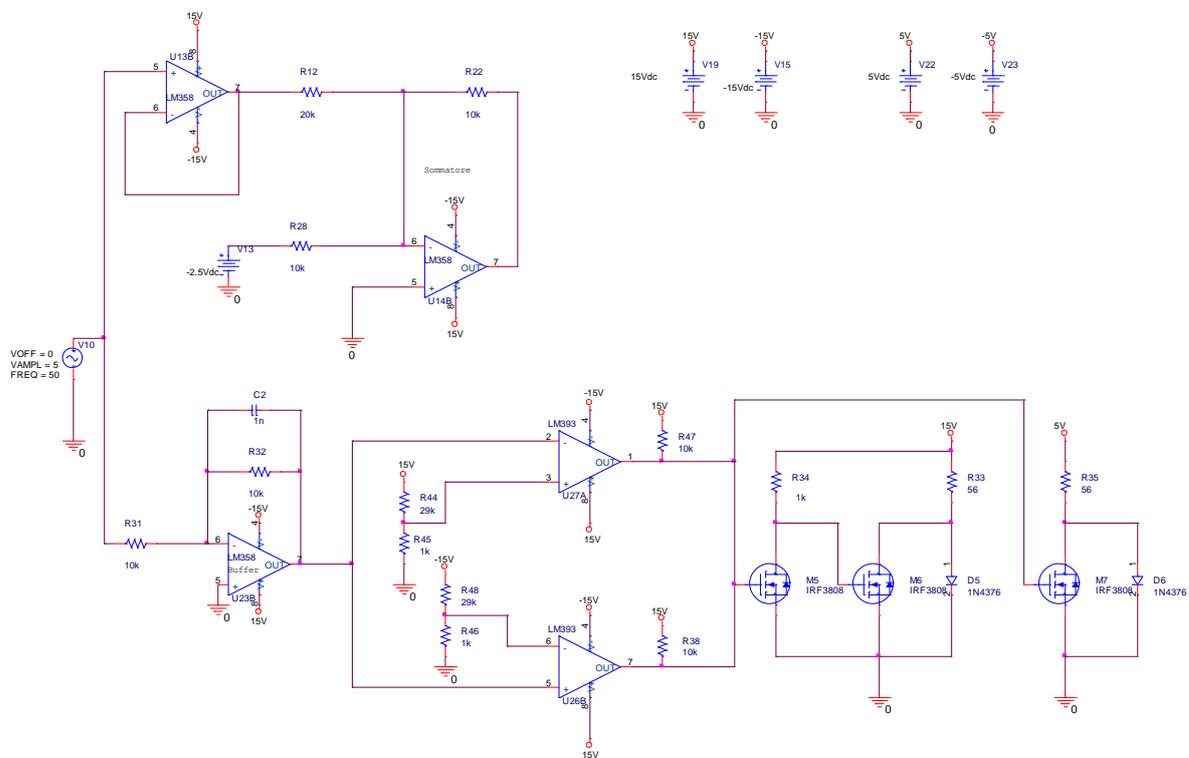


Figura 70 - Circuito generale della scheda OCP.

Il segnale proveniente dal sensore di corrente, compreso tra -5 e 5V , viene inviato in due circuiti separati. Il circuito superiore è relativo al condizionamento per la lettura, mentre quello inferiore realizza la protezione da sovracorrente, confrontando il segnale di corrente in ingresso con due medesime tensioni (in valore assoluto), mediante due comparatori. Se il segnale in corrente supera i valori di soglia impostati per la comparazione, allora verrà attivata la protezione in corrente.

2.3.8.1 Circuito OCP per il condizionamento e per la lettura

La parte di circuito interessata è stata riprodotta in Figura 71.

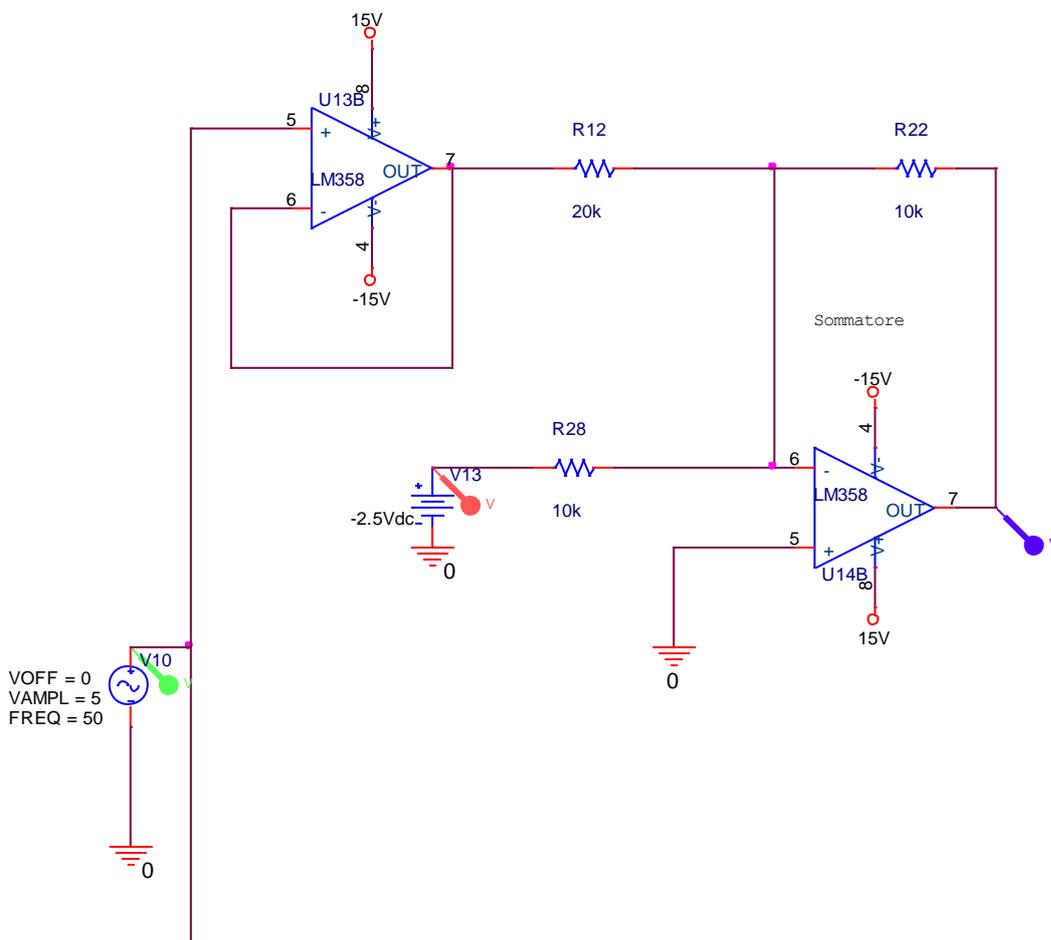


Figura 71 - Sottocircuito della scheda OCP per il condizionamento della lettura.

Il segnale del sensore di corrente, compreso tra -5 e 5V viene prima bufferizzato (in modo da disaccoppiare questo circuito da quello di protezione), poi scalato e shiftato verso l'alto mediante un sommatore invertente. Per ottenere un segnale positivo compreso tra 0 e 5V, bisogna poi tarare opportunamente le resistenze (trimmer) del sommatore.

2.3.8.2 Circuito OCP per la protezione da sovracorrente

In generale, ai capi del sensore LEM di corrente si possono avere segnali sia positivi che negativi, quindi la rottura del provino fa “schizzare” la corrente a valori elevati.

Questa situazione è stata valutata attentamente ed è stata infine risolta con l'utilizzo di due comparatori, che intervengono nel caso in cui la corrente misurata col sensore LEM superi un valore impostato (positivo per il primo comparatore e negativo per il secondo).

In Figura 72 è riportata quella parte di circuito elettronico che svolge le funzioni di protezione appena descritte.

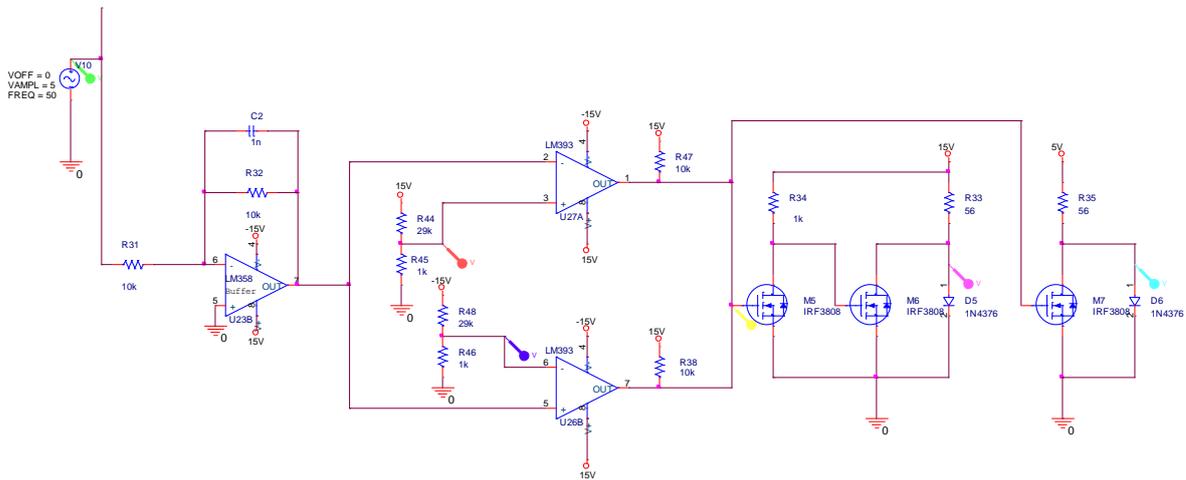


Figura 72 - Sottocircuito della scheda OCP per la protezione.

Il segnale proveniente dal LEM di corrente viene filtrato e bufferizzato (in modo da disaccoppiare questo circuito da quello di lettura visto in precedenza), ed, infine, mandato ai due comparatori, che lo confrontano con le relative soglie impostate (una “positiva”, l’altra di segno invertito). L’uscita dei comparatori andrà a pilotare il gate di un MOSFET BS170, che, essendo in configurazione open-collector, necessitano di essere polarizzati in uscita.

Se uno dei due comparatori interviene, tale condizione viene segnalata alla scheda di disaccoppiamento ottico mediante il trasmettitore optoisolato (TX OCP) e viene comandata l’apertura del relè a stato solido (in modo da disalimentare il generatore di media tensione e, quindi, tutto il circuito di media tensione). I primi due MOSFET servono per implementare una logica negata, con cui segnalare l’avvenuto intervento alla scheda di disaccoppiamento ottico. In questo modo il sistema di trasmissione è anche in grado di rilevare un eventuale danneggiamento del collegamento in fibra ottica. Normalmente viene, infatti, trasmesso un segnale alto mentre in caso di intervento o di rottura della fibra ottica viene trasmesso un segnale nullo.

L'ultimo MOSFET riguarda il pilotaggio del relè. Poiché il relè a stato solido è del tipo “zero voltage turn-on”, l'intervento di “stacco tensione” avviene quando al relè viene dato un segnale alto.

In Figura 73 è riportata la foto della scheda OCP.

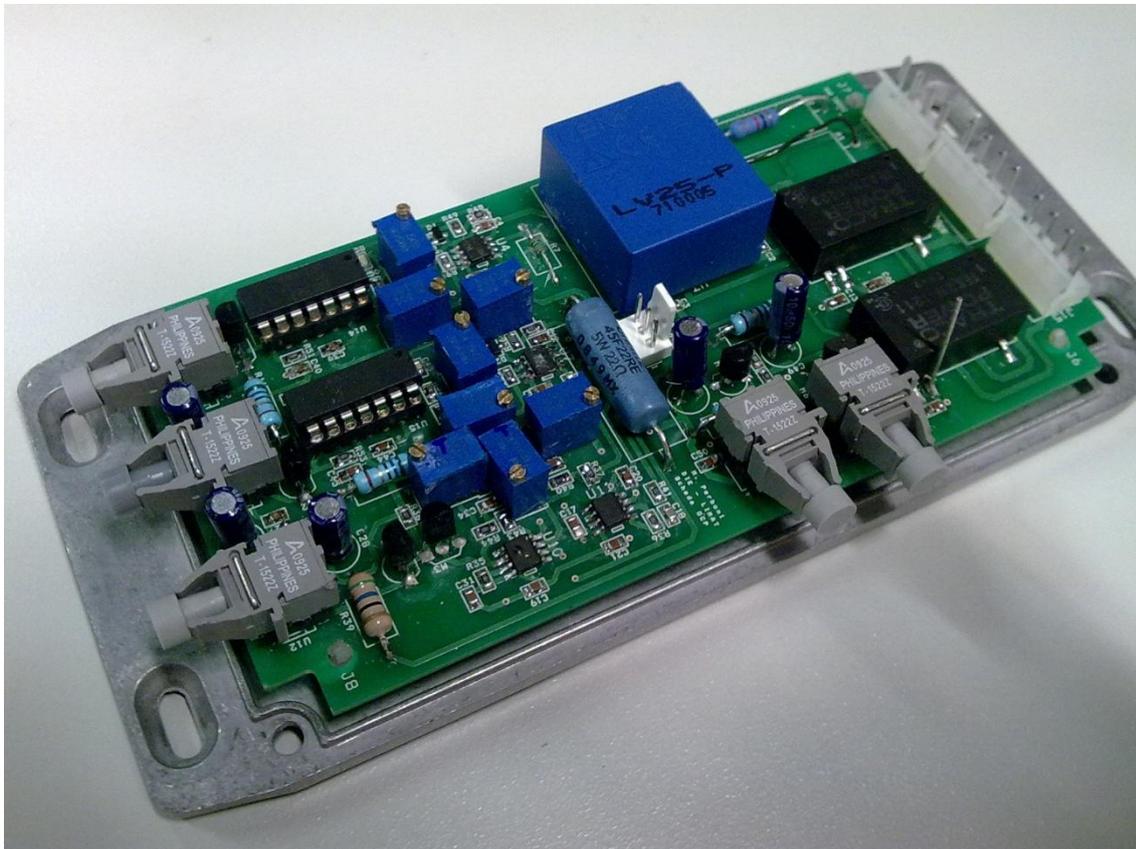


Figura 73 - Foto della scheda OCP.

2.3.8.3 Trasduttore di corrente

Il trasduttore di corrente ad effetto Hall è un componente in grado di dare in uscita una corrente che è frazione della corrente applicata in ingresso. Una caratteristica importante è che il sensore di corrente deve avere una larga banda di frequenza in modo da rilevare, con prontezza, la rapida crescita di corrente che si manifesta in caso di cedimento dell'isolamento del provino.

E' stato scelto il modello LF 306-S della famiglia LEM, che presenta le seguenti caratteristiche principali:

- corrente nominale efficace al primario 300 A;
- intervallo di corrente misurabile al primario 0 ... ± 500 A;
- corrente nominale efficace al secondario 150 mA;

- rapporto di conversione (fattore di scala) 1:2000;
- alimentazione ($\pm 5\%$) $\pm 12 \dots 15\text{V}$;
- tensione di isolamento efficace a 50Hz 6kV;
- banda passante (-1dB) DC...100kHz.

In Figura 74 ne è riportata una foto.



Figura 74 – Trasduttore di corrente LEM.

2.3.8.4 Trasduttore di tensione

Tale trasduttore richiede il collegamento in uscita di una resistenza di misura R_M per poter convertire la misura di corrente in una tensione. Tale resistenza viene scelta in funzione della tensione di alimentazione utilizzata e in funzione della corrente al primario.

E' stato scelto il modello LV 25-P della famiglia dei LEM che presenta le seguenti caratteristiche:

- Corrente nominale al primario: 10mA;
- Range di corrente misurabile al primario: 0 ... $\pm 14\text{mA}$;
- Corrente nominale al secondario: 25mA;
- Rapporto di conversione (fattore di scala): 2500:1000;
- Alimentazione ($\pm 5\%$): $\pm 12 \dots 15\text{V}$.

In Figura 75 ne è riportata una foto.

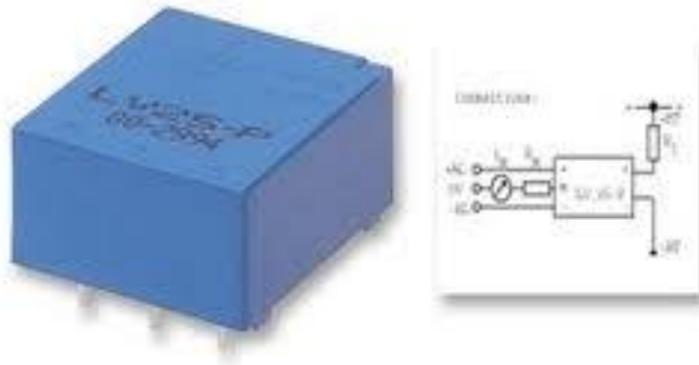


Figura 75 – Trasduttore di tensione LEM.

2.3.8.5 Trasduttore di temperatura

Come protezione da sovratemperatura si è preveduto all'inserimento di un trasduttore di temperatura del tipo on/off, cioè sogliato, su ogni dissipatore. Tale trasduttore è fabbricato dall'NGT e il modello è il 05N.

Nel caso di superamento della temperatura di 80 °C quest'ultimo, da normalmente chiuso, diventa aperto; la scheda OCP rileva tale cambiamento di stato e provvede, tramite il relè a stato solito, ad interrompere l'alimentazione del generatore di media tensione e, quindi, dell'inverter.

2.3.9 Scheda di disaccoppiamento ottico

La scheda di disaccoppiamento (o interfacciamento) ottico ha, appunto, lo scopo di disaccoppiare elettricamente il sistema di controllo (cRIO) dall'inverter di media tensione, preservando quindi la sicurezza dell'operatore viste le elevate tensioni in gioco e rendendo il sistema immune ai disturbi irradiati dalla commutazione degli IGBT.

Tale scheda può essere divisa nelle seguenti parti principali:

- alimentatore DC/DC;
- tre connettori a 25 pin tipo D;
- un flip flop SR;
- tre integrati contenenti ciascuno otto buffer;
- sei trasmettitore e dieci ricevitori ottici.

In Figura 76 è riportato lo schema elettrico generale della scheda di disaccoppiamento ottico mentre in Figura 77 ne è riportata una foto.

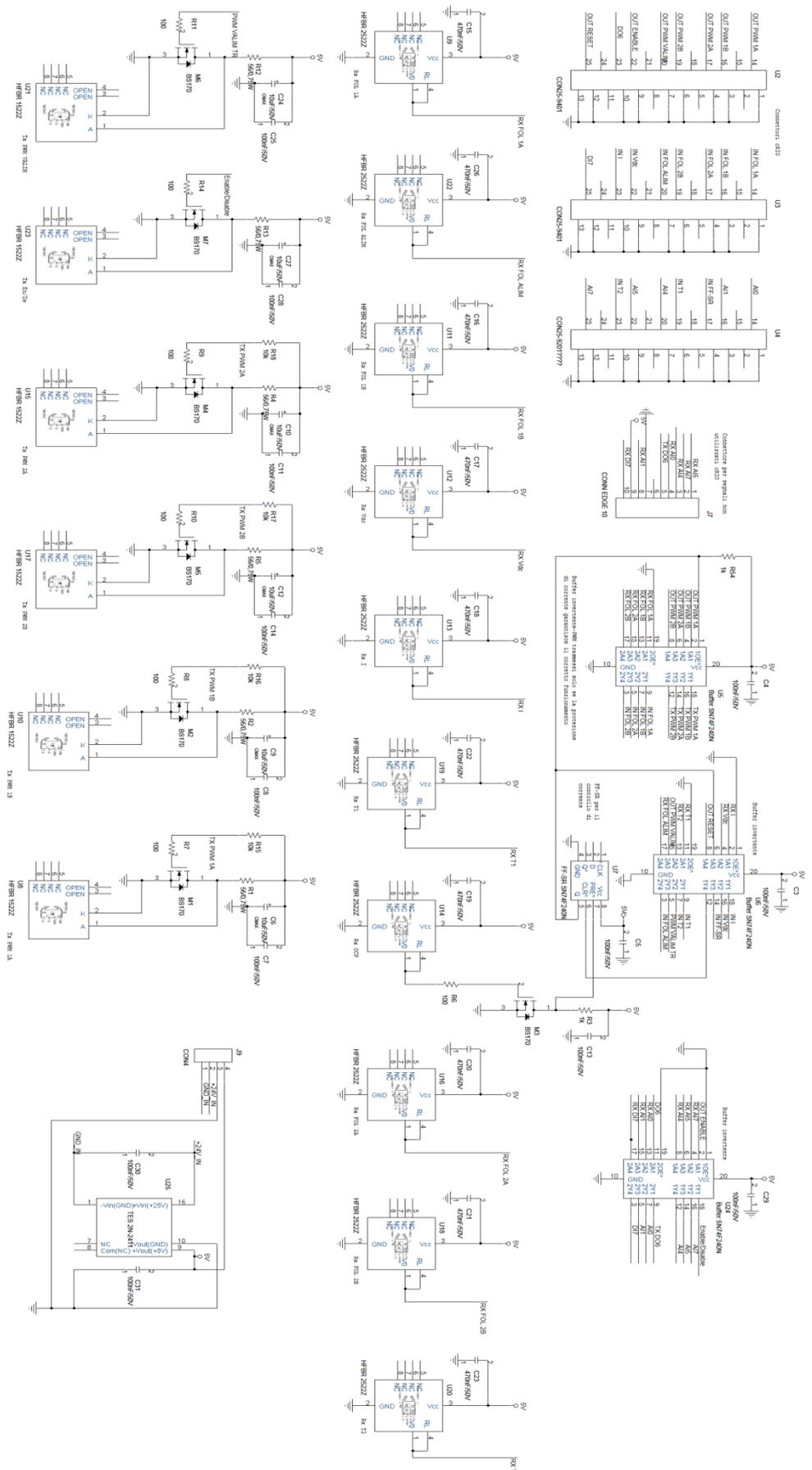


Figura 76 - Schema elettrico della scheda di disaccoppiamento ottico.

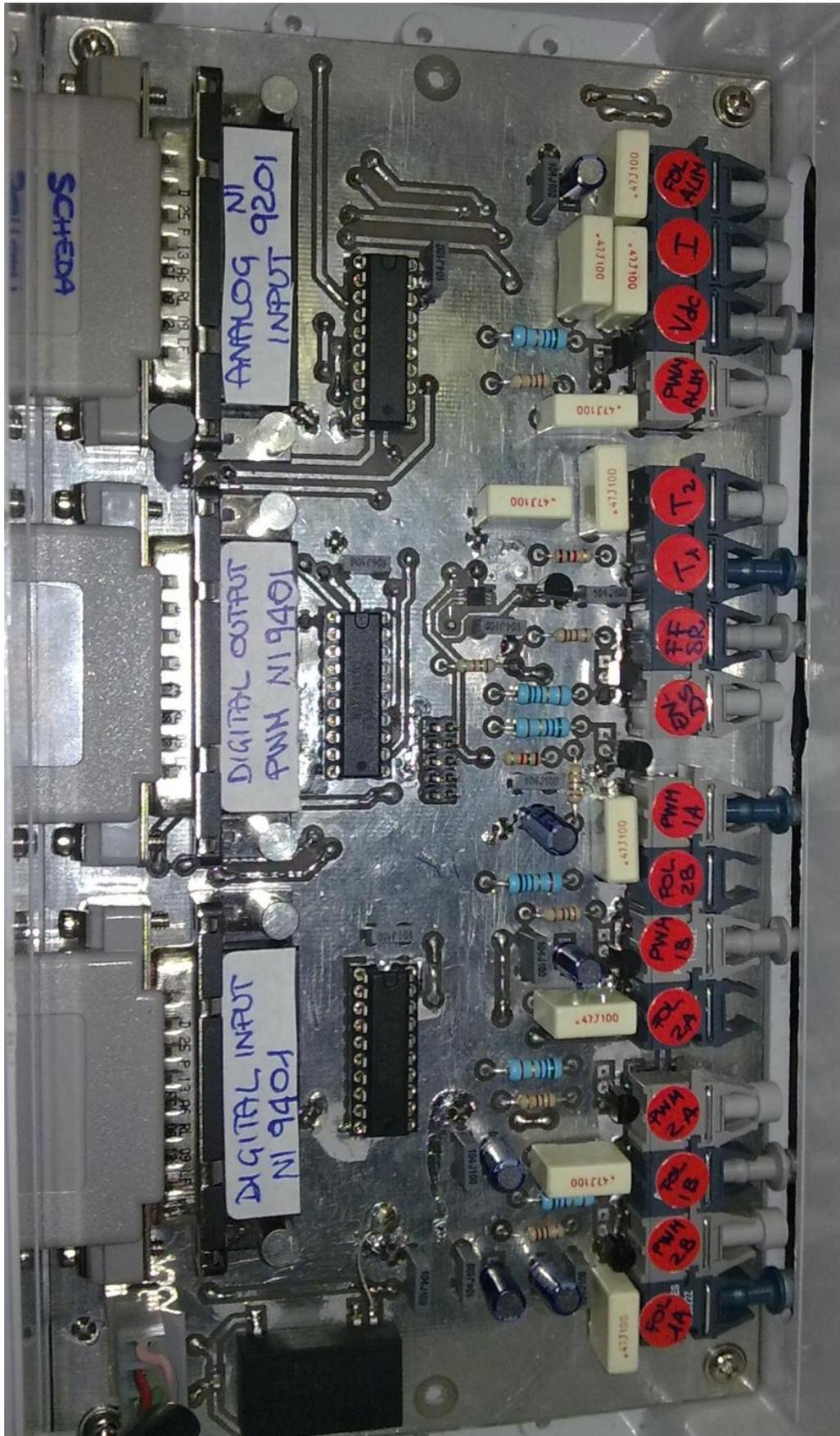


Figura 77 - Foto della scheda di disaccoppiamento ottico.

2.3.9.1 Alimentatore DC/DC

L'alimentatore DC/DC (Figura 78) ha la funzione di regolare la tensione da 24 V a 5 V in modo da alimentare correttamente i buffer, il flip flop SR, i trasmettitori e i ricevitori ottici.

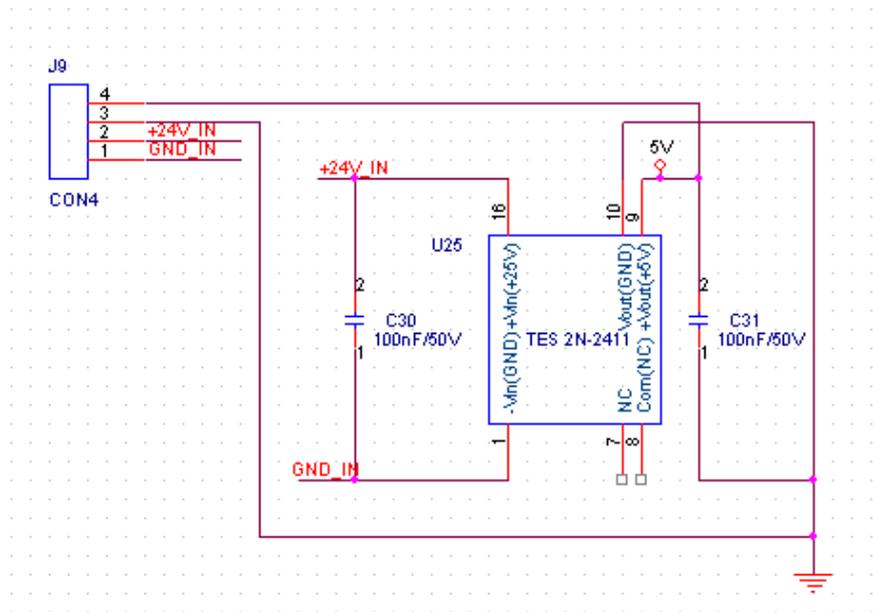


Figura 78 - Alimentatore DC/DC della scheda di disaccoppiamento ottico.

2.3.9.2 Connettori a 25 pin tipo D

Nella scheda di disaccoppiamento ottico sono presenti tre connettori a 25 pin tipo D, il primo riceve i segnali provenienti dal cRIO riguardo il pilotaggio degli IGBT, il secondo invia al cRIO una tensione proporzionale a quella presente sul bus dc, il segnale rappresentante l'innescarsi della rottura del provino (cortocircuito) e quindi la presenza di corrente elevata sul bus dc, i segnali di FAULT delle scheda driver e del generatore di media tensione. Il terzo invia a cRIO i segnale on/off dei sensori di temperatura a soglia e lo stato del flip-flop SR. Questi ultimi segnali, poiché entreranno nel modulo analogico del CompactRIO, non sono fondamentali per il controllo sulla sicurezza del sistema.

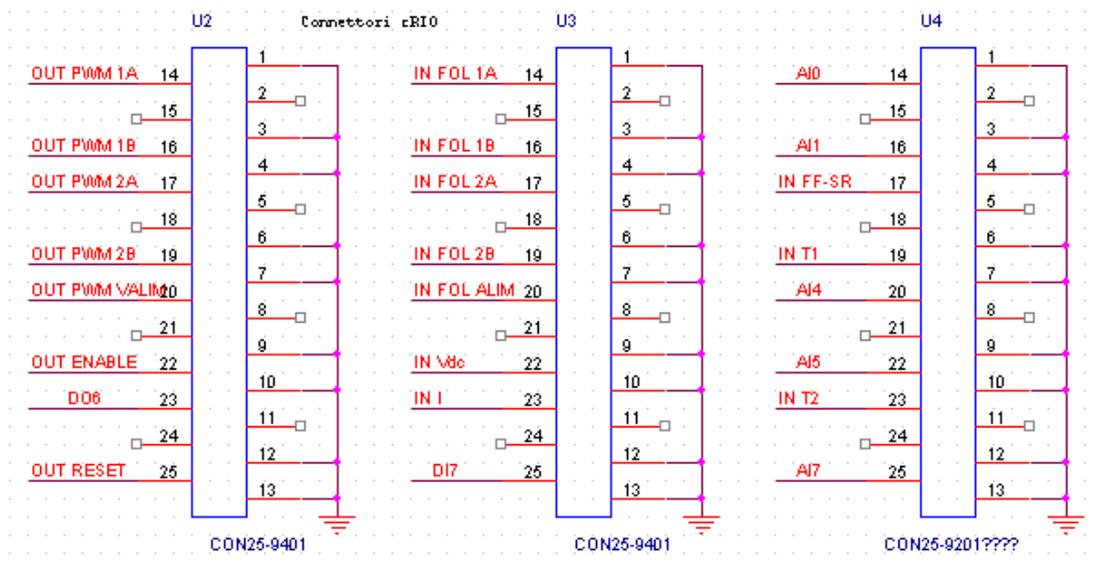


Figura 79 - Connettori a 25 pin tipo D della scheda di disaccoppiamento ottico.

2.3.9.3 Flip flop SR

Il flip flop è un circuito elettronico sequenziale molto semplice, utilizzato nell'elettronica digitale come dispositivo di memoria elementare. Può essere utilizzato anche come circuito anti-rimbalzo per i contatti di un pulsante, un interruttore o un relè, indispensabili, per esempio, nelle funzioni di START e STOP nei cronometri digitali; infatti, la chiusura dei contatti elettrici può non avvenire in modo definitivo, ma dopo una serie di rimbalzi, i quali generano altrettanti impulsi che, interpretati erroneamente dal circuito logico, porterebbero ad errori di funzionamento. Il flip flop SR (set reset) commuta la sua uscita al primo impulso e ignora i successivi, risolvendo il problema precedente.

Ha due ingressi S (*Set*) e R (*Reset*, detto anche *Clear*) e due uscite Q e \bar{Q} . È una rete sequenziale asincrona (senza clock) che si evolve in accordo alle seguenti specifiche: quando lo stato d'ingresso è $S = 1$ e $R = 0$ il flip-flop si setta, cioè porta a 1 il valore della variabile d'uscita Q e a 0 la variabile d'uscita \bar{Q} ; quando lo stato d'ingresso è $S = 0$ e $R = 1$ il flip-flop si resetta cioè porta a 0 il valore della variabile d'uscita Q e a 1 la variabile d'uscita \bar{Q} . Quando entrambi i valori R e S sono bassi, il flip flop si trova nello stato neutro e mantiene il valore delle uscite, in questo caso si dice che "fa memoria" (mantiene cioè in uscita il dato precedente memorizzato). Quando

invece entrambi gli ingressi hanno valore 1, si ha una condizione logicamente non definita.

Nell'applicazione di interesse, il Flip Flop SR (utilizzato in logica negativa), viene utilizzato per bloccare la modulazione degli IGBT in caso di cortocircuito del provino. In condizioni di funzionamento normale $S = 1$, $R = 1$ e $Q = 0$. In caso di rottura del provino si avrà un cortocircuito, la scheda OCP rileva tale malfunzionamento grazie al sensore di corrente, i segnali al Flip Flop diventeranno $S = 0$, $R = 1$ e $Q = 1$; a questo punto viene bloccato l'invio dei segnali di modulazione sugli IGBT sia a livello hardware che a livello software. Si osservi come il segnale di rilevamento della sovracorrente vada a modificare il valore del Set; in seguito a tale variazione, lo stato del flip flop passa da basso ad alto, inibendo, a livello hardware, la propagazione dei segnali nel buffer, di cui si parlerà di seguito.

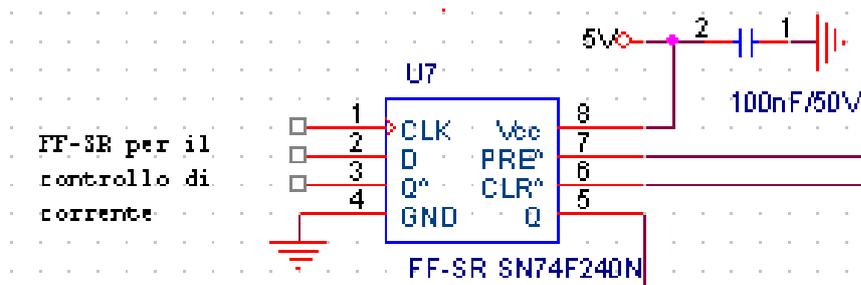


Figura 80 - Flip flop SR della scheda di disaccoppiamento ottico.

S	R	Q	\bar{Q}	Descrizione
0	0	Q	\bar{Q}	memoria
0	1	0	1	reset
1	0	1	0	set
1	1	?	?	uscite non definite

Tabella 4 - Tabella della verità del flip flop SR.

2.3.9.4 Buffer

Il buffer è un circuito elettronico realizzato mediante un amplificatore operazionale con un ingresso (il secondo ingresso viene cortocircuitato con l'uscita) ed una uscita e ha la caratteristica di offrire una resistenza elevata al

suo ingresso, quindi non assorbe potenza e dà in uscita il segnale applicato in ingresso ma con segno opposto, poiché, nello specifico, sono stati scelti buffer invertenti (l'ingresso entra nel morsetto negativo).

Nella realizzazione del sistema è stato utilizzato l'integrato SN74F240N della TEXAS INSTRUMENTS che contiene al suo interno 8 buffer, le cui uscite possono essere inibite da un segnale di enable.

Quest'ultimi per funzionare hanno bisogno di un'alimentazione di +5 V.

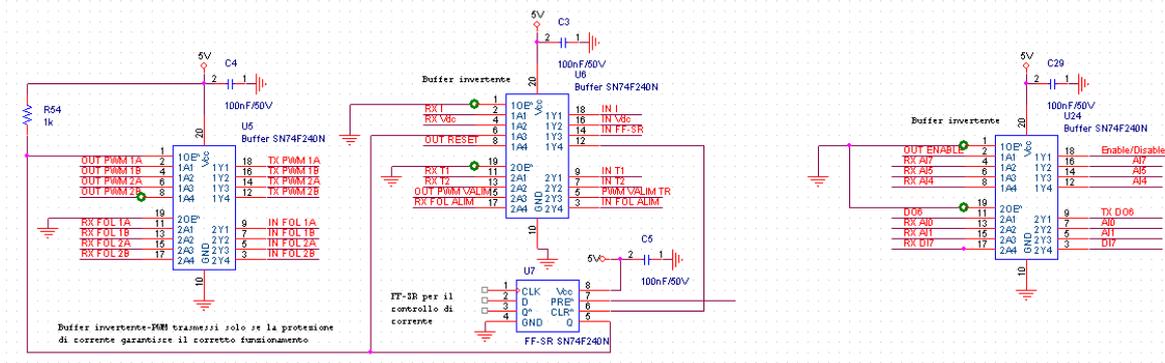


Figura 81 - Buffer della scheda di disaccoppiamento ottico.

2.3.9.5 Trasmettitori e ricevitori ottici

I trasmettitori più comunemente usati sono dispositivi a semiconduttore come i *light-emitting diode* (LED) ed i laser. Un LED è una giunzione p-n che, se polarizzata in diretta, emette luce. La luce trasmessa è caratterizzata da una larghezza spettrale abbastanza elevata, nell'ordine dei 30-60 nm. Inoltre la trasmissione di luce tramite LED è molto inefficiente, dato che solo circa l'1% della potenza in ingresso, viene convertita e si accoppia alla fibra. Tuttavia, a causa della loro struttura molto semplice, i LED sono molto utili per applicazioni a basso costo.

Un laser a semiconduttore ha una maggiore potenza di uscita rispetto al LED (~100 mW). L'uscita di un laser è relativamente direzionale, il che consente un'elevata efficienza di accoppiamento (~50%).

Il componente principale di un ricevitore ottico è il fotorivelatore che converte la luce in un segnale elettrico attraverso l'effetto fotoelettrico. Il fotorivelatore è tipicamente un fotodiodo a semiconduttore. Il convertitore elettro-ottico è tipicamente accoppiato con un opportuno amplificatore allo

scopo di produrre un segnale digitale nel dominio elettrico a partire dal segnale ottico in ingresso.

I trasmettitori e ricevitori ottici utilizzati sono rispettivamente il modello HFBR 1522Z e HFBR 2522Z della Avago Technologies. Essi richiedono un'alimentazione di +5 V.

2.3.9.6 Fibre ottiche

La fibra ottica è composta da un *core*, da un *cladding* e da un rivestimento esterno, che guidano la luce lungo il core. Il core ed il cladding sono tipicamente costruiti utilizzando vetro di silice di alta qualità, anche se possono teoricamente essere costituiti anche di materiale plastico. Una fibra ottica si può spezzare se piegata eccessivamente. A causa della precisione microscopica necessaria per allineare i core delle fibre, la connessione di due fibre richiede una tecnologia apposita.

La caratteristica fondamentale per cui si è utilizzato delle fibre ottiche, nella comunicazione di dati, è l'immunità dai disturbi di tipo elettromagnetico.

Le fibre ottiche utilizzate sono della Avago Technologies modello HFBR-RUS100Z.

Essere sono state acquistate in matassa, per cui si è resa necessaria un'opportuna lavorazione prima di poterle utilizzare.

La lavorazione di tali fibre è descritta nel prossimo capitolo.

2.4 Sicurezza del sistema

2.4.1 Interfaccia operatore

L'interfaccia operatore ha lo scopo di aprire o chiudere il circuito di alimentazione del generatore di media tensione. Tale azione è importante perché il generatore di media tensione si trova all'interno della gabbia metallica e l'operatore, dalla sua postazione, deve poter agire sull'alimentazione del sistema in maniera semplice e rapida in situazione di emergenza.

L'interfaccia operatore è composta da:

- una pulsantiera caratterizzata da un pulsante di marcia, uno di arresto ed un fungo di emergenza;
- da un contattore con contatti di potenza e ausiliari;
- da un trasformatore abbassatore 220 V/24 V per poter alimentare la bobina del contattore.

Di seguito è riportata una tabella in cui sono elencati i componenti utilizzati.

Marca	Quantità	Componente	Caratteristiche
CEMA	1	Pulsante di marcia (verde)	Contatto NO 24 V
CEMA	1	Pulsante di arresto (rosso)	Contatto NC 24 V
CEMA	1	Pulsante di emergenza (fungo)	Contatto NC 24 V
GHISALBA	1	Contattore trifase	400 V 12 A con bobina a 24 Vac
GHISALBA	1	Contatti ausiliari	NC NO
ILME	1	Scatola	85x90x200 mm
CED	1	Trasformatore	230/24 V 30VA 50 Hz
		Cavi vari per il cablaggio	

Tabella 5 - Elenco dei componenti per l'interfaccia operatore.

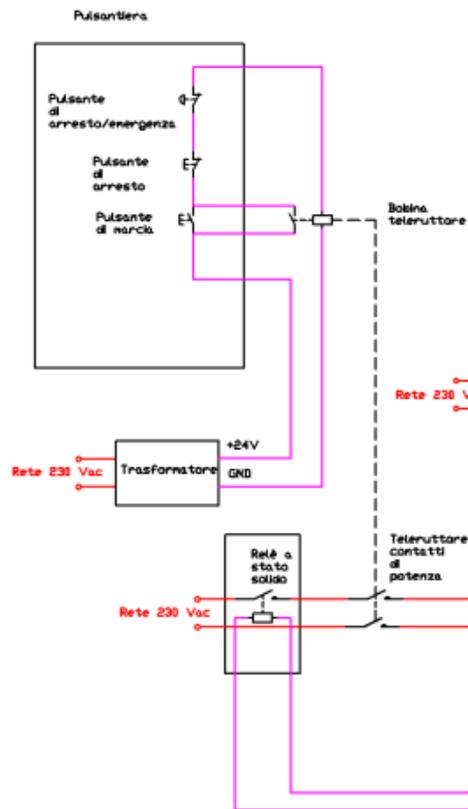


Figura 82 - Schema elettrico dell'interfaccia operatore.

Premendo il pulsante di marcia (normalmente aperto) viene alimentata la bobina del contattore, quest'ultima, eccitandosi, commuta lo stato dei contatti di potenza (normalmente aperti) e del contatto ausiliario (normalmente aperto) che si chiudono; il contatto ausiliario, chiudendosi ed essendo collegato in parallelo al pulsante di marcia, effettua l'autoritenuta, quindi, anche lasciando il pulsante di marcia, la bobina del contattore rimane alimentata.

In conclusione, premendo il pulsante di marcia, la bobina del teleruttore si eccita, il contatto ausiliario fa da autoritenuta ed il generatore di media tensione viene alimentato. Per disalimentare il generatore di media tensione è necessario premere il pulsante di arresto o il fungo di emergenza.



Figura 83 - Foto della pulsantiera.

2.4.2 Relè a stato solido

La rete elettrica 230 V 50 Hz (vedi Figura 82) è collegata ad un relè a stato solido. Il relè a stato solido è un dispositivo che ha la funzione di interrompere la corrente che circola sui contatti di potenza in tempi molto brevi, può condurre tensioni alternate, e ha il vantaggio di non avere contatti meccanici.

Il relè utilizzato è l'OPTO 22 modello 240D25-17 della serie DC switching (pilotato in continua). Il relè è composto di 4 morsetti, come mostrato in Figura 84.

I morsetti 1 e 2 sono quelli di potenza (tensione nominale di 240V e 25 A) per il collegamento del relè alla linea da proteggere; i morsetti 3 e 4 sono quelli di pilotaggio del tirac.

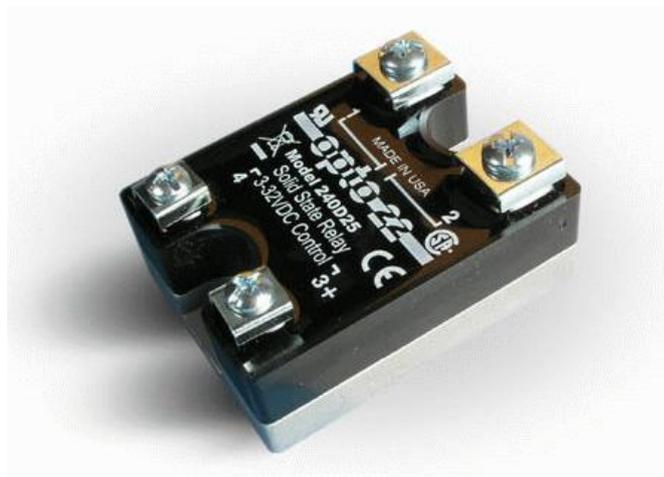


Figura 84 - Relè a stato solido.

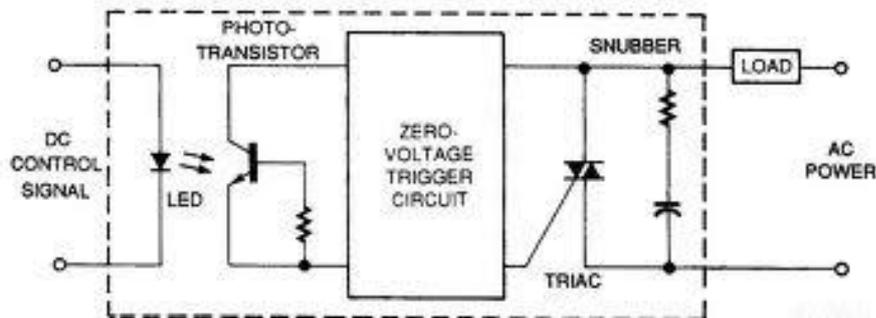


Figura 85 - Schema elettrico interno di principio del relè a stato solido.

Esso è costituito da due circuiti elettronici separati galvanicamente tra loro tramite un fotoaccoppiatore (Figura 85), la parte di potenza (contatti 1-2), è costituita da un triac, attivato e disattivato tramite un segnale di 5 V o 0 V applicato tra i contatti 3-4 (proveniente dalla scheda OCP) che pilota il fotoaccoppiatore. La tipologia utilizzata da noi è chiamata "zero crossing", che sta ad indicare che l'apertura del circuito, si ha dopo aver annullato la tensione tra i contatti 3-4 e al passaggio per zero della tensione sinusoidale applicata ai contatti 1-2, minimizzando così il picco di corrente generato sulla linea.

Il circuito di controllo del relè a stato solido viene controllato dalla scheda OCP, normalmente la scheda OCP dà una tensione di 5 V e quindi il relè a stato solido può condurre la corrente tra i contatti 1-2, mentre se la scheda OCP rileva un corto circuito in seguito alla rottura del provino annulla la tensione sul controllo del tirac, il quale apre il contatto di potenza.

A valle del relè allo stato solido sono presenti i contatti di potenza del contattore, normalmente aperti; tali contatti si chiudono quando viene premuto il pulsante di marcia e si aprono dopo aver premuto il pulsante di arresto o di emergenza.

A valle dei contatti di potenza del contattore si ha l'alimentazione del generatore di media tensione.

Quindi, per alimentare quest'ultimo, è necessario che il circuito di controllo del relè a stato solido sia alimentato e che si sia premuto il pulsante di marcia.

Oltre alla sicurezza del sistema realizzata a livello software, è presente un finecorsa (già richiamato nel paragrafo sulla scheda di controllo del generatore) il quale è fissato alla porta della gabbia metalliche che contiene

l'inverter, è normalmente chiuso e se la porta viene aperta, il contatto si apre e il generatore di media tensione, tramite la scheda di controllo del generatore, disattiva la tensione alla sua uscita.

Infine, una volta eseguita la prova di invecchiamento sul provino, prima di procedere alla sua sostituzione è necessario scaricare gli elettrodi di media tensione con un apposito "fioretto" la cui foto è riportata in Figura 86. Esso ha un'estremità metallica collegata a terra tramite un cavo di sezione generosa di colore giallo verde mentre il manico è in materiale isolante.



Figura 86 – Fioretto.

Capitolo 3

Realizzazione fisica e collaudo del sistema

In questo capitolo si parlerà delle lavorazioni meccaniche delle scatole, verranno riportati dei disegni meccanici realizzati con AutoCAD successivamente si parlerà della realizzazione delle bretelle in fibra ottica ed infine del collaudo del sistema.

3.1 Lavorazioni della scatola e del dissipatore

Gli elementi che compongono l'inverter sono stati alloggiati all'interno di una scatola metallica, una per ogni ramo. Tale scatola dovrà contenere i seguenti componenti:

- due IGBT;
- due schede elettroniche (driver) per l'invio dei segnali di comando agli IGBT;
- due alimentatori stabilizzati ed isolati con tensione 16 V per i driver;
- la batteria di condensatori e resistori, per mantenere costante la tensione del bus DC e per permetterne la scarica, in caso di cortocircuito in seguito alla rottura del provino;
- la scheda OCP, che, essendo una sola, è stata montata nella scatola 1. Tale scheda ha la funzione di controllare: la temperatura degli IGBT, la

corrente assorbita dall'inverter e la tensione sul bus DC; tali misure sono necessarie per il corretto funzionamento del sistema.

La scatola metallica impiegata è un ILME modello APV 21 di dimensioni 315 x 410 x 150 (Figura 87). La scatola è in lega di alluminio pressofuso ed è provvista di un apposito morsetto di terra sia nel fondo della scatola che sul coperchio.



Figura 87 – Scatola ILME modello APV 21 prima delle lavorazioni.

Nella parte inferiore della scatola dovrà essere fissato un dissipatore, che ha il compito di assorbire il calore generato dagli IGBT. Poiché le prove che verranno effettuate saranno fatte su materiale isolante, il provino può essere visto come un circuito aperto fino al momento in cui non avviene la sua rottura (perdita, quindi, delle normali caratteristiche di isolamento del materiale); per questo, gli IGBT saranno attraversati da una corrente pressoché nulla, impedendone quindi il surriscaldamento. Nonostante questo, il dissipatore è stato inserito ugualmente per poter riutilizzare l'inverter in prove future più gravose agli IGBT, dal punto di vista termico.

Il dissipatore utilizzato è della AAVID THERMALLOY modello Blister Liquid Cold Plate, è in alluminio, e, in modalità di raffreddamento a liquido forzata, può smaltire diversi kW; tale valore dipende sia dalla temperatura in ingresso del liquido refrigerante, che dalla sua portata.

Per poter fissare in maniera stabile i vari componenti è stata necessaria un'opportuna lavorazione della scatola. Si sono infatti realizzati: fori passanti, fori filettati ed uno scasso.

Grazie all'ausilio del software AutoCAD, è stato realizzato un disegno meccanico sulle lavorazioni necessarie per la realizzazione della scatola (Figura 88, Figura 89, Figura 90 e Figura 91).

Il primo disegno riguarda le lavorazioni sulla base della scatola, la seconda sul dissipatore, la terza e la quarta rappresentano le sezioni della scatola.

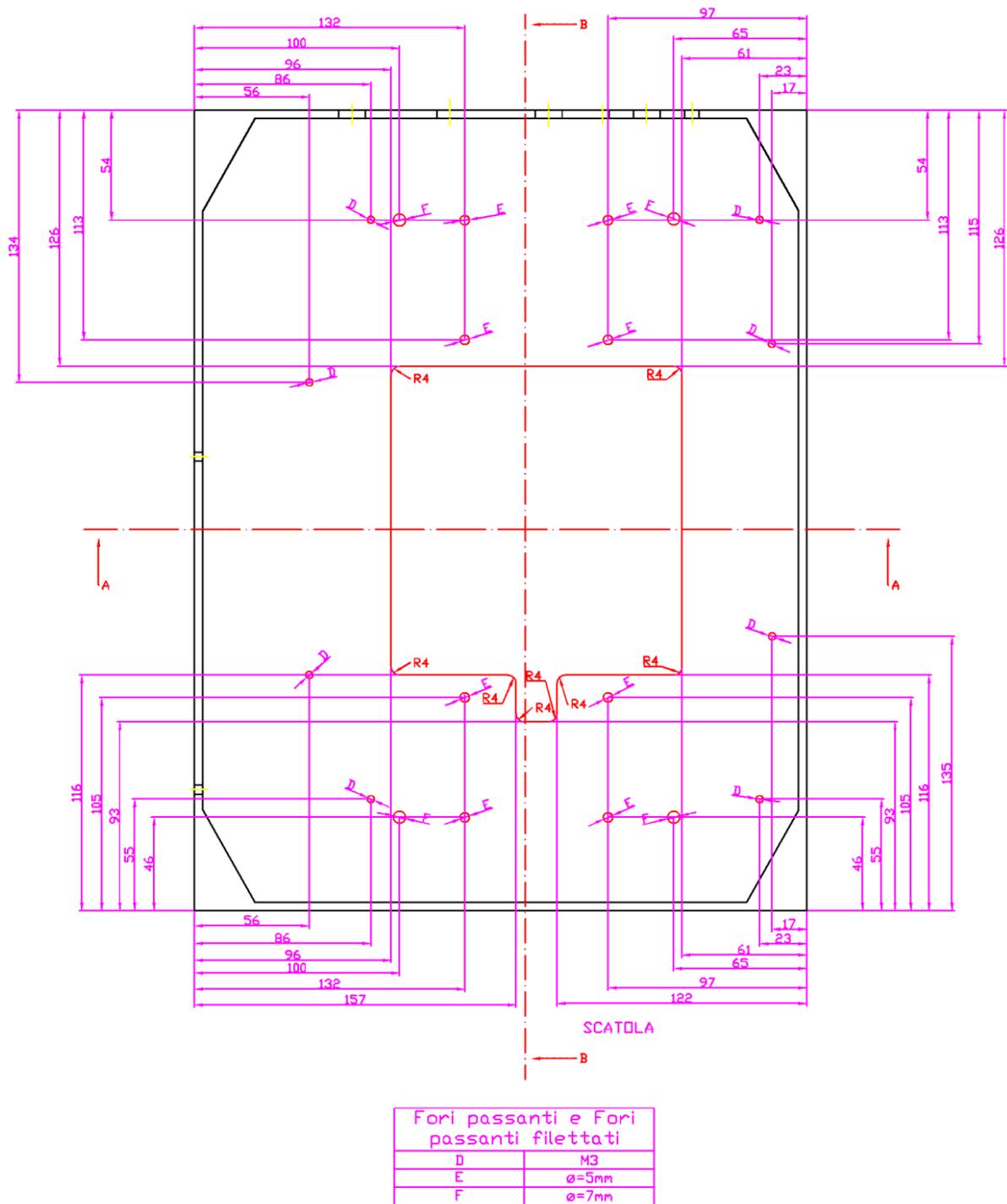
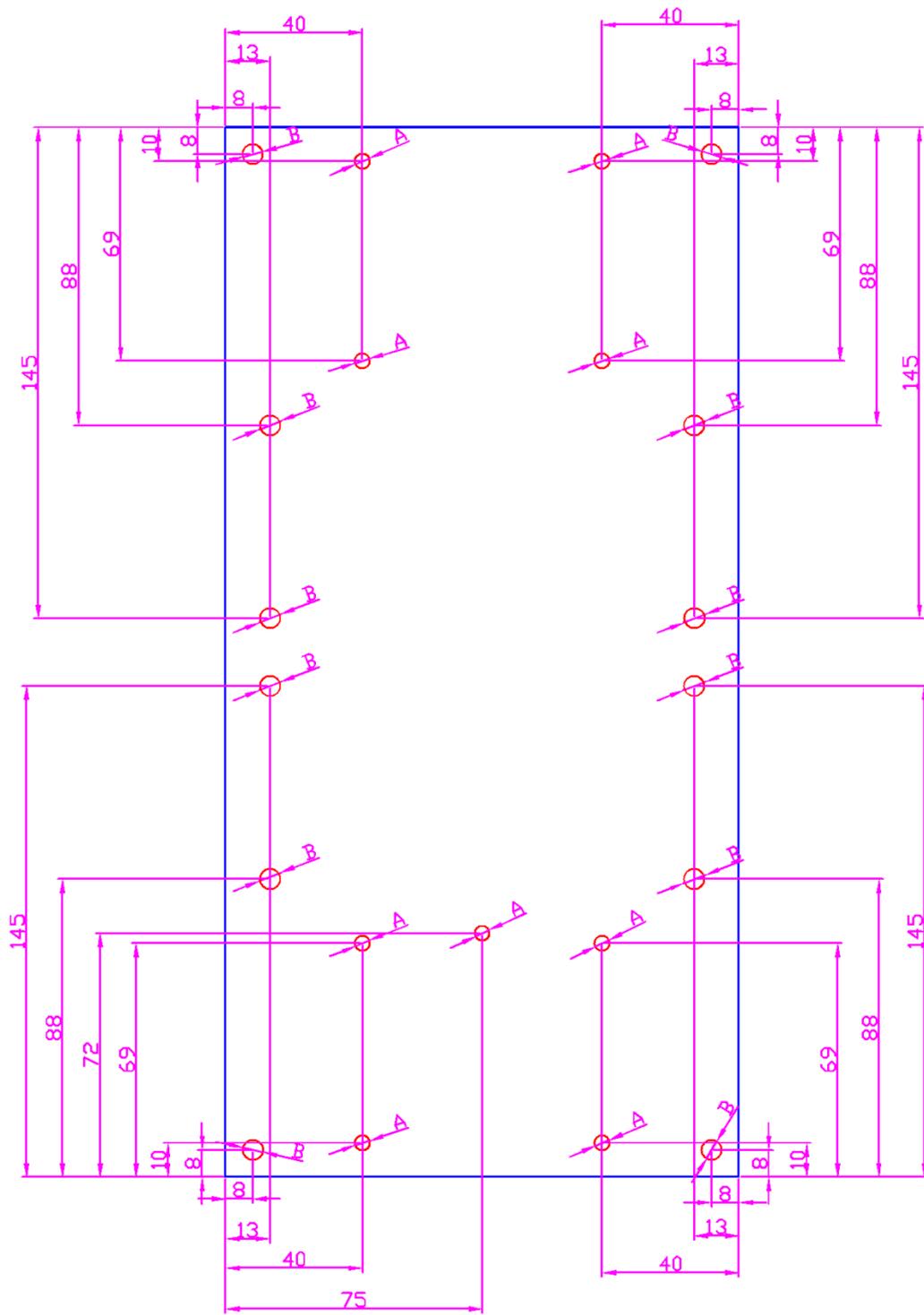


Figura 88 - Disegno AutoCAD della scatola VISTA FRONTALE.



DISSIPATORE

FORI FILETTATI DI PROFONDITA 10MM	
A	M4
B	M6

Figura 89 - Disegno AutoCAD del dissipatore.

SEZIONE A-A

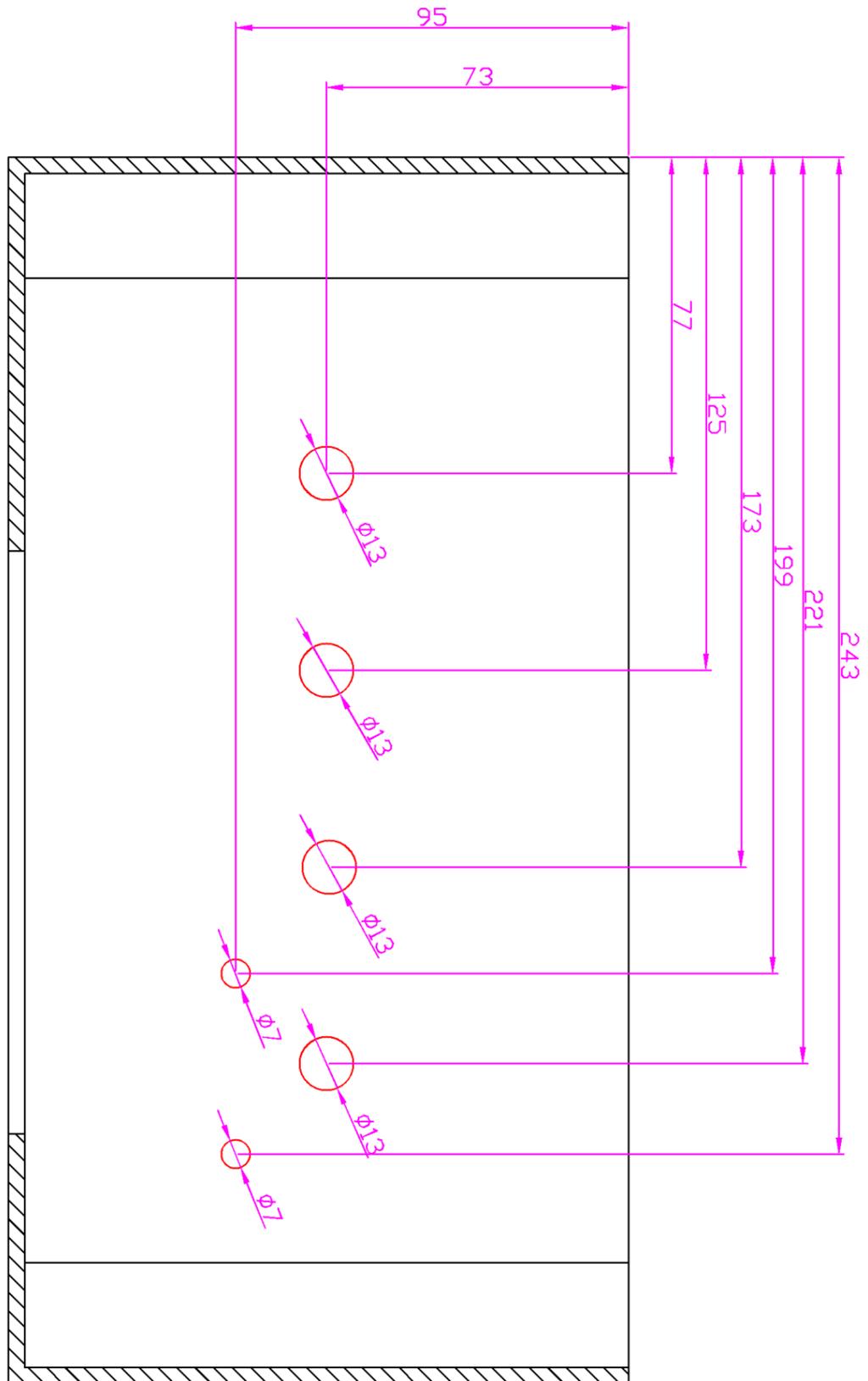


Figura 90 - Disegno AutoCAD della scatola SEZIONE A-A.

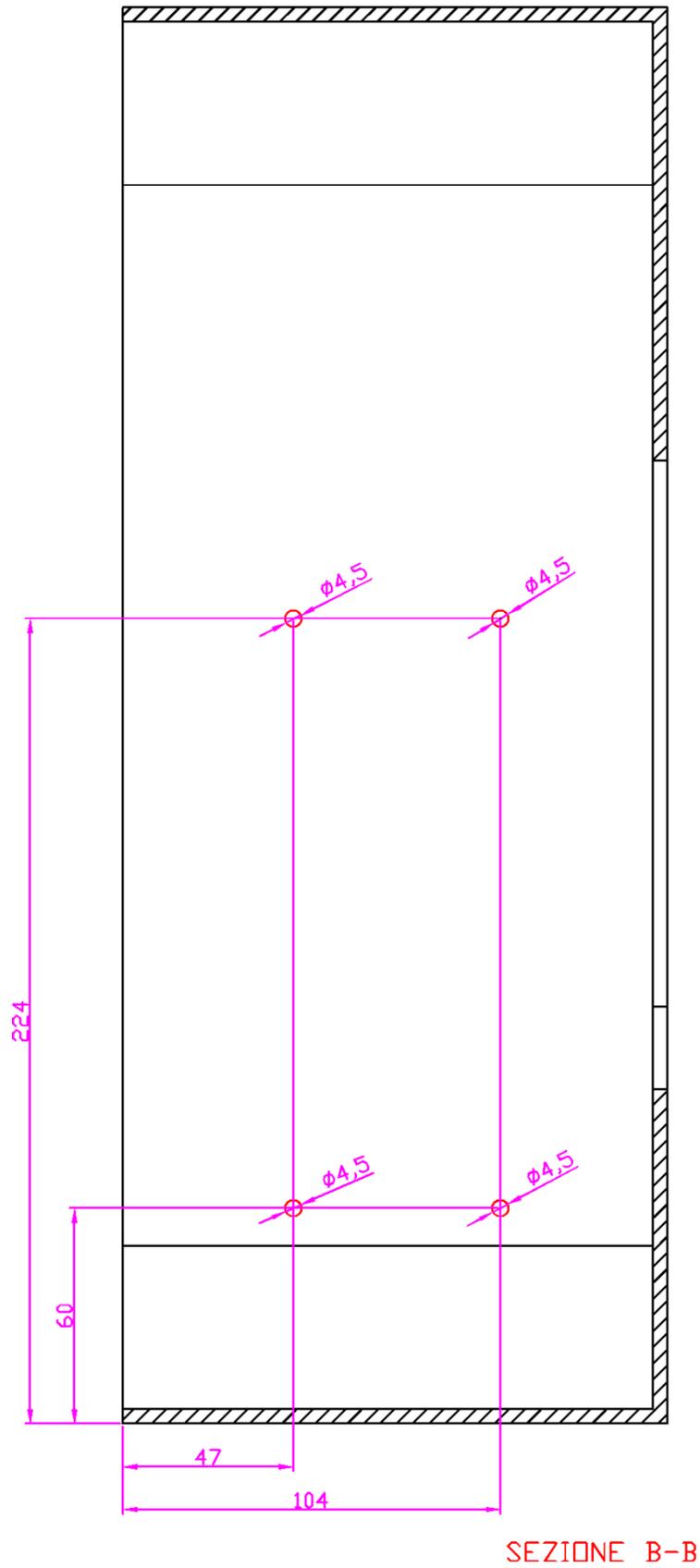


Figura 91 - Disegno AutoCAD della scatola SEZIONE B-B.

3.2 Fibre ottiche

La fibra ottica consiste di un *core*, di un *cladding* e di un rivestimento esterno, che guidano la luce lungo il core. Il core ed il cladding sono tipicamente costruiti utilizzando vetro di silice di alta qualità, anche se possono teoricamente essere costituiti anche di materiale plastico. Una fibra ottica si può spezzare se piegata eccessivamente. A causa della precisione microscopica necessaria per allineare i core delle fibre, la connessione di due fibre richiede una tecnologia apposita.

La caratteristica fondamentale per cui si è utilizzato delle fibre ottiche, nella comunicazione di dati, è l'immunità dai disturbi di tipo elettromagnetico.

Le fibre ottiche utilizzate sono della Avago Technologies modello HFBR-RUS100Z.

Essere sono state acquistate in matassa, per cui si resa necessaria un'opportuna lavorazione prima di poterle utilizzare. Sono state realizzate sedici bretelle, il numero necessario per l'invio di tutti i segnali per il pilotaggio ed il controllo dell'inverter.

Per prima cosa, sono state tagliate di una lunghezza di circa tre metri, distanza che si ha tra la gabbia contenente il sistema e il banco operatore. È stato, poi, necessario levigare le estremità delle bretelle facendo molta attenzione a non danneggiarle. Tale lavorazione è necessaria al fine di garantire una corretta terminazione della fibra ottica, permettendo il rilevamento del segnale luminoso sia in ingresso che in uscita dalla fibra stessa.

Successivamente, sono stati inseriti i connettori su entrambi i lati della fibra e sono stati fissati utilizzando della colla a caldo.

Una foto del risultato finale di tale lavorazione è riportata in Figura 92.



Figura 92 - Foto delle fibre ottiche.

3.3 Collaudo

La fase di collaudo dell'intero sistema è stata una parte fondamentale del lavoro svolto in questa tesi e ha permesso di verificare il corretto funzionamento dell'apparato realizzato.

In primis, si sono collaudate le singole scheda elettroniche realizzate (la scheda di controllo del generatore e la scheda di disaccoppiamento ottico) verificandone il corretto funzionamento. Successivamente, è stato necessario assemblare e cablare il sistema, per poter collaudare il funzionamento sia degli IGBT, che dei singoli rami componenti l'inverter. Solo in seguito a tale verifica, si è collaudato l'inverter in configurazione a ponte.

Per quanto riguarda le schede elettroniche, più di una volta, si sono riscontrati dei problemi di "saldature a freddo" che sono stati risolti semplicemente, rifacendo tali saldature; tale problema ha comportato il malfunzionamento della stessa, in quanto una saldatura a freddo non garantisce la corretta propagazione del segnale elettrico lungo le piste.

Anche l'utilizzo delle fibre ottiche ha creato alcuni problemi, infatti le bretelle sono piuttosto delicate e, se non vengono maneggiate con cura, si può rischiare di danneggiarle; anche in questo caso, più di una volta, sono state trovate fibre rovinare e si è stati costretti a sostituirle.

Per quanto riguarda i cavi di media tensione, utilizzati per il collegamento del bus dc e per l'uscita dell'inverter, l'accorgimento preso è stato quello di utilizzare cavi schermati e di collegare lo schermo a terra in modo da fissarne il potenziale.

Una foto dei cavi in media tensioni collegati all'inverter è riportata in Figura 93, essi sono situati sopra la scheda del bus dc.

Una volta montato l'intero sistema si sono riscontrati problemi riguardanti i potenziali delle masse delle varie schede; anche in questo caso si sono verificati malfunzionamenti, che sono stati prontamente risolti collegando le masse tra loro.

Per effettuare il collaudo, visto le grandezze variabili nel tempo, si è utilizzato un oscilloscopio della Tektronix modello TDS5034B con banda passante di 350 MHz e frequenza di campionamento di 5 GS/s al quale sono state connesse alcune sonde per il rilevamento di segnali sia di corrente che di tensione.

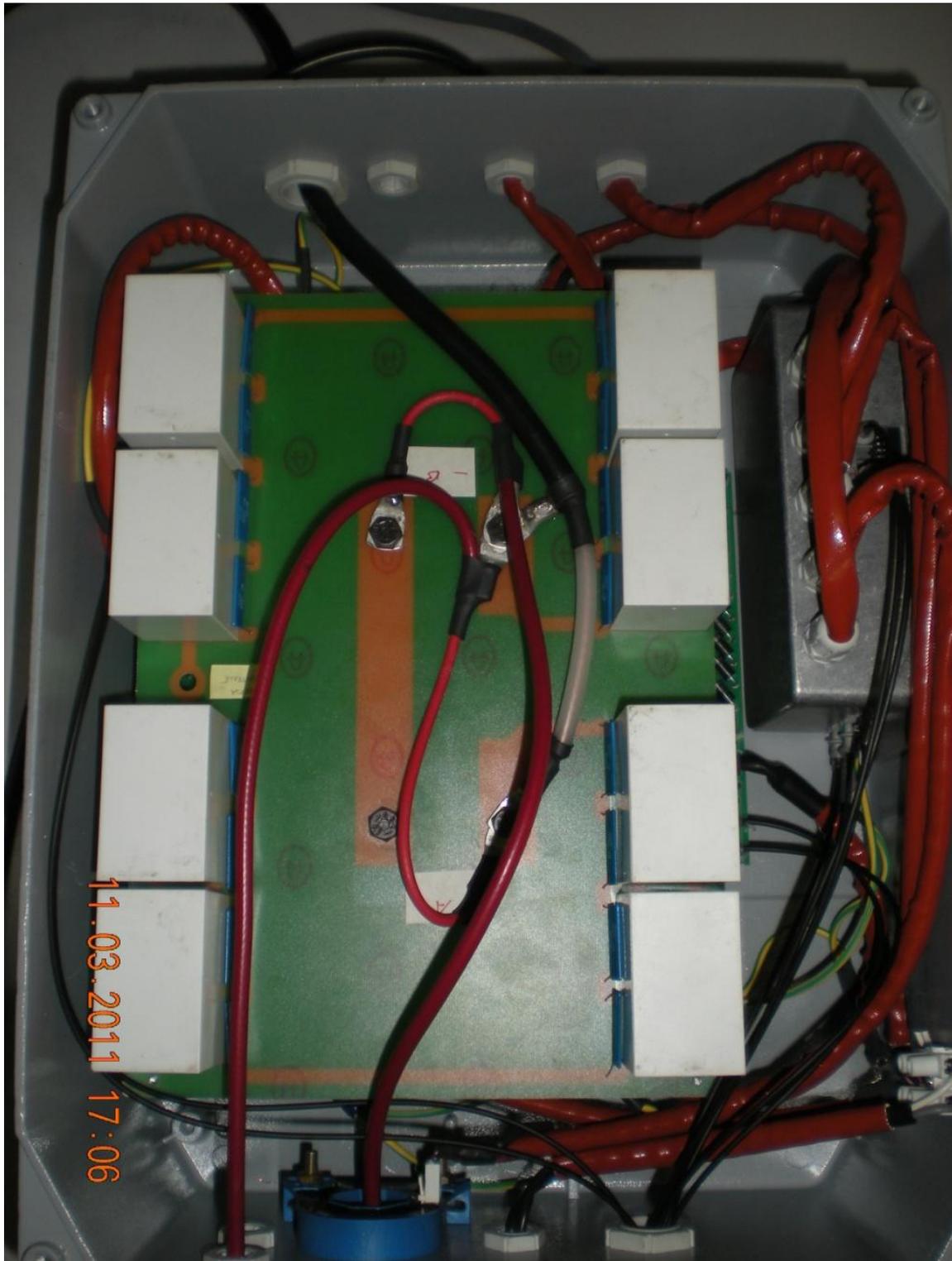


Figura 93 – Ramo di inverter con cavi di media tensione collegati.

3.3.1 Verifica del funzionamento degli IGBT

Dopo aver testato le schede elettroniche si è passati a collaudare i quattro IGBT.

A sistema alimentato, ma senza modulazione, gli IGBT devono essere tutti aperti ossia presentare una tensione V_{ge} (tra gate ed emettitore) di -15 V. In Figura 94, si può osservare questo fenomeno per quanto riguarda l'IGBT 1A (cioè l'interruttore statico superiore del primo ramo), la tensione misurata tramite oscilloscopio vale -14,48 V.

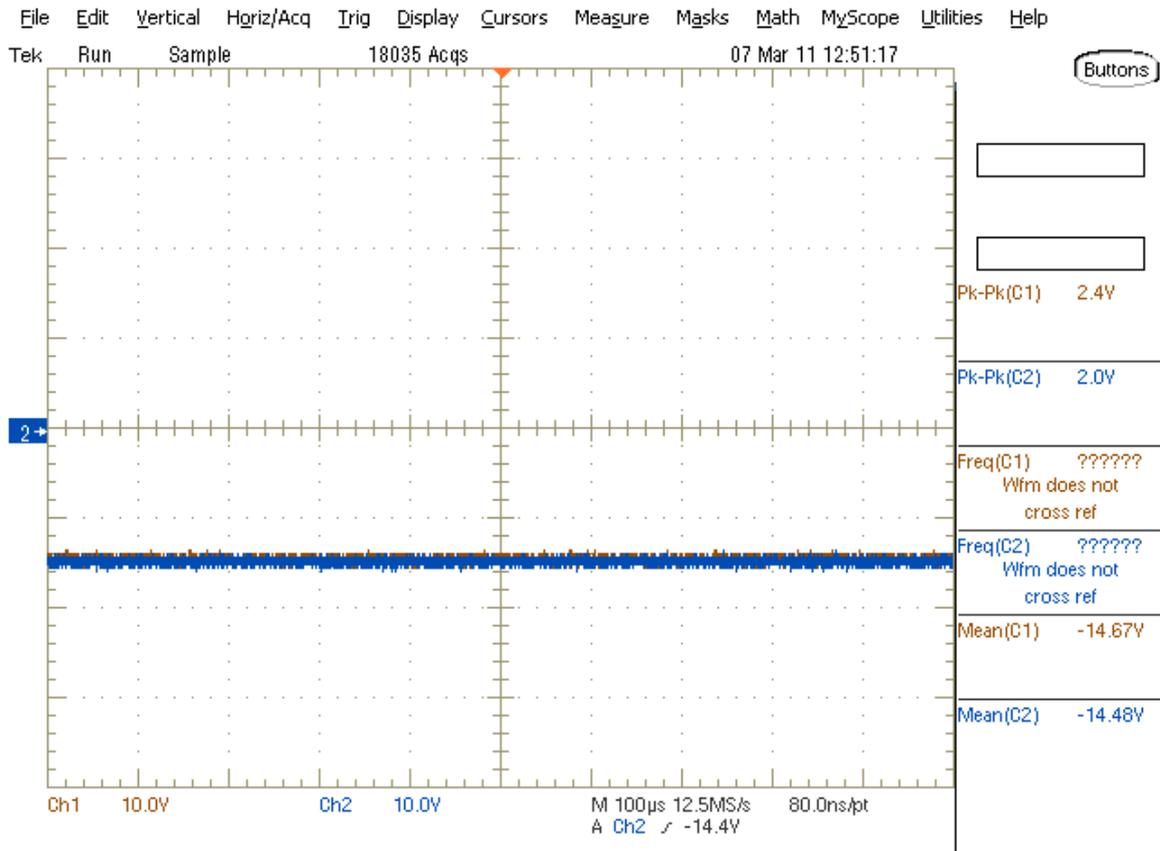


Figura 94 - Acquisizione del segnali V_{ge} sull'IGBT 1A senza modulazione.

In Figura 95 vengono messi a confronto il segnale di pilotaggio uscente dal cRIO con la tensione V_{ge} dell'IGBT 1A. Il segnale di pilotaggio (segnale marrone) ha una frequenza di 5 kHz, un duty cycle di circa il 75% e un'ampiezza di 5,8 V. Quando arriva il segnale di "chiusura" la tensione V_{ge} ha un transitorio, passando da una tensione di -15,3 V a +15,3 V, tale transitorio è dovuto al circuito della scheda driver. Analogo discorso per il segnale di "apertura".

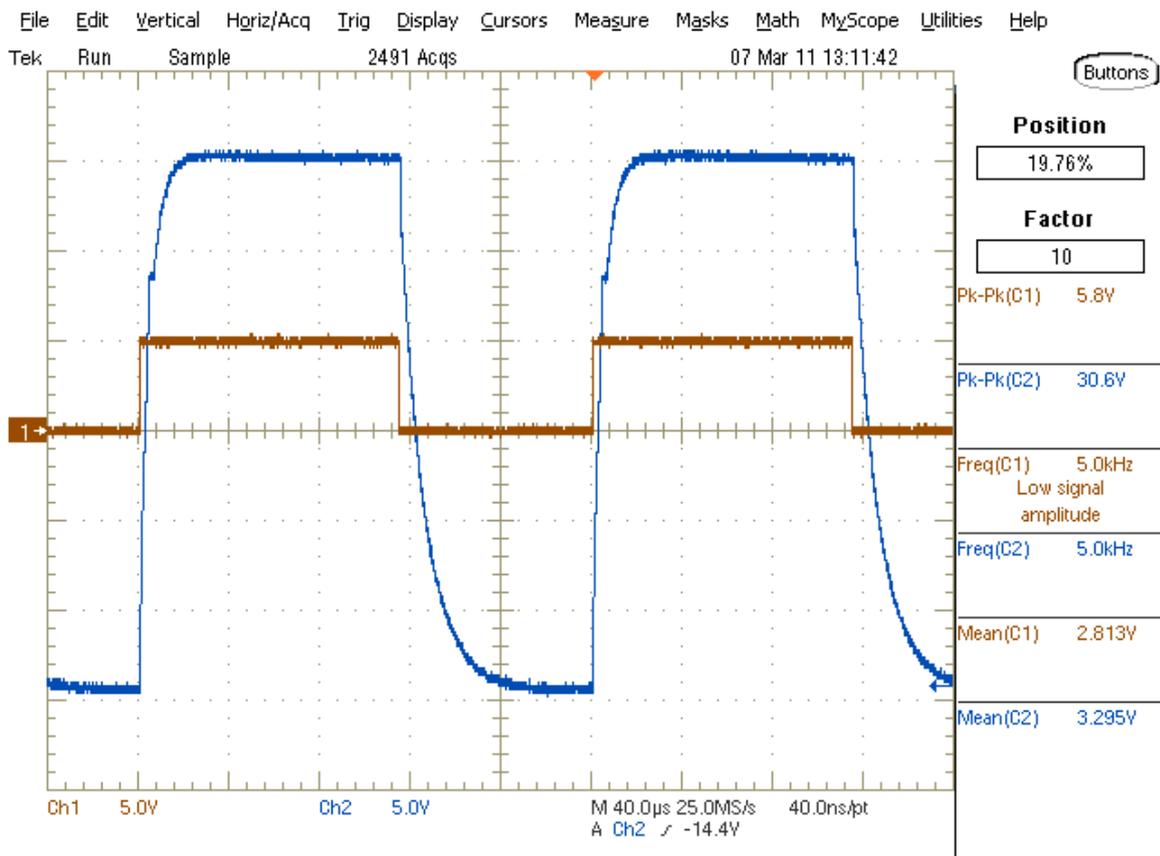


Figura 95 – Acquisizione del segnale V_{ge} sull'IGBT 1A con il segnale di pilotaggio uscente dal cRIO con modulazione attiva.

3.3.2 Verifica del funzionamento dell'inverter con carico RL

Come carico si è scelto un induttore e un resistore collegati in serie (Figura 96 e Tabella 6). La massima tensione continua applicabile al solo resistore, nell'ipotesi di dissipare su di esso la potenza di 300W in maniera continuativa, vale:

$$V = \sqrt[2]{P \cdot R} = \sqrt[2]{300 \cdot 1000} = 548V \quad (27)$$

Considerando il fatto che l'alimentatore utilizzato in fase di collaudo può dare in uscita al massimo una tensione continua di 600V, tale problema può essere trascurato.

Come alimentatore per il bus dc si è scelto un TDK LAMDA modello genesys in Tabella 7 sono riportate le principali caratteristiche e in Figura 97 una foto.

	MARCA	CARATTERISTICHE
Resistore	RS	R=1000 Ω P=300 W
Induttore	CEE ELECTRA S.R.L.	L=0,4 mH In=32 A f=50 Hz

Tabella 6 - Caratteristiche del carico RL per le prove preliminari.

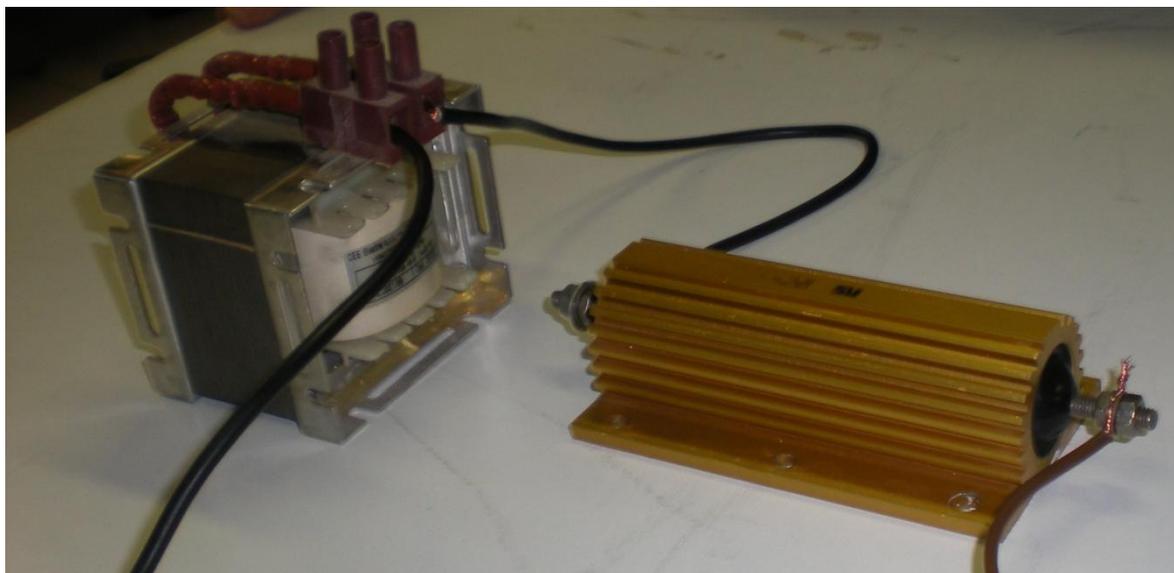


Figura 96 - Foto del carico RL per le prove preliminari.

Tensione in ingresso	380V 50 Hz
Potenza in uscita	3300 W
Tensione in uscita	Max 600 Vdc
Corrente in uscita	Max 5,5 A

Tabella 7 - Caratteristiche dell'alimentatore TDK LAMDA per le prove preliminari.



Figura 97 - Foto dell'alimentatore TDK LAMDA per le prove preliminari.

In Figura 98 è riportata la tensione ai capi del carico RL con inverter in configurazione a mezzo ponte. Si può notare che il duty cycle vale circa 70%

e la tensione misurata vale circa 2V; tale tensione non è quella applicata al carico ma quella in uscita dalla sonda di tensione con cui sono state eseguite le prove, in questo caso essa effettua un'attenuazione di 1/200, quindi l'ampiezza della tensione applicata al carico è di circa 400V.

In Figura 99 sono riportati i segnali V_{ge} sugli IGBT 1A (in marrone) e 1B (in blu) dell'inverter in modulazione, essi presentano lo stesso transitorio durante la commutazione, già visto precedentemente. Si può aggiungere una cosa, quando è chiuso l'IGBT 1A l'IGBT 1B deve rimanere aperto, per evitare di cortocircuitare l'intero ramo.

In Figura 100 è stato fatto un ingrandimento della situazione precedente; si può notare che gli IGBT non sono mai chiusi contemporaneamente, più difficile è capire che il tempo morto vale $10\mu s$ che è stato impostato a livello software.

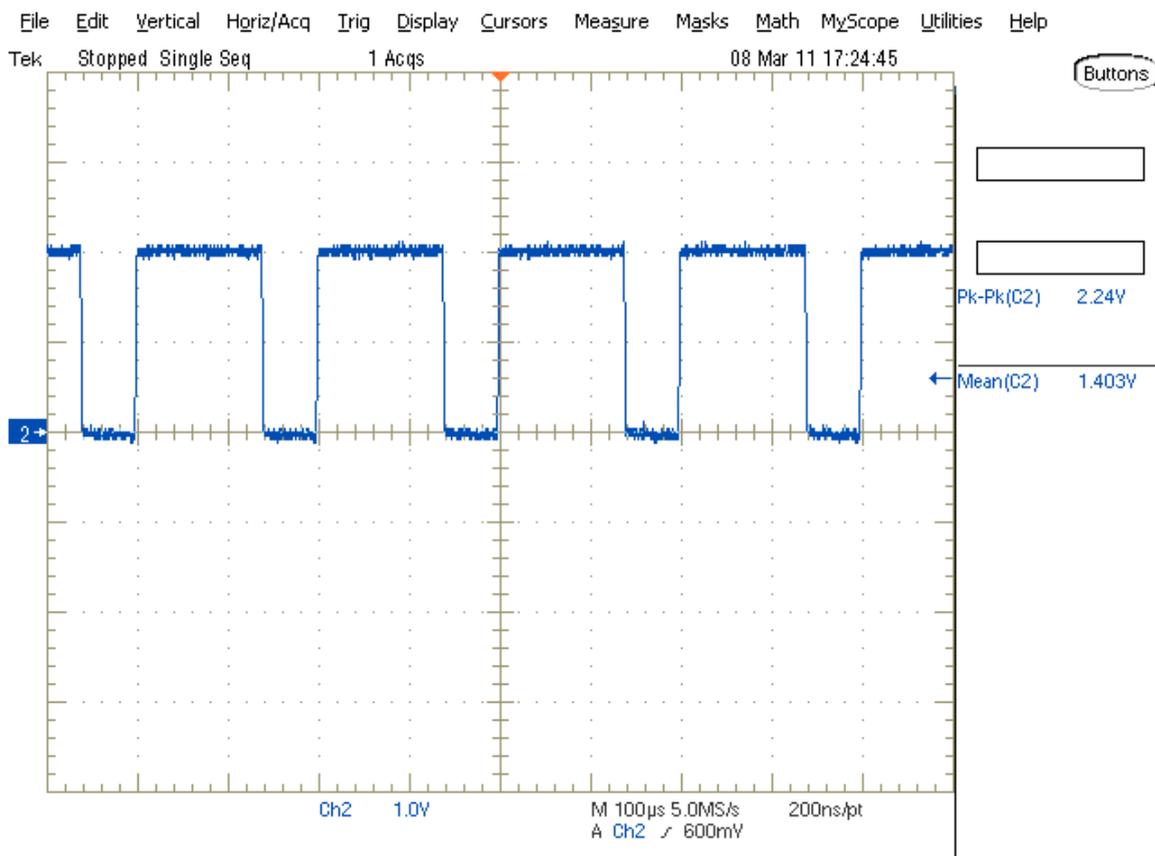


Figura 98 - Acquisizione della tensione sul carico con un solo ramo attivo.

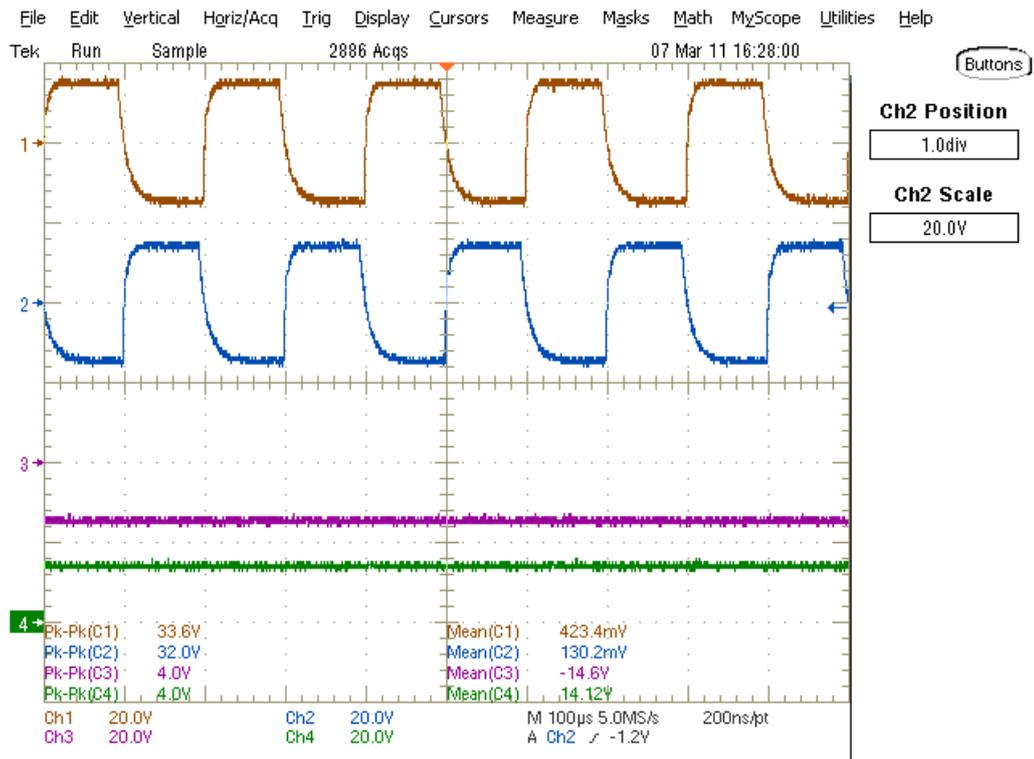


Figura 99 - Acquisizione dei segnali Vge sugli IGBT 1A e 1B dell'inverter in modulazione.

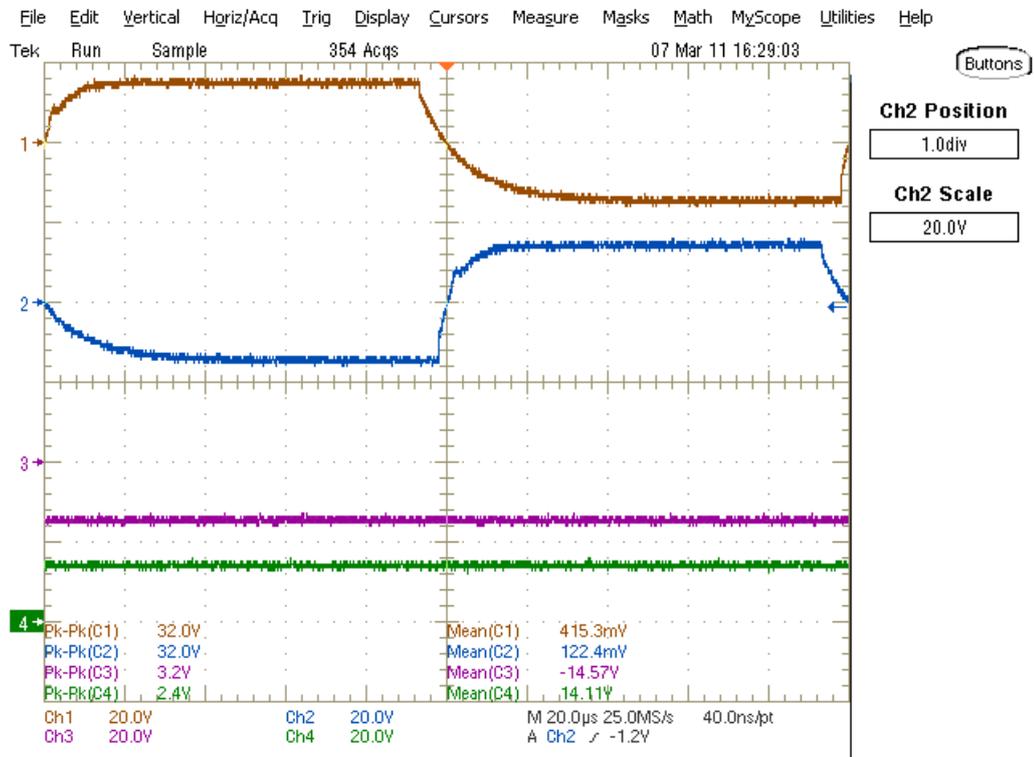


Figura 100 - Acquisizione dei segnali Vge sugli IGBT 1A e 1B dell'inverter in modulazione (ingrandimento).

I risultati seguenti si riferiscono all'inverter in configurazione a ponte.

In Figura 101 è riportata la tensione sul carico con modulazione positiva a 3 livelli (variabile quindi tra 0 V e $+V_{dc}$ o tra 0 e $-V_{dc}$), duty cycle del 30% e ampiezza della tensione al carico di +400 V (da oscilloscopio si legge 2 V, ma sono riferiti ad un'attenuazione di 1/200 dovuta ancora alla sonda); in Figura 102 è raffigurata, invece, la tensione sul carico con modulazione questa volta negativa sempre a 3 livelli, duty cycle del 30% e ampiezza della tensione al carico di -400 V.

In Figura 103, Figura 104 e Figura 105 sono rappresentate le tensioni sul carico con modulazione a 2 livelli (variabile quindi tra $-V_{dc}$ e $+V_{dc}$) con diversi valori di duty cycle; la prima con il 75% , la seconda con il 50%, la terza con il 25% tutte con ampiezza della tensione sul carico che va da -400 V a +400 V perché ora la modulazione è bipolare.

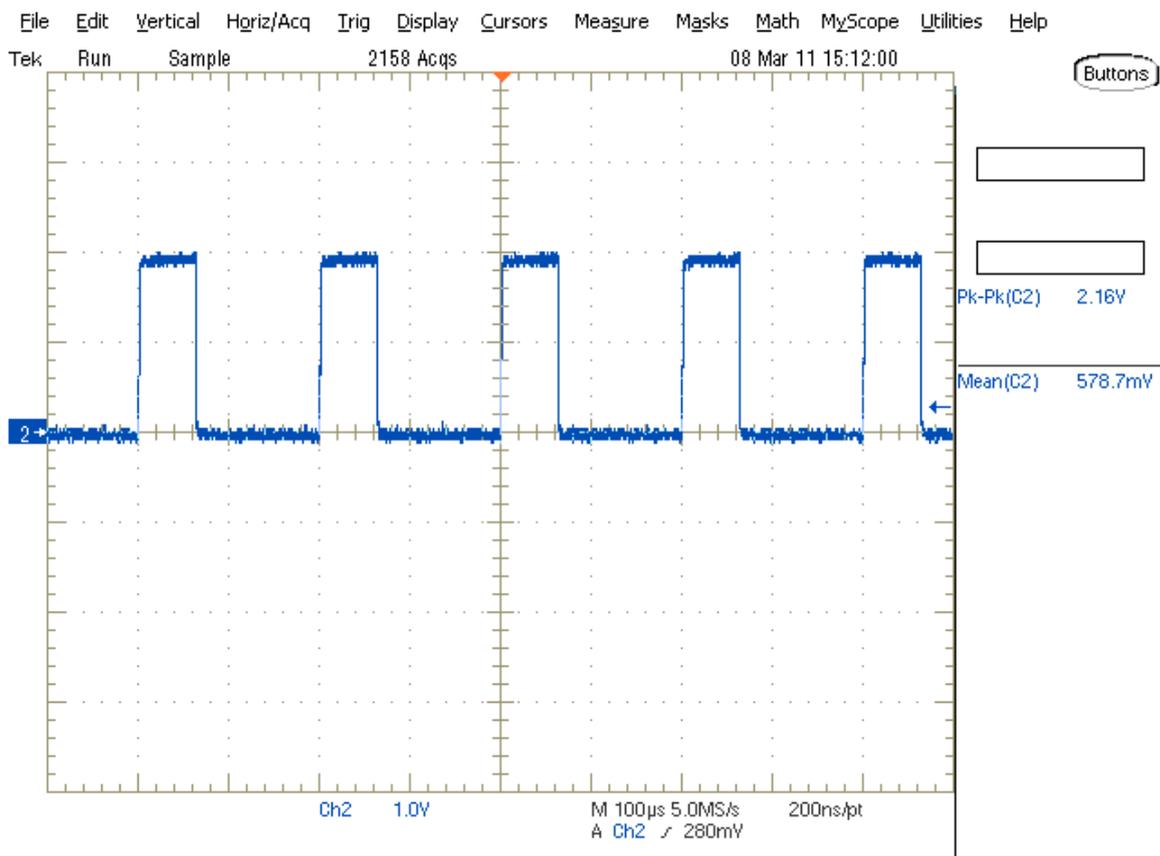


Figura 101 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 3 livelli.

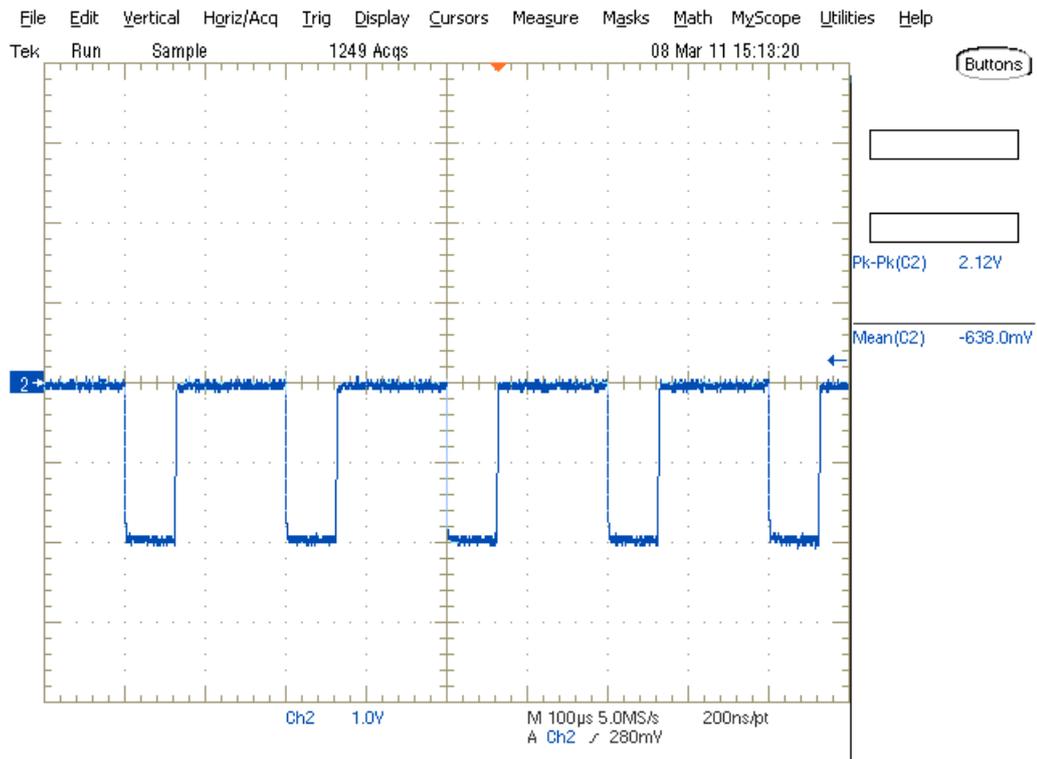


Figura 102 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 3 livelli.

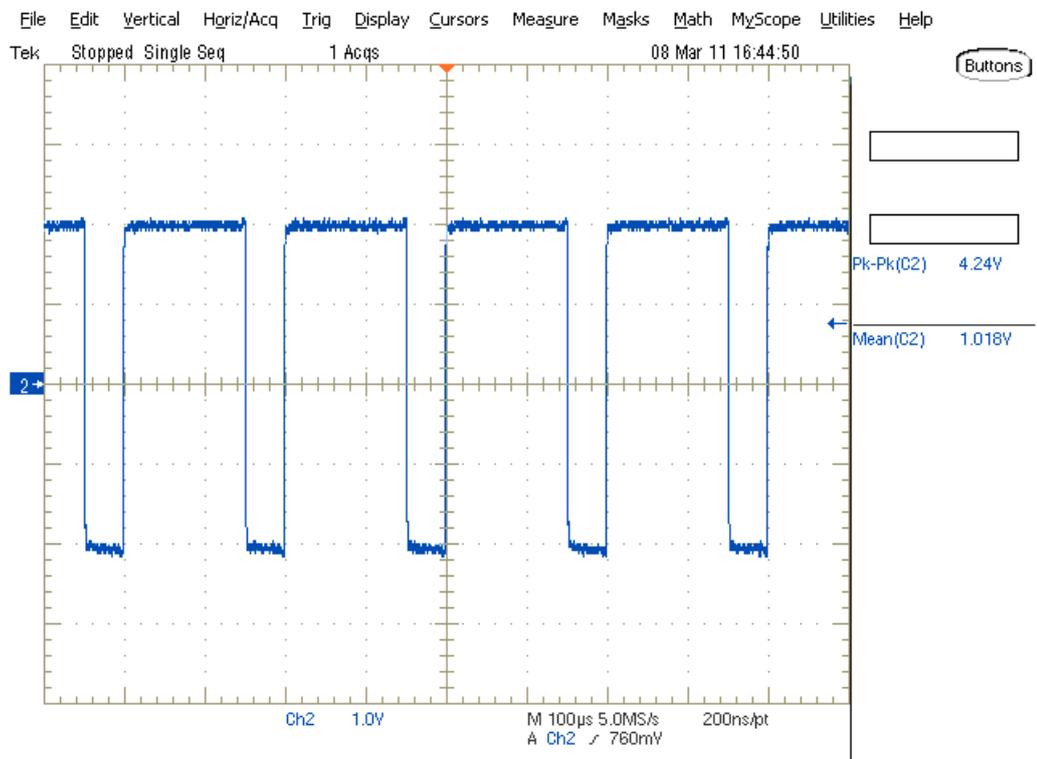


Figura 103 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 2 livelli.

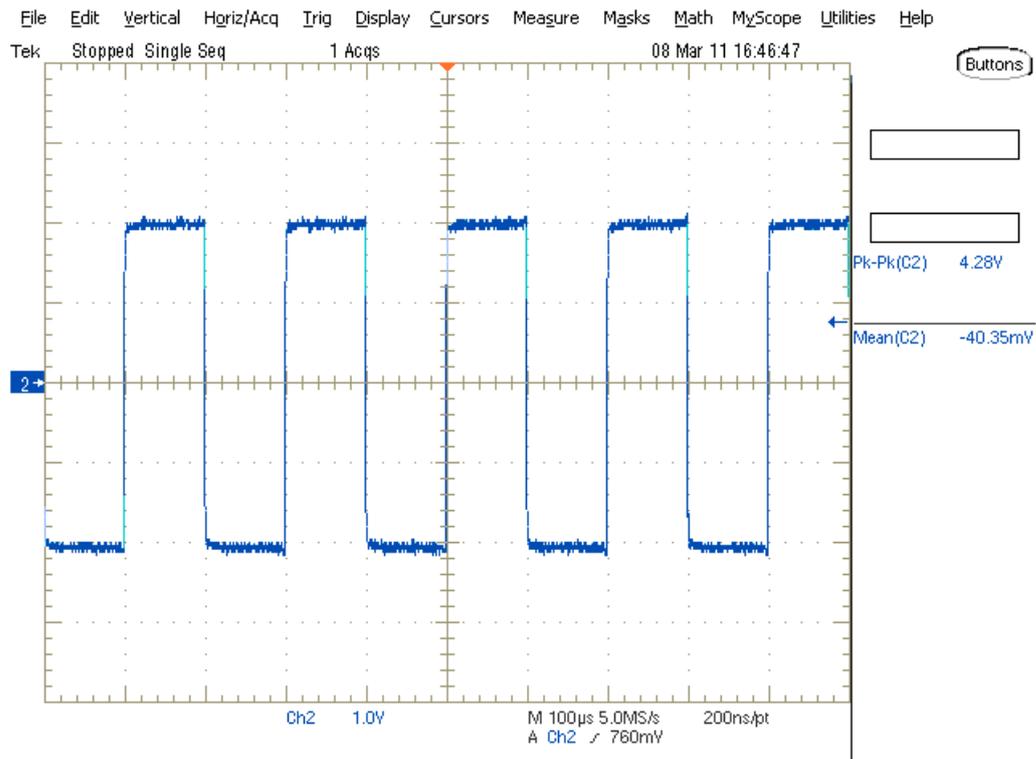


Figura 104 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 2 livelli.

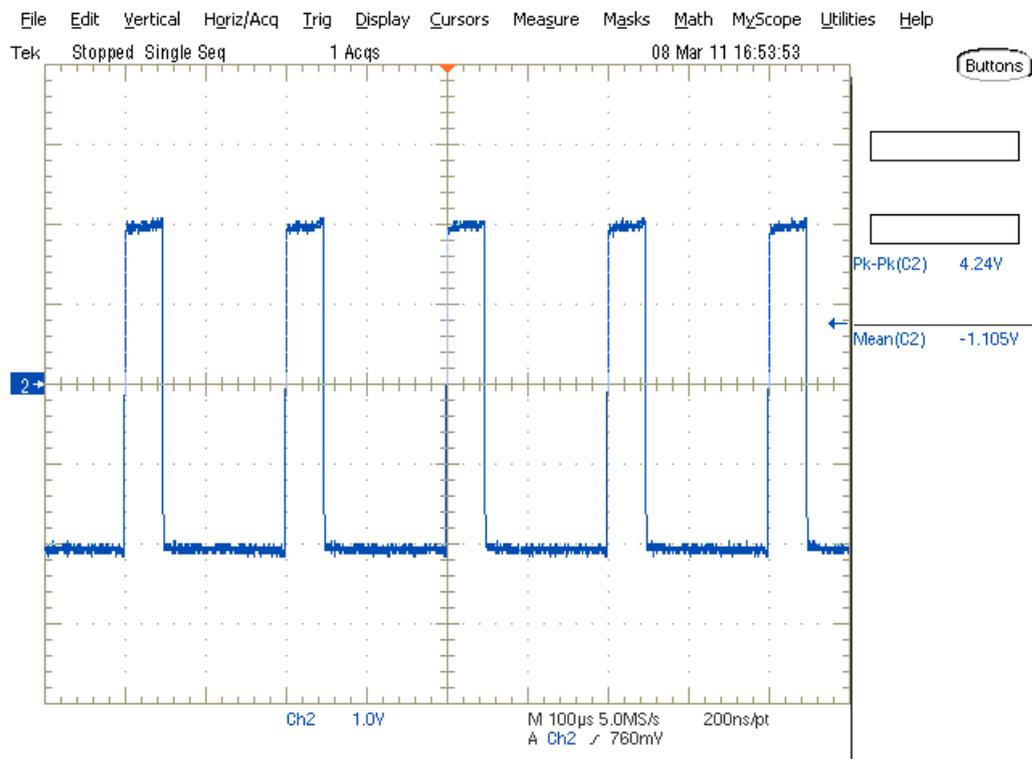


Figura 105 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 2 livelli.

Conclusioni

In questa Tesi di Laurea è stato realizzato un inverter di media tensione. Lo scopo dell'inverter è quello di realizzare prove di vita accelerate di formette e motorette (cioè, modelli in scala ridotta di avvolgimenti di motori preformati e a filo) sottoposte a stress sia elettrico che termico. Ciò permetterà di studiare in modo più accurato i fenomeni di degradazione dell'isolamento nei motori elettrici azionati da convertitori elettronici di potenza (in particolare da inverter).

Infatti, si è osservato che gli attuali motori alimentati da inverter hanno una vita media inferiore a quelli alimentati con la tensione sinusoidale della rete. Il ruolo delle scariche parziali e dello stress elettrico in generale appare evidente. Tuttavia, molto rimane da dire in merito alla sinergia con stress di altra natura, come lo stress elettrico e meccanico. L'utilizzo dell'inverter permetterà di effettuare prove con profili di stress elettrico, termico e meccanico più realistici, chiarendo quindi le relazioni fra i vari tipi di stress. Questo studio potrà migliorare l'affidabilità di molti sistemi alimentati da convertitori DC/AC, in particolare, nel campo della trazione elettrica, nei treni ad alta velocità. I treni ad alta velocità italiani utilizzano motori asincroni con tensione nominale di 3 kV e di potenza 1100 kW.

L'inverter è perfettamente interfacciato con il PC e, tramite un apposito software realizzato in ambiente LabVIEW, è possibile pilotarlo in modo da modificare l'ampiezza, la frequenza della tensione in uscita, impostare una rampa di tensione o inviare in uscita un treno di onde quadre sempre di ampiezza e frequenza definibili dall'operatore. La frequenza massima di

commutazione degli IGBT non può essere superiore a 5 kHz poiché le schede driver non riuscirebbero a controllare correttamente le fasi di apertura e chiusura degli interruttori statici.

Attualmente l'inverter può erogare in uscita onde quadre sia unipolari che bipolari con tensione massima compresa tra -4 kV e $+4$ kV; ma, modificando il software, si possono ottenere anche altre modulazioni, per esempio la PWM.

Per quanto riguarda la sicurezza del sistema, si sono adottate tutte le misure per salvaguardare l'operatore, infatti l'inverter è stato collocato all'interno di una gabbia metallica collegata a terra, e, aprendo la porta, viene immediatamente tolta la tensione, grazie ad un apposito "interlock".

La fase di collaudo ha dato dei risultati positivi, tutti i sottosistemi che compongono l'inverter realizzato sono funzionanti e funzionante risulta essere anche il sistema complessivo; i tempi morti, impostati a livello software, a $10 \mu s$ sono idonei per questa applicazione. L'uscita dell'inverter segue correttamente i parametri impostati dall'utente.

Da notare, infine, che i disturbi irradiati, generati dalla commutazione degli interruttori statici, soprattutto per tensioni superiori al kV, sono notevoli e hanno creato dei problemi. Problemi che sono stati riscontrati sulla scheda di controllo del generatore, scheda contenuta in una scatola di plastica e che, in futuro, dovrà essere sostituita con una metallica, per renderla immune dai disturbi elettromagnetici. Tali problemi, che hanno portato dei malfunzionamenti, riguardano l'accoppiamento tra i disturbi irradiati dall'inverter e il cavo che porta il segnale "kV monitor" dalla scheda di controllo del generatore alla scheda OCP. Per ora, questo problema, è stato risolto grazie all'inserimento di un filtro capacitivo all'estremità del cavo appena accennato dal lato della scheda OCP; tale filtro ha la funzione di deviare verso massa il disturbo che si accoppia e si propaga nel cavo stesso.

Il sistema è funzionante, ma per migliorarne l'affidabilità, dovrà essere sostituito il cavo "kV monitor" con una fibra ottica adattando il sistema a questa semplice ma importante modifica.

Appendice

AutoCAD

AutoCAD è il primo software CAD (computer aided design) sviluppato per PC, introdotto nel 1982 dalla Autodesk.

È utilizzato principalmente per produrre disegni bi/tridimensionali in ambito ingegneristico, architettonico, meccanico, etc. Il documento prodotto è di tipo vettoriale, ovvero le entità grafiche sono definite come oggetti matematico/geometrici: questo permette, diversamente da quanto succede nei documenti grafici di tipo raster, di scalarle ed ingrandirle indefinitamente. È un programma molto utilizzato nelle scuole per le innumerevoli funzioni e capacità che si possono sviluppare.

AutoCAD inoltre permette di creare modelli tridimensionali di oggetti geometrici in modalità vettoriale.

I documenti prodotti con AutoCAD vengono salvati in modo nativo nel formato DWG (drawing); possono però essere esportati in formati diversi, di cui il più comune è il DXF (drawing exchange format), considerato uno degli standard di interscambio di dati CAD tra diverse applicazioni. Altri tipi di formato sono il 3DS (permette l'interscambio dei modelli 3d con altri programmi di modellazione e rendering - nella versione 2007 del programma questa utile funzione è stata disabilitata), il WMF (Windows Metafile), il Design Web Format (DWF) e, attraverso una stampa virtuale, il PLT (il linguaggio interno dei plotter HP).

PSpice

Il programma SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) è un codice per la simulazione numerica di circuiti elettrici ed elettronici analogici e/o digitali. Con Spice è possibile eseguire analisi in regime stazionario DC, AC, transitorie, di Fourier, parametriche, statistiche, etc. L'analisi del circuito elettrico consiste nella determinazione delle grandezze

elettriche caratteristiche dei bi- o multi-poli, note che siano la topologia della rete e le grandezze forzanti. Nell'analisi in regime stazionario SPICE calcola il punto di lavoro del circuito con condensatori disconnessi e induttori corto circuitati. Se una o più delle caratteristiche tensione corrente dei componenti presenti è non lineare, le equazioni risolventi sono anch' esse non lineari (SPICE utilizza un metodo iterativo). L'analisi in transitorio calcola le tensioni di nodo come forma d'onda in funzione del tempo: è un'analisi per grandi segnali. L'analisi in frequenza calcola le tensioni di nodo come numeri complessi, funzioni della frequenza imposta dal generatore sinusoidale applicato in ingresso. Nel caso di circuiti non lineari si fa uso dell'analisi per piccoli segnali.

LabVIEW

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) è l'ambiente di sviluppo integrato per il linguaggio di programmazione visuale di National Instruments. Tale linguaggio grafico viene chiamato Linguaggio G.

LabVIEW viene utilizzato principalmente per acquisizione e analisi dati, controllo di processi, generazione di rapporti, o più generalmente per tutto ciò che concerne l'automazione industriale su diverse piattaforme come Windows, Solaris, Linux, Mac OS, e controllori National Instruments.

Il linguaggio di programmazione usato in LabVIEW si distingue dai linguaggi tradizionali perché grafico (Graphic Language).

La definizione di strutture dati ed algoritmi avviene con icone e altri oggetti grafici, ognuno dei quali incapsula funzioni diverse, uniti da linee di collegamento (wire), in modo da formare una sorta di diagramma di flusso. Tale linguaggio viene definito dataflow (flusso di dati) in quanto la sequenza di esecuzione è definita e rappresentata dal flusso dei dati stessi attraverso i fili monodirezionali che collegano i blocchi funzionali.

Datashett

Moduli IGBT

SECURITY CODE		A		MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION				
Spec. NAME		Prepared by	S.Iura	R E V	A	S.Iura	B	S.Iura
Customer's		Checked by	H.Yamaguchi		I.Umezaki	I.Umezaki		
Std. Spec.		Approved by	M.Yamamoto		Y.Konishi	Y.Konishi		
		DATE	17-Jan.-2003		9-Feb.-2004	29-Oct.-2004		

MITSUBISHI ELECTRIC CORP.
PRELIMINARY

HIGH VOLTAGE IGBT MODULE TARGET SPECIFICATION

1. Type Number CM200HG-130H
2. Structure Flat base type (Insulated package, AlSiC base plate)
3. Application & Customer High power converters & Inverters for traction application
4. Outline See Fig. 1
5. Related Specifications

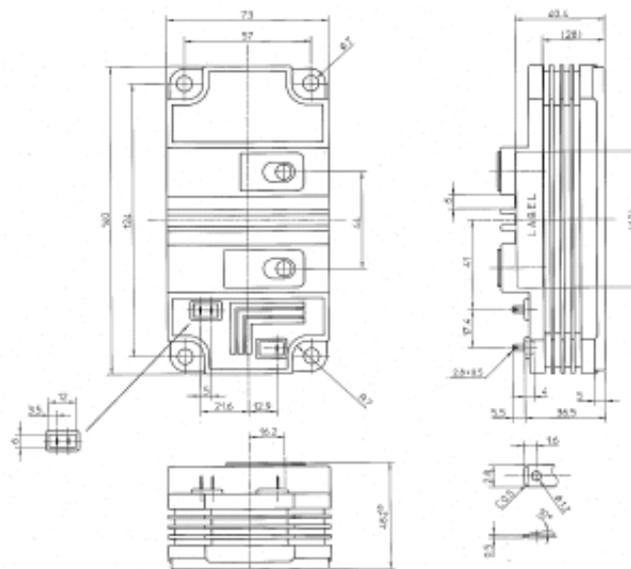


Fig. 1 - Outline drawing

HIGH VOLTAGE IGBT MODULE TARGET SPECIFICATION	HCM-1191-B	(HV-SETSU)	PAGE 1 / 7
---	------------	------------	---------------

6. Maximum Ratings

Item	Symbol	Conditions	Ratings	Unit
6.1 Collector-emitter voltage	V_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}, T_J = -40 \text{ }^\circ\text{C}$	5800	V
		$V_{GE} = 0 \text{ V}, T_J = +25 \text{ }^\circ\text{C}$	6300	
		$V_{GE} = 0 \text{ V}, T_J = +125 \text{ }^\circ\text{C}$	6500	
6.2 Gate-emitter voltage	V_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}, T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	± 20	V
6.3 Collector current	I_C	DC, $T_C = 80 \text{ }^\circ\text{C}$	200	A
	I_{CM}	Pulse ^(note 1)	400	
6.4 Emitter current ^(note 2)	I_E		200	A
	I_{EM}	Pulse ^(note 1)	400	
6.5 Maximum Collector dissipation	P_C	$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$, IGBT part ^(note 3)	2900	W
6.6 Isolation voltage	V_{iso}	Charged part to the baseplate RMS sinusoidal, 60Hz 1min.	10200	V
6.7 Partial discharge	Q_{pd}	$V_1 = 6900 \text{ V}_{rms}, V_2 = 5100 \text{ V}_{rms}$ 60 Hz (acc. to IEC 1287)	10	pC
6.8 Junction temperature	T_J	—	-40 ~ +150	$^\circ\text{C}$
6.9 Storage temperature	T_{stg}	—	-40 ~ +125	$^\circ\text{C}$
6.10 Operating temperature	T_{op}	—	-40 ~ +125	$^\circ\text{C}$
6.11 Maximum turn-off switching current	—	$V_{CC} \leq 4500 \text{ V}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{G(eff)} \geq 72 \text{ } \Omega, T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ^{(See Fig. 2 (a))}	400	A
6.12 Short circuit capability (maximum pulse width)	—	$V_{CC} \leq 4500 \text{ V}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$ $R_{G(eff)} \geq 72 \text{ } \Omega, T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ^{(See Fig. 2 (a))}	10	μs
6.13 Maximum reverse recovery Instantaneous power ^(note 2)	—	$V_{CC} \leq 4500 \text{ V}$ $di/dt \leq 1000 \text{ A}/\mu\text{s}, T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ ^{(See Fig. 2 (a))}	1200	kW

Note 1. Pulse width and repetition rate should be such that junction temperature (T_J) does not exceed T_{Jmax} rating (125 $^\circ\text{C}$).

Note 2. The symbols represent characteristics of the anti-parallel, emitter to collector free-wheel diode (FWD).

Note 3. Junction temperature (T_J) should not exceed T_{Jmax} rating (150 $^\circ\text{C}$).

7. Electrical Characteristics

Item	Symbol	Conditions	Limits			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
7.1 Collector cutoff current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$ $V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	—	—	3	mA
			$T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$	—	10	30	
7.2 Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 20 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$ $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	5.0	6.0	7.0	V	
7.3 Gate leakage current	I_{GSS}	$V_{GE} = V_{CES}, V_{CE} = 0 \text{ V}$ $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	—	—	0.5	μA	

HIGH VOLTAGE IGBT MODULE TARGET SPECIFICATION	HCM-1191-B	(HV-SETSU)	PAGE 2 / 7
--	------------	------------	---------------

MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION

Item	Symbol	Conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
7.4 Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 200\text{ A}$ (note 4) $V_{CE} = 15\text{ V}$				V
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	—	5.10 5.00	—	
7.5 Input capacitance	C_{iss}	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$ $f = 100\text{ kHz}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	—	41	—	nF
7.6 Output capacitance	C_{oss}	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$ $f = 100\text{ kHz}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	—	2.5	—	nF
7.7 Reverse transfer capacitance	C_{res}	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$ $f = 100\text{ kHz}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	—	0.7	—	nF
7.8 Total gate charge	Q_G	$V_{CC} = 3600\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $V_{CE} = 15\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	—	3.3	—	μC
7.9 Emitter-collector voltage (note 2)	V_{EC}	$I_C = 200\text{ A}$ (note 4) $V_{CE} = 0\text{ V}$				V
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$	—	4.00 3.60	—	
7.10 Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 3600\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $V_{GE1} = -V_{GE2} = 15\text{ V}$ $R_{\theta(jc)} = 30\text{ }^\circ\text{C/W}$, $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $t_{GE} = 60\text{ } \mu\text{s}$ (note 5) Inductive load	—	1.20	—	μs
7.11 Turn-on rise time	t_r		—	0.35	—	μs
7.12 Turn-on switching energy	E_{on}	(See Fig. 2 (a), Fig. 3)	—	1.50	—	J/P
7.13 Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{CC} = 3600\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $V_{GE1} = -V_{GE2} = 15\text{ V}$ $R_{\theta(jc)} = 72\text{ }^\circ\text{C/W}$, $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $t_{GE1,off} = 60\text{ } \mu\text{s}$ (note 5) Inductive load	—	6.60	—	μs
7.14 Turn-off fall time	t_{f1}		—	0.50	—	μs
7.15 Turn-off fall time	t_{f2}		—	3.30	—	μs
7.16 Turn-off switching energy	E_{off}	(See Fig. 2 (a), Fig. 3)	—	1.20	—	J/P
7.17 Reverse recovery time (note 2)	t_{rr1}	$V_{CC} = 3600\text{ V}$, $I_C = 200\text{ A}$ $di/dt = -670\text{ A}/\mu\text{s}$ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $t_{GE} = 60\text{ } \mu\text{s}$ (note 5) Inductive load	—	1.00	—	μs
7.18 Reverse recovery time (note 2)	t_{rr2}		—	2.40	—	μs
7.19 Reverse recovery charge (note 2)	Q_{rr}	(See Fig. 2 (a), Fig. 4)	—	370	—	μC
7.20 Reverse recovery energy (note 2)	E_{rec}		—	0.70	—	J/P

Note 4. Pulse width and repetition rate should be such as to cause negligible temperature rise.

Note 5. $t_{GE,off}$ definition is shown as follows.



HIGH VOLTAGE IGBT MODULE TARGET SPECIFICATION	HCM-1191-B	(HV-SETSU)	PAGE 3 / 7
--	------------	------------	---------------

8. Thermal Characteristics

Item	Symbol	Conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
8.1 Thermal resistance	$R_{\theta(j-c)}$	Junction to case IGBT part	—	—	42.0	K/kW
8.2 Thermal resistance ^(note 2)	$R_{\theta(j-f)}$	Junction to case FWDI part	—	—	66.0	K/kW
8.3 Contact thermal resistance	$R_{\theta(c-f)}$	Case to fin ^(note 6) Conductive grease applied	—	18.0	—	K/kW

Note 6. Thermal conductivity is 1W/mK with a thickness of 100 μ m.

9. Mechanical Characteristics

Item	Symbol	Conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
9.1 Mounting torque	—	Main terminal screw : M8	7.0	—	15.0	N·m
9.2 Mounting torque	—	Mounting screw : M6	3.0	—	6.0	N·m
9.3 Mounting torque	—	Auxiliary terminal screw : M4	1.0	—	3.0	N·m
9.4 Mass	—	—	—	0.52	—	kg
9.5 Comparative tracking Index	CTI	—	600	—	—	—
9.6 Clearance	—	—	26.0	—	—	mm
9.7 Creepage distance	—	—	56.0	—	—	mm
9.8 Internal inductance	$L_{C-E(TH)}$	—	—	t.b.d	—	nH
9.9 Internal lead resistance	$R_{C-E(TH)}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	—	t.b.d	—	m Ω

10. Shipping Inspection Report Item ^(note 7)

Static characteristics : I_{CES} [7.1], $V_{GE(TH)}$ [7.2], I_{GESS} [7.3], $V_{CE(TH)}$ [7.4], V_{DC} [7.9]

Switching characteristics : $t_{d(TH)}$ [7.10], t_r [7.11], $t_{d(off)}$ [7.13], t_f [7.14], Short circuit current [6.11]

Note 7. One shipping inspection report with the above item values is submitted when modules are delivered. The conditions are defined in bracket.

HIGH VOLTAGE IGBT MODULE TARGET SPECIFICATION	HCM-1191-B	(HV-SETSU)	PAGE 4 / 7
--	------------	------------	---------------

Driver

1SD210F2



Description and Application Manual

signal is acknowledged by the interface, any malfunction of the fiber-optic links can also be detected by the host controller.

How Do SCALE Plug-and-Play Drivers Work in Detail

Overview

6.5kV SCALE plug-and-play drivers are single-channel drivers for high-voltage IGBTs. They are equipped with the usual protection functions integrated in all drivers of the SCALE driver family, including V_{ce} monitoring for short-circuit protection, operation inhibit after fault, supply under-voltage shutdown and status feedback [3].

Outstanding features of SCALE plug-and-play drivers are: compact size, simple mounting (directly onto the IGBT module) and the active-clamping function. Active clamping is a technique designed to protect the IGBTs against overvoltage during turn-off. It is particularly relevant when turning off an IGBT in cases of high collector current or short circuit.

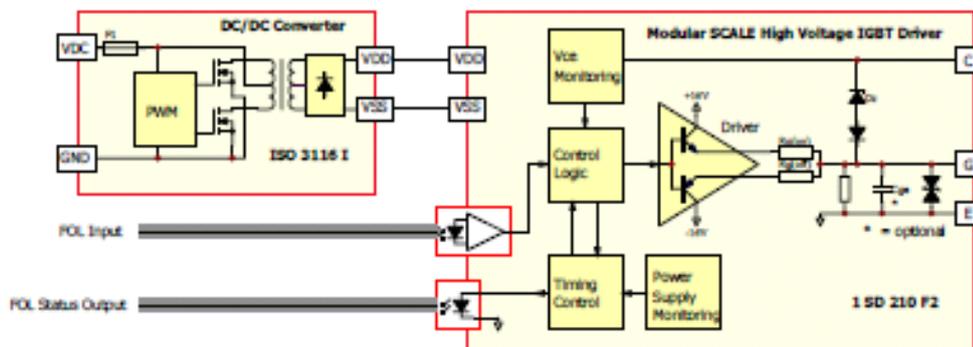


Fig. 3 Block diagram of SCALE plug-and-play driver 1SD210F2 with external DC/DC converter

Power supply and electrical insulation

In contrast to the other SCALE plug-and-play drivers (e.g. 1SD418F2 or 1SD536F2), the drivers of the 1SD210F2 family are modular in the sense that the driver card and power supply (DC/DC converter) are two separate units.

Description and Application Manual

Thanks to this modular concept, any driver unit that was developed to match a specific IGBT module can be used for any required insulation specifications. Only the separate power supply unit must be chosen or adjusted to a specific application. On the basis of this concept, the drivers for IGBTs in the voltage range from 3.3 to 6.5 kV can be implemented in 2-level, 3-level and multi-level inverter topologies.

The driver unit is mounted directly onto the IGBT module by means of three screws. The power supply unit is designed as a separate module attached close to the IGBT (see Fig. 4)



Fig. 4 Complete modular driver system with DC/DC converter, IGBT module and driver

Note that the DC/DC converter needs a stabilized +15V supply voltage.

An automatic-reset thermal fuse protects the power supply, wiring and driver PCB in case of incorrect polarity or IGBT and driver defects.

Separate data sheets [2] are available on the corresponding DC/DC converters.

Undervoltage protection

The driver circuitry includes an under-voltage protection unit which inhibits the turn-on of an IGBT in the event that the power supply voltage is too low.

Even in such a case, the driver provides a low impedance path between the IGBT gate and emitter.

Description and Application Manual

Within a half-bridge, it is strongly recommended not to operate the IGBTs in the event of a low supply voltage to any IGBT driver. Otherwise, a high rate of increase of V_{ce} might cause a partial turn-on of these IGBTs.

 V_{ce} monitoring / short-circuit protection

The SCALE plug-and-play driver performs short-circuit protection based on V_{ce} monitoring, i.e. the collector-emitter voltage is monitored at turn-on and in the on-state.

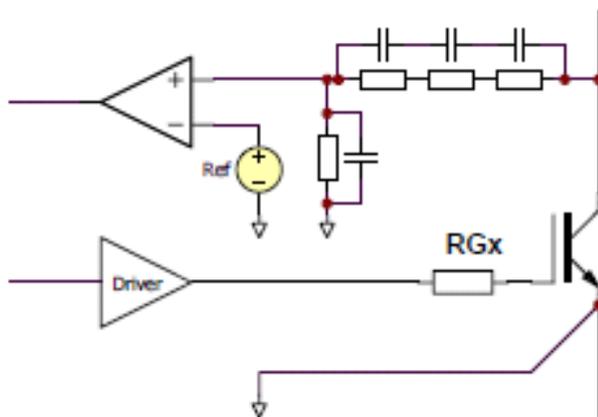


Fig. 5 V_{ce} desaturation monitoring

Figure 5 shows the basic circuit for V_{ce} monitoring implemented in 1SD210F2 drivers. The collector-emitter voltage is scaled down by a high-impedance voltage divider. To detect a short circuit, V_{ce} is checked a few microseconds after the turn-on command (response time). If this voltage exceeds 1200 V, the driver detects a short circuit at the IGBT. The IGBT is then (depending on the operating mode, see page 13) either turned off immediately, or else a failure status is transferred to the host controller which then initiates turn-off of the IGBTs. The failure state is locked for a period of 1 second and then fed back to the optical link (the light is off for 1 second). The V_{ce} monitoring threshold cannot be changed according to the application.

This relatively high threshold voltage is required because high-voltage IGBTs, particularly in the event of higher load currents, do not approach the specified saturation voltage within a period of 10 μ s which defines the maximum short-circuit time. This must not be exceeded in order to avoid thermal breakdown of the IGBT.

Description and Application Manual

Note: This particular function is for short-circuit detection only and cannot provide overcurrent protection. However, overcurrent detection has a lower time priority and can be easily ensured by the application.

Note: In contrast to some other approaches, the V_{ce} -monitoring mode implemented here does not charge the DC-link capacitors during the IGBT's off-state.

Turning the IGBT on / commutation of diode current

When light enters the fiber-optic receiver, the gate driver instructs the IGBT to turn on. The driver already includes the gate resistors which are matched to the particular IGBT module.

The driver is optimized to minimize switching losses in the case of relatively low inductances within the power stack. It is recommended that the commutation behavior within the final system assembly be verified against the data provided by the IGBT module manufacturer.

Turning the IGBT off

The IGBT is turned off when no light enters the fiber-optic receiver. The gate resistors are determined by CONCEPT and should not be altered.

Fast turn-off of the IGBT may cause an overvoltage which increases with a rising DC-link voltage or load current. The turn-off overvoltage can be approximated by:

$$V_{tr} = -L_s * di/dt$$

where V_{tr} is the turn-off overvoltage and L_s the stray inductance.

See Fig. 6 for the test circuit and switching behavior.

Most drivers cannot limit the overvoltage in the event of overload and short circuit. However, this capability is essential for high-power IGBTs. To solve this problem, SCALE plug-and-play drivers provide the active clamping function described below.

Active clamping

Active clamping is a technique designed to turn the IGBT on partially whenever the collector-emitter voltage exceeds a predefined threshold. The IGBT is then kept in linear operation. The basic circuitry is shown in Fig. 7. For further details, refer to /4/.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Remarks	Min	Max	Units
Supply voltage V_{DC}	VDC to GND (Note 1)	0	17.3	V
Gate peak current I_{out}	Note 8	-6	+10	A
Average supply current I_{DC}	Standard and Opt. 1 (Note 3)		190	mA
	Opt. 2 (Note 3)		225	mA
Output power gate driver	Notes 3,11		2	W
Switching frequency	Note 11		5	kHz
DC-link voltage	Note 5		4400	V
Operating temperature	Note 11	-40	+85	°C
Storage temperature		-40	+90	°C

Electrical Characteristics

All data refer to +25°C and $V_{DC} = 16.4V$ unless otherwise specified

Power supply	Remarks	Min	Typ.	Max	Units
Nominal supply voltage V_{DC}	VDC to GND (Note 1)	15.5	16.4	16.8	V
Supply current I_{DC}	Without load (Note 2)				
	Standard and Opt. 1		80		mA
	Opt. 2		115		mA
Turn-on threshold V_{th}	Note 4		14		V
Hysteresis on/off	Note 4		1.0		V

Short-circuit protection	Remarks	Min	Typ.	Max	Units
V_{ce} -monitoring threshold	Between aux. terminals		1200		V
Response time	3-level mode (Notes 10,18)		10.8	11.5	µs
Response time	2-level mode (Notes 6,18)		11.6	12.4	µs
Blocking time	2-level mode (Note 7)		1		s

Timing characteristics	Remarks	Min	Typ.	Max	Units
Turn-on delay $t_{pd(on)}$	Note 12		430		ns
Turn-off delay $t_{pd(off)}$	Note 12		520		ns
Output rise time $t_{r(out)}$	Note 9		100		ns
Output fall time $t_{f(out)}$	Note 9		100		ns
Acknowledge delay time	At status output (Note 13)		450		ns
Acknowledge pulse width	At status output	0.7		1.8	µs

Alimentatore scheda driver

ISO3116I

CONCEPT

Data Sheet

Dimensions

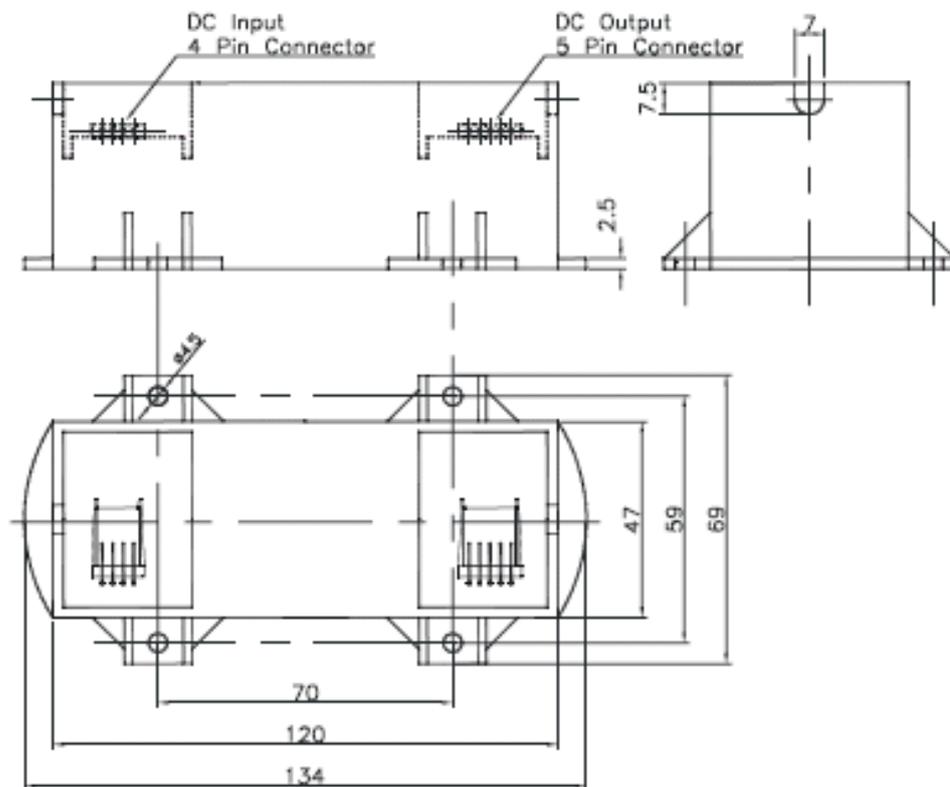


Fig. 2 Mechanical Drawing ISO3116I

Pin Designation**DC input (4-pin connector)**

- 1 = GND-IN
- 2 = V_{IN} (+15V input, referred to GND-IN)
- 3 = V_{IN}
- 4 = GND-IN

DC output (5-pin connector)

- 1 = GND-OUT
- 2 = GND-OUT
- 3 = V_{OUT} (+16V output, referred to GND-OUT)
- 4 = GND-OUT
- 5 = GND-OUT

Notes: Pin 1 and designators IN and OUT are labeled on the PCB. The pin assignment allows the connectors to be flipped and daisy-chain cables to be used.

Manufacturer of the connectors

FCI (formerly Berg Electronics), Link: www.IGBT-Driver.com/go/fci

- DC-input female connector housing:
"FCI Basics" 4 pin; Part no. 65039-033
- DC-output female connector housing:
"FCI Basics" 5 pin; Part no. 65039-032
- Crimp contacts :
"Mini PV contact"; Part no. 48236-002
- Manual crimp tool:
HT 208

If you have problems finding a local supplier, CONCEPT will deliver all these parts. CONCEPT can also assemble cord sets according to the customer's specification.

Data Sheet

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Remarks	Min	Max	Units
Dielectric test voltage (50Hz/1min)				
for ISO3116I-45			7.4	kV _{AC(eff)}
for ISO3116I-65			10.2	kV _{AC(eff)}
for ISO3116I-100			15.2	kV _{AC(eff)}
for ISO3116I-120			18.0	kV _{AC(eff)}
Input voltage	V _{IN} to GND-IN (Note 1)	0	16	V
Average output current	Note 3		280	mA
Output power	Notes 3,7		4.5	W
Operating temperature	Ambient (Note 7)	-40	+85	°C
Storage temperature		-40	+90	°C

Electrical Characteristics

All data refer to +25°C and an input voltage of 15V, unless otherwise specified.

Input characteristics	Remarks	Min	Typ.	Max	Units
Nominal input voltage	V _{IN} to GND-IN (Note 1)	14.0	15.0	15.5	V
Input current	Without load (Note 9)	30	45	120	mA
Input current	Load 250mA (Note 6)		330	400	mA
Turn-on threshold	Note 4		11.5		V
Turn-off threshold	Note 4		11.4		V

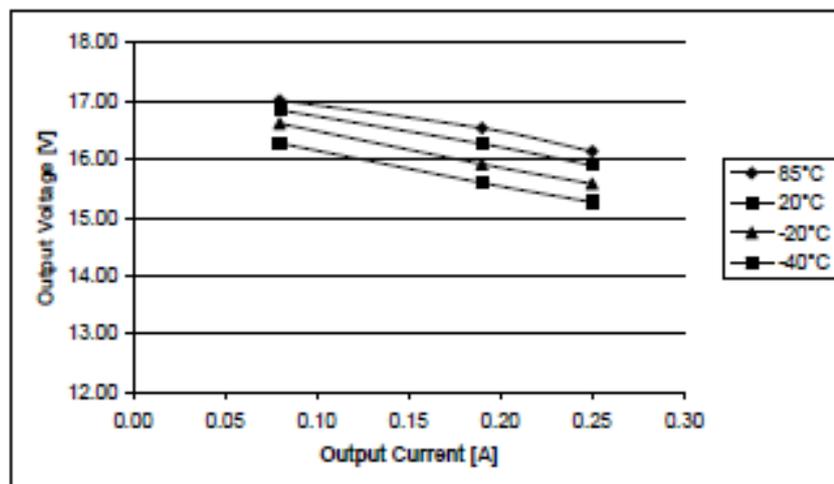
Overload protection

Not implemented Notes 3,7

Output characteristics	Remarks	Min	Typ.	Max	Units
Output voltage	Load 160mA (Note 1)		16.4		V
Average output current	Note 3		190	250	mA
Output power	Notes 3,7		3	4	W
Static output resistance	Notes 1,3,8		5.5		Ohm
Internal storage capacitor	At V _{OUT}		23		µF
External storage capacitor	At V _{OUT} , application-specific			120	µF

Electrical insulation	Remarks	Min	Typ.	Max	Units
ISO3116I-45:					
Operating voltage	Note 5			4.5	kV
Dielectric test voltage (50Hz/1min)	Note 10			7.4	kV _{AC(eff)}
Partial discharge ext. voltage	IEC1287 / <10pC	3.6			kV _{AC(eff)}
ISO3116I-65:					
Operating voltage	Note 5			6.5	kV
Dielectric test voltage (50Hz/1min)	Note 10			10.2	kV _{AC(eff)}
Partial discharge ext. voltage	IEC1287 / <10pC	5.1			kV _{AC(eff)}
ISO3116I-100:					
Operating voltage	Note 5			10.0	kV
Dielectric test voltage (50Hz/1min)	Note 10			15.2	kV _{AC(eff)}
Partial discharge ext. voltage	IEC1287 / <10pC	7.8			kV _{AC(eff)}
ISO3116I-120:					
Operating voltage	Note 5			12.0	kV
Dielectric test voltage (50Hz/1min)	Note 10			18.0	kV _{AC(eff)}
Partial discharge ext. voltage	IEC1287 / <10pC	9.4			kV _{AC(eff)}
Creepage distance	Note 2	63			mm
Coupling capacitance	Between V _{IN} and V _{OUT}		3		pF

Output characteristics



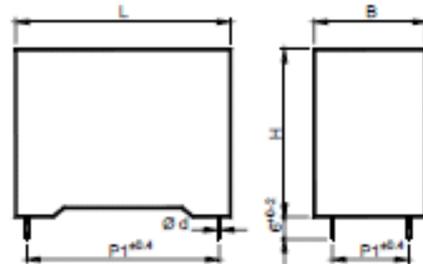
Condensatori

ARCOTRONICS

C4AE
MKP Series
BOX CAPACITORS
DC-LINK APPLICATIONS

General characteristics

- Self-Healing
- High Capacitance Density
- Low losses
- High ripple current
- High contact reliability
- Suitable for high frequency applications



TECHNICAL DATA

General technical data	VDE 0560-12 – IEC 1071 – EN 61071
Application class (DIN 40040)	GPD / LS
Temperature range (Case)	-40 to +85 °C
Max ambient temperature	+70 °C
Capacitance tolerance code (15 th digit)	J = ± 5 % ; K = ± 10%
Max repetitive peak Voltage	1.15 x Vn (max 30 min. within one day)
Max non-repetitive max Peak current	$I_{peak} \times 1.5$
Test voltage terminal to terminal U_{TT}	1,5 Un for 10 seconds at 25°C
Test voltage terminal to case U_{TC}	2kV - 50Hz for 10 seconds
Dissipation factor (tgδ)	$\leq 5 \times 10^{-4}$ at 1 kHz and 20 °C
Permissible relative humidity	Annual average $\leq 70\%$ on 30 days / year randomly distributed throughout the year 85%; dewing not admissible.
IEC climatic category	40 / 85 / 56 according to IEC 68-1
Capacitance deviation in the operating temperature range of -40 to +85 °C	$\pm 2\%$ max on capacitance value measured at +25 °C
Change of capacitance versus operating time	-5% after 100.000 hours at Un
Case components	Solvent resistant plastic case with epoxy and polyurethanic resin sealing; Flame retardant execution (UL class 94 V0).
Terminals	Tinned copper 2x2 wires (See figure on top)
Installation	Whatever Position
Life Expectancy	≥ 100.000 hours at Un
Failure quota	300 / 10 ⁶ components hour

PEAK VOLTAGE TABLE

Un	450 V	700 V	900 V	1100 V
U _{max}	660 V	1000 V	1250 V	1500 V

GENERAL CHARACTERISTICS

Code	C µF	Un Vdc	dv/dt V/µs	I _{max} A	ESL nH	ESR 70°C @ 10kHz mΩ	I _{max} 70°C @ 10kHz A	DIMENSIONS mm				
								B	H	L	p	p1
C4AEGBW5300A3FJ	30	450	21	616	30	10.54	8	20	40	41.5	37.5	10.2
C4AEGBW5350A3JJ	35	450	21	719	30	9.05	9	28	37	42.5	37.5	10.2
C4AEGBW5400A3HJ	40	450	21	822	30	7.97	10	24	44	41.5	37.5	10.2
C4AEGBW5500A3LJ	50	450	21	1027	30	6.42	12	30	45	42	37.5	20.3
C4AEGBW5750A3MJ	75	450	14	1039	35	5.45	14	30	45	57.5	52.5	10.2
C4AEGBW5100A3NJ	100	450	14	1368	35	4.17	17	35	50	57.5	52.5	20.3
C4AEJBW5150A3FJ	15	700	13	196	30	6.33	10	20	40	41.5	37.5	5.1
C4AEJBW5200A3JJ	20	700	13	262	30	4.78	12	28	37	42.5	37.5	10.2
C4AEJBW5220A3HJ	22	700	13	287	30	4.39	13	24	44	41.5	37.5	10.2
C4AEJBW5300A3LJ	30	700	13	390	30	3.28	15	30	45	42	37.5	20.3
C4AEJBW5450A3MJ	45	700	10	450	35	3.55	17	30	45	57.5	52.5	20.3
C4AEJBW550A3NJ	55	700	10	550	35	3.08	21	35	50	57.5	52.5	20.3
C4AEOBW5120A3FJ	12	900	16	196	30	6.38	10	20	40	41.5	37.5	10.2
C4AEOBW5140A3JJ	14	900	16	224	30	5.49	11	28	37	42.5	37.5	10.2
C4AEOBW5150A3HJ	15	900	16	256	30	4.85	13	24	44	41.5	37.5	10.2
C4AEOBW5200A3LJ	20	900	16	327	30	3.93	15	30	45	42	37.5	20.3
C4AEOBW5300A3MJ	30	900	11	330	35	4.23	16	30	45	57.5	52.5	20.3
C4AEOBW5400A3NJ	40	900	11	441	35	3.25	20	35	50	57.5	52.5	20.3
C4AEOBW4800A3FJ	8	1100	20	157	30	8.00	9	20	40	41.5	37.5	10.2
C4AEOBW5100A3JJ	10	1100	20	196	30	6.43	11	28	37	42.5	37.5	10.2
C4AEOBW5120A3LJ	12	1100	20	235	30	5.42	13	30	45	42	37.5	20.3
C4AEOBW5200A3MJ	20	1100	13	265	35	5.25	14	30	45	57.5	52.5	20.3
C4AEOBW5250A3NJ	25	1100	13	331	35	4.27	17	35	50	57.5	52.5	20.3

SINGLE PACKING UNIT

Box dimensions	N° of pieces	Weight kg	Box dimensions	N° of pieces	Weight kg
20x40x41.5	54	3.0	30x45x42	36	3.4
28x37x42.5	36	2.7	30x45x57.5	27	3.2
24x44x41.5	42	3.2	35x50x57.5	23	3.5

Trasduttore di corrente



Current Transducer LF 306-S

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 300 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	300	A
I_V	Primary current, measuring range	0 .. ± 500	A
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin} R_{Mmax}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 300 \text{ A}_{max}$ @ $\pm 500 \text{ A}_{max}$	0 37 Ω 0 8 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 300 \text{ A}_{max}$ @ $\pm 500 \text{ A}_{max}$	10 56 Ω 10 20 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	150	mA
K_N	Conversion ratio	1 : 2000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	20 (@ $\pm 15\text{V}$) + I_V	mA

Accuracy - Dynamic performance data

$X_{0.1}$	Overall accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.4	%
E_L	Linearity error	< 0.1	%
I_0	Offset current @ $I_V = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ Max	mA
I_{0M}	Residual current ¹⁾ @ $I_V = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.20	mA
I_{0T}	Thermal drift of I_0 $-25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.20 ± 0.64	mA
t_{90}	Reaction time @ 10 % of I_{Vmax}	< 500	ns
t_{95}	Response time ²⁾ @ 90 % of I_{Vmax}	< 1	μs
dI/dt	dI/dt accurately followed	> 100	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 100	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	$-25 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	$-40 \dots +90$	$^\circ\text{C}$
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	34	Ω
m	Mass	60	g
	Standards	EN 50178 : 1997	

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Application Domain

- Industrial.

Notes : ¹⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit
²⁾ With a dI/dt of 100 A/ μs .

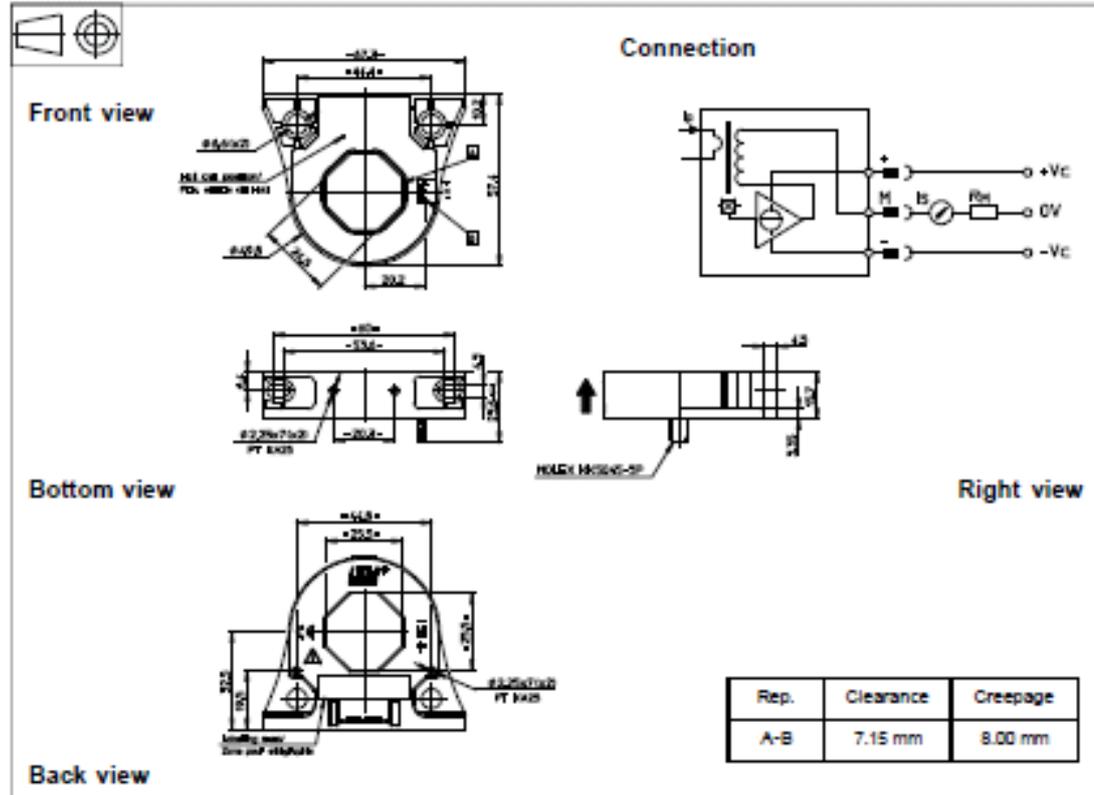
LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

070424/9
Page 10

LEM

www.lem.com

Dimensions LF 306-S (in mm, 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.5 mm
- Fastening transducer
 - Flat position
 - 2 holes \varnothing 6.6 mm
 - 2 M6 steel screws
 - Recommended fastening torque 4.2 Nm or 3.1 Lb.-Ft.
 - Or
 - 2 holes \varnothing 2.25 mm
 - 2 x PT KA25 screws
 - Recommended fastening torque 0.3 Nm or 0.22 Lb.-Ft.
 - Vertical position
 - 2 holes \varnothing 4.3 mm
 - 2 M4 steel screws
 - Recommended fastening torque 3 Nm or 2.21 Lb.-Ft.
 - Or
 - 2 holes \varnothing 2.25 mm
 - 2 x PT KA25 screws
 - Recommended fastening torque 0.3 Nm or 0.22 Lb.-Ft.
- Primary through-hole 25.5 x 25.5 mm
- Connection of secondary Molex 5045-03/AG

Remarks

- I_p is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 100°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...),

Trasduttore di tensione



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin}	R_{Mmax}			
				with ± 12 V	Ⓢ ± 10 mA _{rms}	30
			Ⓢ ± 14 mA _{rms}	30	100	Ω
		with ± 15 V	Ⓢ ± 10 mA _{rms}	100	350	Ω
	Ⓢ ± 14 mA _{rms}	100	190	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (Ⓢ ± 15V) + I_P	mA			
V_A	R.m.s. voltage for AC Isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_i , which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_a	Overall Accuracy @ $I_P, T_A = 25^\circ\text{C}$	Ⓢ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%	
		Ⓢ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%	
E_L	Linearity		< 0.2	%	
I_0	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max		
I_{DT}	Thermal drift of I_0	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
			40		μs
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}				

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary
²⁾ $R_i = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)
³⁾ A list of corresponding tests is available

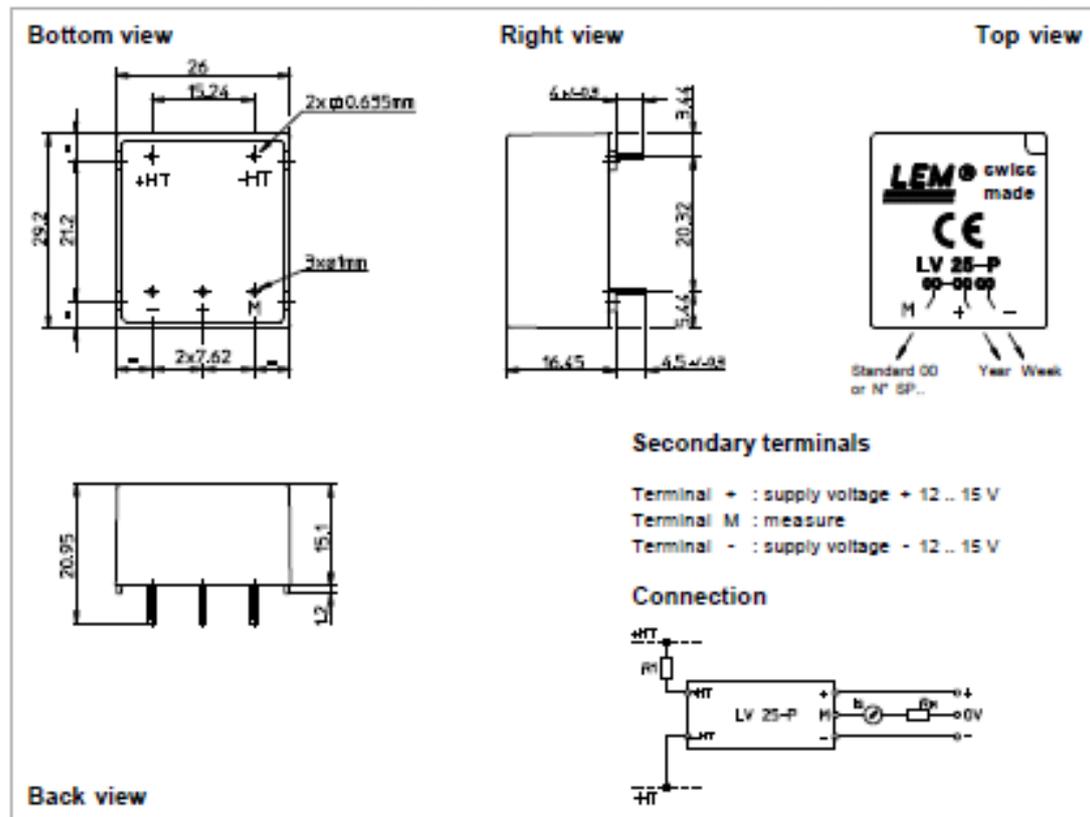
981125/14

LEM Components

www.lem.com

Tope Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0868 Fax: (02) 8228-0868 http://www.censor.com.tw e-mail: tope@mc1.hinet.net

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_p is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{m1} = 250$ V

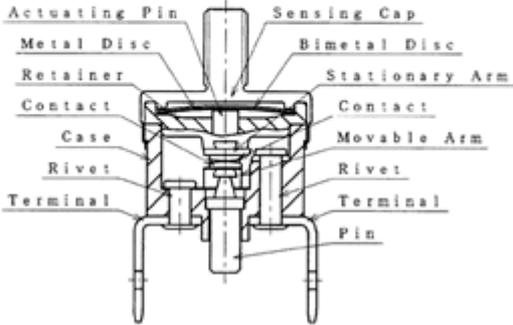
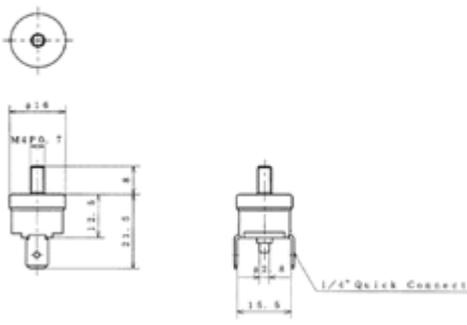
a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA	Accuracy = ± 0.8 % of V_{m1} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA	Accuracy = ± 1.6 % of V_{m1} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1) in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

Sensore di temperatura

Manual Reset	
TYPE 05N / 05X	
 <p>Type 05N / 05X</p>	1/2" Bimetallic Disc Thermostat
	Manual Reset
	05N: 125VAC / 15A, 250VAC / 10A
	05X: 125VAC / 0.1A, 30VDC / 0.1A
Standard: UL-E43273, CSA-LR67166	
Item	Specifications
Basic Features	Manual Reset, SPST Bimetallic Disc Thermostat
Operation	A: Contacts open on temperature rise
Electrical Rate	Resistive: 125 VAC / 15A, 250VAC / 10A
Temperature Rating	Max Operating Temp 150°C (302°F)
Calibration Method	Hot Oven circulating System
Insulation Resistance	No less than 1,000 M(Ω) at DC 500V with Megger
Dielectric Strength	AC 1,500 V for 1 minute or AC 1,800 V for 1 second

Structure	Dimensions
	
Back to General Specifications-Automatic Reset	

Dissipatore

AAVID THERMALLOY SpA Via XXV Aprile, 32 - 40057 Cadriano (BO) - ITALY Tel. +39-051 76-4011 - Fax +39-051 76-4090 e-mail: sales.it@aaavid.com

AAVID THERMALLOY Ltd Cheney Manor - Swindon - Wiltshire SN2 2QN - UK Tel. +44-01793 401400 - Fax +39-01793 615396 e-mail: sales.uk@aaavid.com LCP01

Introducing Liquid Cold Plate Solutions

- Water cooling systems are preferred in high power applications with thermal power dissipated over 1-3 kW, or for a lower power when the liquid coolant is already used to cool other components inside or near the electronic equipment.
- Another very interesting application is when a very compact cooling solution is needed; water-cooled systems are successfully applied in micro cooling systems for Electromedical, CPU cooling, Broadcasting, and Telecom applications.
- Liquid cooling is suitable for very high densities of dissipated power. Common applications can operate from 10 to 100 W/cm² with a thermal resistance below 5 °C/kW, result impossible to obtain with air cooling system.
- Liquid cooling systems are very flexible and have the advantage of separating the removal of heat from electronic components from the dissipation of the heat to the environment. The electronic cabinet layout can be light, compact, with short connections and completely sealed, whilst the noisy liquid-to-air exchanger can be located in a remote position.
- Main advantages of our Liquid Cold Plates are:
 1. High thermal efficiency
 2. Suitable for customizing
 3. Reliability
 4. Leak free
 5. Low pressure drop.
- Different Liquid Cold Plate types are supplied to best suit all possible customer applications.

LCP type	Wet Material	Corrosion Erosion Resistance	Tested pressure *	Performance R _{th} ΔP	Flexible Design	Production Volume 1-50 pcs 50-1000 pcs > 1000 pcs	Maximum Dimension Available (mm) ***
Milled	Aluminium	Good	8 bar	Good Good	Excellent	Excellent Good Fair	500x600
Blister	Aluminium	Good	4 bar	Good Good	Good	Fair Good Good	350x350
Thin Blister	Aluminium	Good	4 bar	Good Good	Poor	Poor Fair Excellent	Single device cooling **
Stainless Steel	Stainless steel	Excellent	8 bar	Fair Good	Poor	Good Good Fair	400x600
HiContact	Copper	Very good	8 bar	Good Fair	Poor	Good Poor Poor	400x600

* testing value may be increased if required.
 ** this solution is particular advantageous for cooling a single electronic device produced in large quantities.
 *** larger sizes are possible but need a feasibility analysis.

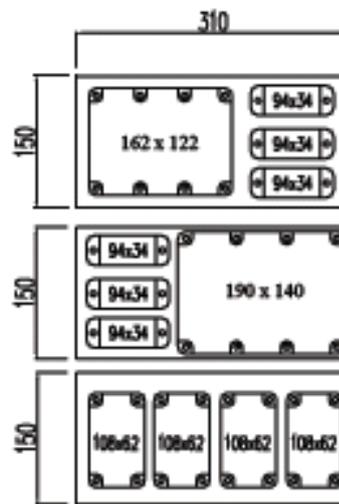
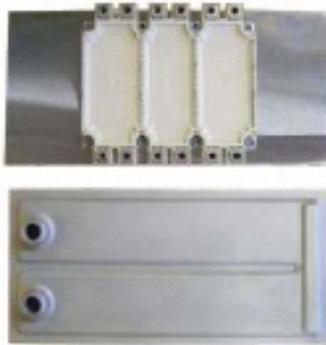
Blister Liquid Cold Plate

Patent Granted and Pending Worldwide

- Creating channels by milling an aluminium plate and sealing them with a brazed cover is not a cost-effective solution.
- In the Blister cold plate channels for fluid cooling are obtained by brazing an aluminium stamped sheet onto an aluminium plate.

Plate forms the front side of the cold plate upon which the power devices are placed and the stamped sheet forms the back of the cold plate.

- Blister liquid cold plate is a particularly cost-effective solution for high volume production.
- When Blister is brazed on a thick plate, the absence of channels inside it means the plate is suitable for different drilling layouts.



Example 2

4 IGBT's 108x62mm

each dissipating 1kW

$P_d = 4kW$

Cooling fluid is pure water

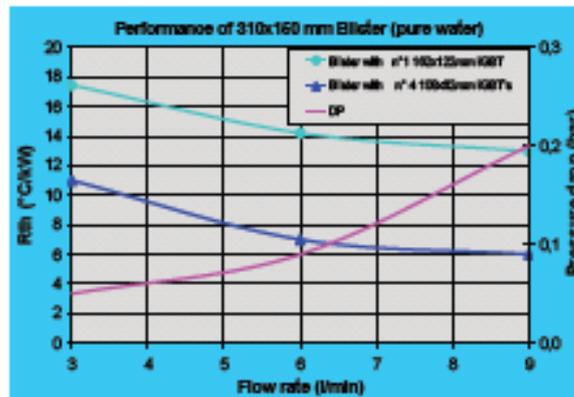
$T_{fluid-inlet} = 40\text{ }^\circ\text{C}$, flow rate 6 l/min

According to the chart

$R_{th} = 7\text{ }^\circ\text{C/kW}$

$T_{sink} = 40\text{ }^\circ\text{C} + 7\text{ }^\circ\text{C/kW} \times 4\text{ kW} = 68\text{ }^\circ\text{C}$

$\Delta P = 0.09\text{ bar (9 kPa)}$



Example of 2 Blister LCP



Fibre ottiche

Plastic Optical Fiber Specifications: HFBR-R/EXXYYY

Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Unit	Note
Storage and Operating Temperature		$T_{S,O}$	-55	+85	°C	
Recommended Operating Temperature		T_O	-40	+85	°C	
Installation Temperature		T_I	-20	+70	°C	1
Short Term Tensile Force	Single Channel	F_T		50	N	2
	Dual Channel	F_T		100	N	
Short Term Bend Radius		r	25		mm	3, 4
Long Term Bend Radius		r	35		mm	
Long Term Tensile Load		F_T		1	N	
Flexing				1000	Cycles	4

Mechanical/Optical Characteristics, $T_A = -40$ to $+85^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Parameter		Symbol	Min.	Typ. ^[a]	Max.	Unit	Condition
Cable Attenuation	Standard Cable, Type "R"	α_D	0.15	0.22	0.27	dB/m	Source is HFBR-15XX (660 nm LED, 0.5 NA) $\ell = 50$ meters
	Extra Low Loss, Type "E"		0.15	0.19	0.23		
Reference Attenuation	Standard Cable, Type "R"	α_R	0.12	0.19	0.24	dB/m	Source is 650 nm, 0.5 NA monochromator, $\ell = 50$ meters Note 7, Figure 1
	Extra Low Loss, Type "E"		0.12	0.16	0.19		
Numerical Aperture		NA	0.46	0.47	0.50		>2 meters
Diameter, Core and Cladding		D_C	0.94	1.00	1.06	mm	
Diameter, Jacket		D_J	2.13	2.20	2.27	mm	Simplex Cable
Propagation Delay Constant		l/v		5.0		ns/m	Note 6
Mass per Unit Length/Channel				5.3		g/m	Without Connectors
Cable Leakage Current		I_L		12		nA	50 kV, $\ell = 0.3$ meters
Refractive Index	Core	n		1.492			
	Cladding			1.417			

Notes:

- Installation temperature is the range over which the cable can be bent and pulled without damage. Below -20°C the cable becomes brittle and should not be subjected to mechanical stress.
- Short Term Tensile Force is for less than 30 minutes.
- Short Term Bend Radius is for less than 1 hour nonoperating.
- 90° bend on 25 mm radius mandrel. Bend radius is the radius of the mandrel around which the cable is bent.
- Typical data are at 25°C .
- Propagation delay constant is the reciprocal of the group velocity for propagation delay of optical power. Group velocity is $v=c/n$ where c is the velocity of light in free space (3×10^8 m/s) and n is the effective core index of refraction.
- Note that α_R rises at the rate of about 0.0067 dB/°C, where the thermal rise refers to the LED temperature changes above 25°C . Please refer to Figure 1 which shows the typical plastic optical fiber attenuation versus wavelength at 25°C .

Plastic Optical Fiber Connector Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Unit	Note
Storage and Operating Temperature	$T_{S,O}$	-40	85	°C	1
Recommended Operating Temperature	T_O	-40	85	°C	1
Installation Temperature	T_I	0	70	°C	1
Nut Torque HFBR-4505/4515 Adapter	T_N		0.7	N-m	2
			100	OzF-in.	

Notes:

1. Storage and Operating Temperatures refer to the ranges over which the connectors can be used when not subjected to mechanical stress. Installation Temperature refers to the ranges over which connectors may be installed onto the fiber and over which connectors can be connected and disconnected from transmitter and receiver modules.

2. Recommended nut torque is 0.57 N-m.

Plastic Optical Fiber Connector Mechanical/Optical Characteristics

$T_A = -40$ to $+85$ °C, Unless Otherwise Specified.

Parameter	Part Number	Symbol	Min.	Typ. ^[1]	Max.	Units	Temp. °C	Note
Retention Force, Connector to Versatile Link Transmitters and Receivers	Simplex, HFBR-4501/4511	F_{R-C}	7	8		N	+25	2
			3		-40 to +85			
	Simplex Latching, HFBR-4503/4513		47	80			+25	
			11		-40 to +85			
Duplex, HFBR-4506			7	12			+25	
			4		-40 to +85			
Duplex Latching, HFBR-4516			50	80			+25	
			15		-40 to +85			
Tensile Force, Connector to Cable	Simplex, HFBR-4501/4511	F_T	8.5	22		N		3
	Simplex Latching, HFBR-4503/4513		8.5	22				
	Duplex, HFBR-4506		14	35				
	Duplex Latching, HFBR-4516		14	35				
Adapter Connector to Connector Loss	HFBR-4505/4515 with HFBR-4501/4511	α_{CC}	0.7	1.5	2.8	dB	25	4, 5
Retention Force Connector to Adapter	HFBR-4505/4515 with HFBR-4501/4511	F_{R-A}	7	8		N		
Insertion Force, Connector to Versatile Link Transmitters and Receivers	Simplex, HFBR-4501/4511	F_I		8	30	N		6
	Simplex Latching, HFBR-4503/4513			16	35			
	Duplex, HFBR-4506			13	46			
	Duplex Latching HFBR-4516			22	51			

Notes:

1. Typical data are at +25°C.

2. No perceptible reduction in retention force was observed after 2000 insertions. Retention force of non-latching connectors is lower at elevated temperatures. Latching connectors are recommended for applications where a high retention force at high temperatures is desired.

3. For applications where frequent temperature cycling over temperature extremes is expected, please contact Agilent Technologies for alternate connectoring techniques.

4. Minimum and maximum limit for α_{CC} for 0°C to +70°C temperature range. Typical value of α_{CC} is at +25°C.

5. Factory polish or field polish per recommended procedure.

6. Destructive Insertion force was typically at 178 N (40 lb.).

Trasmettitori e ricevitori ottici

1 MBd Link

(High Performance HFBR-15X2Z/25X2Z, Standard HFBR-15X4Z/25X4Z)

System Performance Under recommended operating conditions unless otherwise specified.

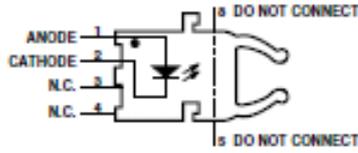
	Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Ref.
High Performance 1 MBd	Data Rate		dc		1	MBd	BER $\leq 10^{-9}$, PRBS:2 ⁷ -1	
	Link Distance (Standard Cable)	\mathcal{L}	39			m	$I_{fdc} = 60$ mA	Fig. 14 Notes 1, 3, 4
			47	70		m	$I_{fdc} = 60$ mA, 25°C	
	Link Distance (Improved Cable)	\mathcal{L}	45			m	$I_{fdc} = 60$ mA	Fig. 15 Notes 1, 3, 4
			56	78		m	$I_{fdc} = 60$ mA, 25°C	
Propagation Delay	t_{PLH} t_{PHL}		180	250	ns	$R_L = 560 \Omega$, $C_L = 30$ pF	Fig. 16, 18 Notes 2, 4	
			100	140	ns	$l = 0.5$ metre		
Pulse Width Distortion t_{PLH} - t_{PHL}	t_D		80		ns	$P_{fl} = -24$ dBm $R_L = 560 \Omega$, $C_L = 30$ pF	Fig. 16, 17 Note 4	

	Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Ref.
Standard 1 MBd	Data Rate		dc		1	MBd	BER $\leq 10^{-9}$, PRBS:2 ⁷ -1	
	Link Distance (Standard Cable)	\mathcal{L}	8			m	$I_{fdc} = 60$ mA	Fig. 12 Notes 1, 3, 4
			17	43		m	$I_{fdc} = 60$ mA, 25°C	
	Link Distance (Improved Cable)	\mathcal{L}	10			m	$I_{fdc} = 60$ mA	Fig. 13 Notes 1, 3, 4
			19	48		m	$I_{fdc} = 60$ mA, 25°C	
Propagation Delay	t_{PLH} t_{PHL}		180	250	ns	$R_L = 560 \Omega$, $C_L = 30$ pF	Fig. 16, 18 Notes 2, 4	
			100	140	ns	$l = 0.5$ metre $P_{fl} = -20$ dBm		
Pulse Width Distortion t_{PLH} - t_{PHL}	t_D		80		ns	$P_{fl} = -20$ dBm $R_L = 560 \Omega$, $C_L = 30$ pF	Fig. 16, 17 Note 4	

Notes:

- For $I_{fPK} > 80$ mA, the duty factor must be such as to keep $I_{fdc} \leq 80$ mA. In addition, for $I_{fPK} > 80$ mA, the following rules for pulse width apply:
 $I_{fPK} \leq 160$ mA: Pulse width ≤ 1 ms
 $I_{fPK} > 160$ mA: Pulse width $\leq 1 \mu s$, period $\geq 20 \mu s$.
- The propagation delay for one meter of cable is typically 5 ns.
- Estimated typical link life expectancy at 40°C exceeds 10 years at 60 mA.
- Pulsed LED operation at $I_{fPK} > 80$ mA will cause increased link t_{PLH} propagation delay time. This extended t_{PLH} time contributes to increased pulse width distortion of the receiver output signal.

HFBR-15X2Z/15X4Z Transmitters



Pin #	Function
1	Anode
2	Cathode
3	Open
4	Open
5	Do not connect
8	Do not connect

Note: Pins 5 and 8 are for mounting and retaining purposes only. Do not electrically connect these pins.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Reference
Storage Temperature	T_S	-40	+85	°C	
Operating Temperature	T_A	-40	+85	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp.		260	°C	Note 1
	Time		10	sec	
Forward Input Current	I_{FK}		1000	mA	Note 2, 3
	I_{dc}		80		
Reverse Input Voltage	V_{BR}		5	V	

Notes:

- 1.6 mm below seating plane.
- Recommended operating range between 10 and 750 mA.
- 1 μ s pulse, 20 μ s period.

All HFBR-15XXZ LED transmitters are classified as IEC 825-1 Accessible Emission Limit (AEL) Class 1 based upon the current proposed draft scheduled to go into effect on January 1, 1997. AEL Class 1 LED devices are considered eye safe. Contact your Avago sales representative for more information.

Transmitter Electrical/Optical Characteristics 0°C to 70°C unless otherwise specified.

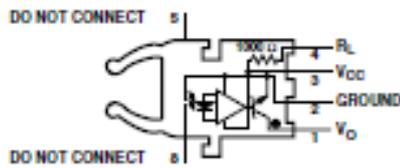
For forward voltage and output power vs. drive current graphs.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Ref.
Transmitter Output Power	HFBR-15X2Z	P_T	-13.6		-4.5	dBm $I_{dc} = 60$ mA	
			-11.2		-5.1		
Optical Power	HFBR-15X4Z	P_T	-17.8		-4.5	dBm $I_{dc} = 60$ mA	
			-15.5		-5.1		
Output Optical Power Temperature Coefficient	$\Delta P_T / \Delta T$		-0.85		%/°C		
Peak Emission Wavelength	λ_{PK}		660		nm		
Forward Voltage	V_F	1.45	1.67	2.02	V	$I_{dc} = 60$ mA	
Forward Voltage Temperature Coefficient	$\Delta V_F / \Delta T$		-1.37		mV/°C		Fig. 11
Effective Diameter	D_T		1		mm		
Numerical Aperture	NA		0.5				
Reverse Input Breakdown Voltage	V_{BR}	5.0	11.0		V	$I_{dc} = 10$ μ A, $T_A = 25^\circ$ C	
Diode Capacitance	C_D		86		pF	$V_F = 0$, $f = 1$ MHz	
Rise Time	t_r		80		ns	10% to 90%, $I_T = 60$ mA	Note 1
Fall Time	t_f		40		ns		

Note:

- Rise and fall times are measured with a voltage pulse driving the transmitter and a series connected 50 Ω load. A wide bandwidth optical to electrical waveform analyzer, terminated to a 50 Ω input of a wide bandwidth oscilloscope, is used for this response time measurement.

HFBR-25X2Z/25X4Z Receivers



Pin #	Function
1	V _O
2	Ground
3	V _{CC}
4	R _L
5	Do not connect
8	Do not connect

Note: Pins 5 and 8 are for mounting and retaining purposes only. Do not electrically connect these pins.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Reference
Storage Temperature	T _S	-40	+85	°C	
Operating Temperature	T _A	-40	+85	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp.		260	°C	Note 1
	Time		10	sec	
Supply Voltage	V _{CC}	-0.5	7	V	Note 2
Output Collector Current	I _{OW}		25	mA	
Output Collector Power Dissipation	P _{OOD}		40	mW	
Output Voltage	V _O	-0.5	18	V	
Pull-up Voltage	V _P	-5	V _{CC}	V	
Fan Out (TTL)	N		5		

Notes:

- 1.6 mm below seating plane.
- It is essential that a bypass capacitor 0.01 μF be connected from pin 2 to pin 3 of the receiver. Total lead length between both ends of the capacitor and the pins should not exceed 20 mm.

Receiver Electrical/Optical Characteristics 0°C to 70°C, 4.75 V ≤ V_{CC} ≤ 5.25 V unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Ref.
Receiver Optical Input Power Level Logic 0	P _{R(L)}	-24			dBm	V _{OL} = 0 V I _{OL} = 8 mA	Notes 1, 2, 3 Note 4
		-20					
Optical Input Power Level Logic 1	P _{R(H)}			-43	dBm	V _{OH} = 5.25 V I _{OH} = ≤250 μA	
High Level Output Current	I _{OH}		5	250	μA	V _O = 18 V, P _R = 0	Note 5
Low Level Output Voltage	V _{OL}		0.4	0.5	V	I _{OL} = 8 mA P _R = P _{R(L)MIN}	Note 5
High Level Supply Current	I _{CC(H)}		3.5	6.3	mA	V _{CC} = 5.25 V, P _R = 0	Note 5
Low Level Supply Current	I _{CC(L)}		6.2	10	mA	V _{CC} = 5.25 V, P _R = -12.5 dBm	Note 5
Effective Diameter	D		1		mm		
Numerical Aperture	NA		0.5				
Internal Pull-up Resistor	R _L	680	1000	1700	Ω		

Notes:

- Measured at the end of the fiber optic cable with large area detector.
- Pulsed LED operation at I_L > 80 mA will cause increased link t_{PLH} propagation delay time. This extended t_{PLH} time contributes to increased pulse width distortion of the receiver output signal.
- The LED drive circuit of Figure 11 is required for 1 Mbd operation of the HFBR-25X2Z/25X4Z.
- Optical flux, P (dBm) = 10 Log [P(μW)/1000 μW].
- R_L is open.

Bibliografia

- [1] Dispense del corso di Circuiti Elettronici di Potenza L – G. Grandi
- [2] Dispense del corso di Azionamenti Elettrici L – D. Casadei
- [3] Dispense del corso di Dinamica degli Azionamenti LS – D. Casadei
- [4] Dispense del corso di Conversione Statica dell’Energia LS – A. Tani
- [5] Dispense del corso di Elettromagnetismo applicato LS – U. Reggiani
- [6] Dispense del corso di Tecnologie elettriche innovative LS – G. C. Montanari
- [7] D. Mirri: “Strumentazione elettronica di misura”. CEDAM - 2004.
- [8] R. Paul Clayton: “Compatibilità elettromagnetica”. HOEPLI - 1995.

Sitografia

<http://it.farnell.com>
<http://it.rs-online.com>
<https://www.distrelec.it>
<http://www.lem.com>
<http://it.wikipedia.org/>
<http://www.datasheetcatalog.com>
<http://www.electroyou.it/>

Indice figure

Figura 1 - Motore asincrono trifase.....	13
Figura 2 - Caratteristica meccanica di un motore asincrono.	14
Figura 3 - Azionamento di un motore asincrono a velocità variabile.	15
Figura 4 – Legge di controllo del motore.....	16
Figura 5 - Caratteristica meccanica di un motore asincrono con funzionamento $V/f=cost.$	17
Figura 6 - Schema inverter monofase a IGBT a tensione impressa.	18
Figura 7 - Schema inverter monofase per tensione positiva in uscita.	19
Figura 8 - Schema inverter monofase per tensione negativa in uscita.....	19
Figura 9 - Grafico della funzione portante triangolare e modulante.	20
Figura 10 - Grafico della funzione portante triangolare e modulante ingrandito.	20
Figura 11 - Schema elettrico dell'inverter in configurazione a ponte.	21
Figura 12 - Schema elettrico dell'inverter in configurazione a ponte.	24
Figura 13 - Modulazione Bipolare.....	24
Figura 14 - Modulazione Unipolare.....	25
Figura 15 - Spettro armonico con modulazione Bipolare.....	26
Figura 16 - Spettro armonico con modulazione Unipolare.....	26
Figura 17 - Curva di vita elettrica valevole in un caso generale.	29
Figura 18 - Andamento temporale delle tensioni rilevabili in presenza di scariche parziali, dove V è la tensione applicata al dielettrico, V_i è la tensione tra zone opposte della cavità, V_{ci} e V_{ce} le tensioni di innesco ed estinzione delle scariche parziali.	32
Figura 19 - Dipendenza del tempo al guasto e della probabilità di scarica dall'ampiezza degli impulsi nel modello di isolamento spira-spira.	33
Figura 20 - Andamento dell'intensità di campo elettrico rispetto alla distanza tra gli elettrodi e curva di rigidità dielettrica dell'aria in funzione della distanza tra i conduttori.	35

Figura 21 – Esempio di comportamento al guasto di fili smaltati sottoposti a impulsi di tensione di ampiezza 4 kV e 5 kV, con un <i>rise time</i> di 83 μ s, la cui frequenza è stata variata da 100 Hz a 20 kHz..	37
Figura 22 - Duty cycle.	38
Figura 23 - Comportamento al guasto di twisted pair del tipo 18 HAPTZ in funzione del tipo di impulso applicato, bipolare oppure unipolare, positivo e negativo. La tensione applicata è: $V_{pp}=2kV$, $f=20kHz$, $T=90^{\circ}C$, $D=50\%$, $t_r=0,03\mu s$ e $t_d=25 \mu s$.	39
Figura 24 - Evoluzione del campo elettrico dopo una scarica parziale su un isolante soggetto a onda quadra unipolare (a) e bipolare (b), di valore prossimo alla tensione di innesco.	40
Figura 25 - Evoluzione del campo elettrico dopo una scarica parziale su un isolante soggetto a onda quadra unipolare (a) e bipolare (b), di valore prossimo al doppio della tensione di innesco.	41
Figura 26 - Andamento del tempo al guasto dei twisted pair in prova in relazione al <i>rise time</i> della tensione applicata.	42
Figura 27 - Andamento del tempo al guasto rispetto alla temperatura dei twisted pair del tipo 18MW35-C in prova, sottoposti a tensione unipolare di diversa ampiezza (3 kV e 5 kV e frequenza (5 kHz e 1 kHz), caratterizzati da uno <i>slew rate</i> di 70 kV/ μ s.	44
Figura 28 - Andamento della capacità relativa riferita a 20 °C e 50 Hz dei provini (a), e del PDIV (b), in funzione della temperatura.	45
Figura 29 – Treno ETR500 alta velocità.	46
Figura 30 – Schema funzionale.	50
Figura 31 – Schema elettrico generale.	51
Figura 32 - cRIO 9074 completo dei due moduli NI 9401 e del modulo NI 9201.	54
Figura 33 – Interfaccia grafica iniziale.	58
Figura 34 – Interfaccia grafica, 2 rami, modulazione a 3 livelli e gestione della tensione in uscita a rampa.	60
Figura 35 – Interfaccia grafica, 2 rami, modulazione a 2 livelli e gestione della tensione in uscita a rampa.	60
Figura 36 – Interfaccia grafica, 2 rami, modalità rampa da bus dc.	61

Figura 37 – Interfaccia grafica, 2 rami, modulazione a 3 livelli, gestione dell'uscita look at table.	61
Figura 38 – Foto della “formette”.	63
Figura 39 - Foto della gabbia metallica con porta chiusa.	64
Figura 40 – Foto della gabbia metallica con porta aperta.	65
Figura 41 - Scheda driver, settaggio della modalità operativa 2 livelli o multilivello con jumper J1.	66
Figura 42 - Ricevitore e trasmettitore della scheda driver e connettore di alimentazione.....	68
Figura 43 – Montaggio scheda driver su modulo IGBT.	68
Figura 44 – Circuito concettuale di Vce monitoring/Short circuit protection	69
Figura 45 - Interfaccia tra le fibre ottiche e la scheda driver.....	71
Figura 46 - Segnale ottico ricevuto ed inviato dalla scheda driver e Vge in condizioni di normale funzionamento del sistema.	71
Figura 47 - Status feedback in condizioni normali del sistema (FAULT) per modalità a 2 livelli.	71
Figura 48 - Status feedback in condizioni normali del sistema (FAULT) per modalità a 3 livelli.	72
Figura 49 - Logica di gestione del segnale di FAULT.....	72
Figura 50 - Alimentatore stabilizzato DC/DC tipo ISO3116I della CONCEPT.	73
Figura 51 - Simbolo IGBT.....	74
Figura 52 - Sezione dell'IGBT.	74
Figura 53 - Circuito elettrico equivalente dell'IGBT.	75
Figura 54 – Configurazione a ponte dell'inverter.	76
Figura 55 - Foto dell'IGBT, della scheda driver e dell'alimentatore stabilizzato.	77
Figura 56 - Schema circuitale della scheda condensatori con rispettive resistenze di scarica.	80
Figura 57 - Simulazione con PSpice della fase di scarica del BUS DC.....	81
Figura 58 – Foto della scheda condensatori con resistori di scarica, vista top.	82

Figura 59 - Foto della scheda condensatori con resistori di scarica, vista bottom.	83
Figura 60 - Foto del dissipatore.	84
Figura 61 - Generatore Spellman di media tensione.	85
Figura 62 - Schema elettrico generale della scheda di controllo del generatore.	87
Figura 63 - Scheda di controllo del generatore di media tensione.	88
Figura 64 - Alimentatore DC/DC della scheda di controllo del generatore di media tensione.	88
Figura 65 - Connettore 15 pin tipo D della scheda di controllo del generatore di media tensione.	89
Figura 66 - Foto del finecorsa.	90
Figura 67 - Filtro passa basso della scheda di controllo del generatore di media tensione.	91
Figura 68 - Schema circuitale del filtro passa basso.	91
Figura 69 - Risultato della simulazione del filtro passa basso.	92
Figura 70 - Circuito generale della scheda OCP.	93
Figura 71 - Sottocircuito della scheda OCP per il condizionamento della lettura.	94
Figura 72 - Sottocircuito della scheda OCP per la protezione.	95
Figura 73 - Foto della scheda OCP.	96
Figura 74 - Trasduttore di corrente LEM.	97
Figura 75 - Trasduttore di tensione LEM.	98
Figura 76 - Schema elettrico della scheda di disaccoppiamento ottico.	99
Figura 77 - Foto della scheda di disaccoppiamento ottico.	100
Figura 78 - Alimentatore DC/DC della scheda di disaccoppiamento ottico.	101
Figura 79 - Connettori a 25 pin tipo D della scheda di disaccoppiamento ottico.	102
Figura 80 - Flip flop SR della scheda di disaccoppiamento ottico.	103
Figura 81 - Buffer della scheda di disaccoppiamento ottico.	104
Figura 82 - Schema elettrico dell'interfaccia operatore.	107
Figura 83 - Foto della pulsantiera.	108
Figura 84 - Relè a stato solido.	108

Figura 85 - Schema elettrico interno di principio del relè a stato solido. ...	109
Figura 86 – Fioretto.....	110
Figura 87 – Scatola ILME modello APV 21 prima delle lavorazioni.	112
Figura 88 - Disegno AutoCAD della scatola VISTA FRONTALE.	113
Figura 89 - Disegno AutoCAD del dissipatore.	114
Figura 90 - Disegno AutoCAD della scatola SEZIONE A-A.....	115
Figura 91 - Disegno AutoCAD della scatola SEZIONE B-B.	116
Figura 92 - Foto delle fibre ottiche.	118
Figura 93 – Ramo di inverter con cavi di media tensione collegati.	120
Figura 94 - Acquisizione del segnali Vge sull'IGBT 1A senza modulazione.	121
Figura 95 – Acquisizione del segnale Vge sull'IGBT 1A con il segnale di pilotaggio uscente dal cRIO con modulazione attiva.	122
Figura 96 - Foto del carico RL per le prove preliminari.....	123
Figura 97 - Foto dell'alimentatore TDK LAMDA per le prove preliminari.	123
Figura 98 - Acquisizione della tensione sul carico con un solo ramo attivo.	124
Figura 99 - Acquisizione dei segnali Vge sugli IGBT 1A e 1B dell'inverter in modulazione.....	125
Figura 100 - Acquisizione dei segnali Vge sugli IGBT 1A e 1B dell'inverter in modulazione (ingrandimento).	125
Figura 101 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 3 livelli.	126
Figura 102 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 3 livelli.	127
Figura 103 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 2 livelli.	127
Figura 104 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 2 livelli.	128
Figura 105 - Acquisizione della tensione sul carico con un due rami attivi, modulazione a 2 livelli.	128

Indice tabelle

Tabella 1 – Tabella delle principali caratteristiche delle schede driver CONCEPT.....	66
Tabella 2 – Tabella delle caratteristiche principali dei moduli IGBT.	76
Tabella 3 - Caratteristiche del generatore di media tensione.	85
Tabella 4 - Tabella della verità del flip flop SR.	103
Tabella 5 - Elenco dei componenti per l'interfaccia operatore.	106
Tabella 6 - Caratteristiche del carico RL per le prove preliminari.	123
Tabella 7 - Caratteristiche dell'alimentatore TDK LAMDA per le prove preliminari.	123