

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA
DELLE TELECOMUNICAZIONI

**Progettazione e validazione di
un simulatore
per il dimensionamento
di varistori nelle prove di surge
IEC 61000-4-5**

Laureando: Luca RACCONCI

Relatore: Ch.mo Prof. Alessandro SONA

Correlatore: Ing. Leonardo GARZARA

12 Luglio 2011

Anno Accademico 2010 - 2011

Indice		v
Introduzione		vii
1 Normativa, componenti e modelli		1
1.1 La normativa CEI 61000-4-5		1
1.1.1 Generatore di onde combinate		1
1.1.2 Livelli di test		4
1.1.3 Reti di accoppiamento/disaccoppiamento per circuiti di ali- mentazione a.c./d.c.		5
1.1.4 Allestimento e procedura di Test		6
1.1.5 Descrizione matematica e analisi in frequenza delle forme d'onda		7
1.2 I varistori		9
1.2.1 A cosa servono		9
1.2.2 Microstruttura e meccanismo di conduzione		10
1.2.3 Caratteristica V/I e circuito equivalente		13
1.2.4 Banda di Tolleranza		18
1.2.5 Parametri di targa dei varistori		19
1.2.6 Derating		20
1.2.7 Selezione dei varistori		21
1.2.8 Metodo grafico per il dimensionamento		22
1.2.9 Modello Spice di un varistore		24
1.2.10 Limitazioni del modello Spice		26
1.3 Il generatore di surge		27
1.3.1 Schema di generatore proposto dalla normativa		27
1.3.2 Un generatore compatibile con la norma		27
1.3.3 Generatore di Surge in LTSpice		31
1.3.4 Rete di accoppiamento/disaccoppiamento		35
1.4 ESR dei condensatori		37
1.4.1 Componenti e modelli		37

1.4.2	Il modello del condensatore	37
1.4.3	Condensatore elettrolitico	38
1.4.4	ESR di un elettrolitico	41
1.4.5	Modello Spice	43
1.5	Trasformatore di alimentazione	45
1.5.1	Introduzione	45
1.5.2	Il trasformatore ideale in LTSpice	45
1.5.3	Modello magnetico a “T” di un trasformatore	47
1.5.4	Modello a “T” con parametri riportati al secondario	48
1.5.5	Modello semplificato	49
1.5.6	Effetti del trasformatore di isolamento	49
1.6	Incertezza di misura	51
1.6.1	Misurazioni dirette e indirette	51
1.6.2	Errori e incertezze	51
1.6.3	Determinazione del misurando	52
1.6.4	Identificazione dei contributi	53
1.6.5	Quantificazione dei contributi	54
1.6.6	Calcolo dell’incertezza standard composta	58
1.6.7	Calcolo dell’incertezza estesa	59
1.6.8	Espressione dell’incertezza	60
2	Misure di laboratorio	63
2.1	Misura dell’ESR di un elettrolitico	63
2.1.1	Misurazione qualitativa con oscilloscopio e generatore di segnale	64
2.1.2	Misurazioni con l’impedenziometro digitale	69
2.2	Misure su trasformatori	74
2.2.1	Parametri riportati al secondario	75
2.2.2	Parametri del modello semplificato	76
2.2.3	Effetti del trasformatore di isolamento	77
2.3	Stima di incertezza	78
2.3.1	Valutazione dell’incertezza di categoria A	78
2.3.2	Valutazione dell’incertezza di categoria B	78
3	Prove e Simulazioni: prototipi	81
3.1	Setup di prova	82
3.2	Limiti di test	83
3.3	Cavo di alimentazione	83
3.4	Prototipo A	85
3.4.1	Schema e misure	85
3.4.2	Simulazione	86
3.4.3	Correnti, energie e potenze massime sui varistori	89
3.5	Prototipo B	94
3.5.1	Schema e misure	94
3.5.2	Simulazione	96
3.5.3	Correnti, energie e potenze massime sui varistori	98

4 Prove e simulazioni: prodotti commerciali	101
4.1 Scheda Alfa	101
4.1.1 Schema e misure	101
4.1.2 Simulazione	103
4.1.3 Corrente, energia e potenza massime sui varistori	104
4.2 Scheda Beta	107
4.2.1 Schema e misure	107
4.2.2 Simulazione	107
4.2.3 Corrente, energia e potenza massime sul varistore	109
4.3 Scheda Gamma	111
4.3.1 Schema e misure	111
4.3.2 Simulazione	112
4.3.3 Corrente, energia e potenza massime sui varistori	112
4.4 Scheda Delta	114
4.4.1 Schema e misure	114
4.4.2 Simulazione	115
4.4.3 Energia e correnti massime sui varistori	117
4.5 Riassunto dei risultati e considerazioni	120
5 Conclusioni	123
Elenco delle Tabelle	127
Elenco delle Figure	129
Bibliografia	133
Ringraziamenti	137

Introduzione

La compatibilità elettromagnetica degli apparecchi elettrici ed elettronici è un tema attuale che sta suscitando un interesse sempre maggiore da parte delle aziende produttrici che devono valutare i propri prodotti per ottemperare alle normative vigenti.

La definizione di compatibilità elettromagnetica secondo la direttiva 89/336/CEE riguarda “l'idoneità di un apparecchio o di un sistema a funzionare nel proprio campo elettromagnetico, in modo soddisfacente e senza produrre a sua volta perturbazioni elettromagnetiche inaccettabili per tutto ciò che viene interessato da tale campo”. Esistono perciò a livello europeo norme particolari, chiamate EN, le quali definiscono nel dettaglio quali sono le prove, di immunità e di emissione, che un apparato elettrico od elettronico deve poter superare per poter essere commercializzato.

Le prove di immunità vengono effettuate per verificare il grado di funzionamento del dispositivo in presenza di sollecitazioni esterne e non riportano un valore numerico al termine delle prove, bensì una classificazione del prodotto sulla base del suo comportamento durante e dopo la sollecitazione.

In particolare per immunità ai surge, ovvero ai disturbi impulsivi ad alto contenuto energetico (da 0,5 a 4 kV), si intende la capacità di continuità di funzionamento dell'apparecchiatura, detta EUT (Equipment Under Test), in presenza di disturbi transitori. Essi sono generati artificialmente e simulano le scariche atmosferiche di temporali o le sovratensioni dovute a commutazioni di circuiti.

Nei dispositivi elettronici da omologare vengono implementati perciò degli schemi di protezione per consentire il superamento delle prove di surge. Frequentemente si utilizzano specifici componenti a basso costo chiamati varistori ad ossido metallico (MOV) che devono essere scelti opportunamente e messi nelle condizioni di funzionamento ottimali per non distruggersi. Inoltre è molto sentita l'esigenza di poter prevedere le tensioni massime raggiunte durante le prove per mettere in atto opportune contromisure a livello circuitale nel caso dispositivi particolarmente sensibili non possano sopportare elevate tensioni di picco.

Attualmente un progettista, non avendo a disposizione degli strumenti di calcolo specifici, è costretto a procedere per via empirica, testando le soluzioni adottate

direttamente in un laboratorio di certificazione (con costi elevati). Qualora siano da effettuare delle modifiche è necessario procedere alla nuova creazione di prototipi, senza la certezza di ottenere il risultato desiderato. In alcuni casi si può invece eccedere nel livello di protezione adottato, con un utilizzo di quantità o qualità di componenti eccessiva che incrementa inutilmente il costo del prodotto finale.

Questo lavoro di tesi affronta tutte queste esigenze del mondo industriale e si è sviluppato nel contesto di una collaborazione fra Università di Padova e Carel Industries S.r.l, multinazionale del padovano che si occupa di progettazione e produzione di sistemi di controllo per il settore della refrigerazione e del condizionamento dell'aria e di sistemi di umidificazione. Lo scopo è mettere a punto un simulatore in grado di aiutare nel dimensionamento dei componenti di protezione (MOV) e nella messa a punto degli schemi che li utilizzano anche in vista del superamento delle prove CE. Ci si è anche avvalsi dell'esperienza, della professionalità e delle risorse di Eurotest S.r.l per tutte le prove di surge ad alta tensione, in quanto laboratorio certificato dotato di attrezzature e procedure di test in conformità alle direttive europee.

Si è scelto di suddividere il lavoro in quattro capitoli principali in modo da affrontare separatamente aspetti teorici, misure di laboratorio e test di surge veri e propri, effettuati sia su prototipi che su prodotti commerciali. Inizialmente (Capitolo 1) viene affrontata nel dettaglio la normativa a cui devono essere sottoposte tutte le apparecchiature elettroniche commercializzate (CEI EN 61000-4-5) in modo da inquadrare con precisione i requisiti e i limiti dei test da effettuare. In seguito si analizzano struttura, comportamento, modello matematico e simulativo dei varistori ad ossido metallico per poterli poi utilizzare nelle simulazioni in abbinamento al modello del generatore di surge, alla cui realizzazione cui viene dedicata un'intera sezione. Particolare attenzione viene poi rivolta ai condensatori elettrolitici ad alluminio in quanto hanno un ruolo determinante nel comportamento delle simulazioni. Dopo aver caratterizzato i trasformatori di alimentazione (le prove vengono effettuate con i circuiti in funzione), si è stimata l'incertezza di misura con cui sono state rilevate le tensioni nelle prove di surge e si sono effettuate misure di laboratorio su un certo numero di condensatori e di trasformatori (Capitolo 2) per poter utilizzare valori adeguati nei modelli delle simulazioni.

Per progettare un simulatore è necessario individuare tutte le variabili in gioco e stabilire il livello di dettaglio necessario. Sono stati perciò simulati e realizzati su basetta millefori alcuni prototipi di alimentatori con raddrizzatori a singola e doppia semionda, dotati di protezione dai surge realizzata mediante varistori (Capitolo 3). Come verifica si sono poi confrontate (Capitolo 4) simulazioni e misure su quattro prodotti commerciali già certificati e attualmente in produzione presso Carel e si sono tratte le conclusioni finali (Capitolo 5).

1.1 La normativa CEI 61000-4-5

La normativa di riferimento per le prove di immunità ai surge è la CEI EN 61000-4-5 [1]. Per *immunità* si intende la *capacità di funzionare senza degradazioni delle prestazioni* mentre con *surge* si considerano *impulsi unidirezionali causati da sovratensioni* derivanti in generale da transitori di commutazioni oppure da fulmini. Vengono definiti differenti livelli di prova che si riferiscono a diverse condizioni ambientali e di installazione e i test sono applicabili ad apparecchiature elettriche ed elettroniche. L'obiettivo della norma è stabilire un riferimento comune per la valutazione delle prestazioni delle apparecchiature sottoposte a disturbi ad alta energia sulle linee di alimentazione e di collegamento senza entrare nel merito delle singole tipologie di apparecchi o di sistemi. Vengono definiti:

- la gamma dei livelli di prova
- il dispositivo di prova
- l'allestimento della prova
- la procedura di prova.

Lo scopo è di verificare come reagisce l'EUT (*equipment under test*) in specifiche condizioni di funzionamento.

Vengono generati durante la prova degli *impulsi di tensione e corrente* cioè delle *onde transitorie caratterizzate da un rapido incremento seguite da un decremento più lento*. Transitorie in quanto fenomeni o quantità che variano tra due stati di riposo consecutivi durante un intervallo di tempo breve in confronto alla scala dei tempi di interesse.

1.1.1 Generatore di onde combinate

Nelle prove sui surge vengono utilizzati due tipi diversi di generatori di onde combinate, così chiamati perché erogano una ben precisa forma d'onda di tensione e di corrente, ed ognuno ha la sua particolare applicazione a seconda del tipo di porta da testare. Il nome utilizzato per distinguerli dipende dalle specifiche

caratteristiche descritte nel seguito. Quello chiamato per brevità “10/700 μs ” è usato per testare porte che si collegano a linee di comunicazione simmetriche mentre il “1,2/50 μs ” è usato in tutti gli altri casi ed è quello che si è impiegato effettivamente nelle misure e nelle simulazioni sugli stadi di alimentazione.

Il generatore di onde combinate 1,2/50 μs è un generatore definito con parametri diversi ma ugualmente validi sia in IEC 610060-1 che in IEC 60469-1. Secondo la 610060 deve essere in grado di fornire, senza alcun dispositivo collegato (EUT), un impulso avente per definizione:

- Tensione a circuito aperto con un tempo del fronte di salita (front time) $T_1 = 1,67 \cdot T = 1,2 \mu\text{s}$ (con T tempo dal 30% al 90% della tensione di picco).
- Tensione a circuito aperto con un tempo all'emivalore (time to half value) $T_2 = 50 \mu\text{s}$ (Fig. 1.1).

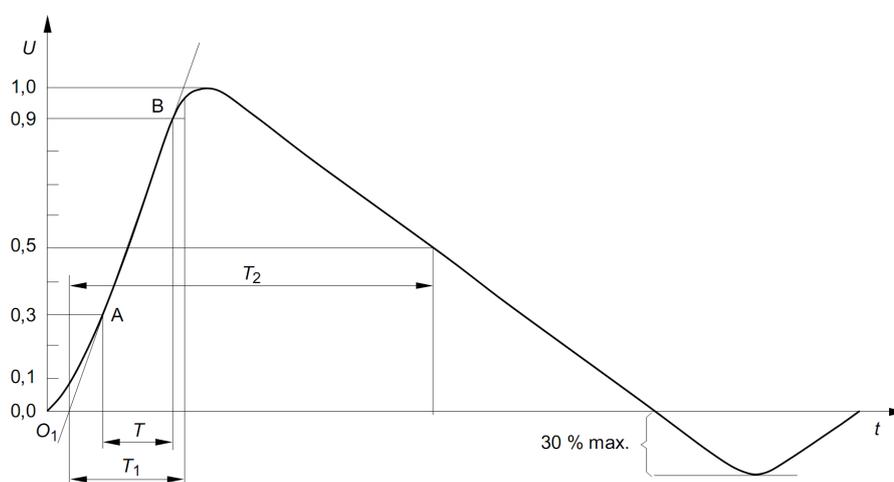


Figura 1.1: Forma d'onda di tensione a circuito aperto (1,2/50 μs) all'uscita del generatore

- Corrente in cortocircuito con un tempo del fronte di salita $T_3 = 1,25 \cdot T = 8 \mu\text{s}$ (con T tempo dal 10% al 90% della corrente di picco).
- Corrente in cortocircuito con un tempo all'emivalore $T_4 = 20 \mu\text{s}$ (Fig. 1.2).

La Tabella 1.1 riassume tutti i parametri con cui sono specificate le forme d'onda di tensione e di corrente. Inoltre il generatore deve avere un'impedenza di uscita di 2Ω che per convenzione viene calcolata come rapporto tra la tensione di picco misurata a vuoto e la corrente di picco misurata in cortocircuito. Le forme d'onda di tensione e di corrente dipendono dall'impedenza d'ingresso dell'EUT. Tale impedenza può variare durante le prove di surge per l'intervento dei dispositivi di protezione o per scarica in aria o anche per la rottura di componenti, perciò le forme d'onda di tensione 1,2/50 μs e di corrente 8/20 μs devono essere disponibili dallo stesso generatore in base alle richieste del carico.

Viene prescritto un 10% di tolleranza per l'impedenza, per la tensione e per la corrente di picco ed è precisata anche la relazione fra tensione di picco a circuito aperto e corrente di picco in corto circuito come in Tabella 1.2.

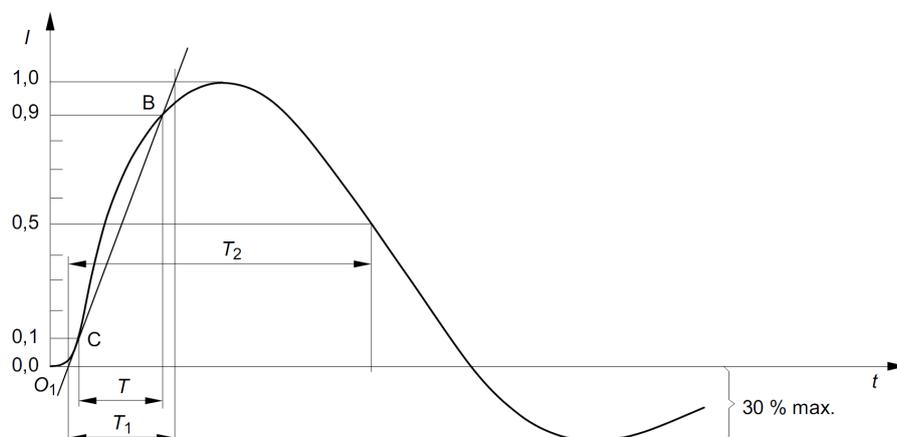


Figura 1.2: Forma d'onda di corrente in cortocircuito ($8/20 \mu s$) all'uscita del generatore

	Secondo IEC 600060-1		Secondo IEC 6469-1	
	Tempo di salita (μs)	Tempo all'eminente (μs)	Tempo di salita (μs)	Tempo di durata (μs)
Tensione a circuito aperto	$1,2 \pm 30\%$	$50 \pm 20\%$	$1 \pm 30\%$	$50 \pm 20\%$
Corrente in cortocircuito	$8 \pm 20\%$	$20 \pm 20\%$	$6,4 \pm 20\%$	$16 \pm 20\%$

Tabella 1.1: Definizione dei parametri delle forme d'onda di tensione $1,2/50 \mu s$ e di corrente $8/20 \mu s$

Tensione di picco a circuito aperto $\pm 10\%$	Corrente di picco in cortocircuito $\pm 10\%$
0,5 kV	0,25 kA
1,0 kV	0,5 kA
2,0 kV	1,0 kA
4,0 kV	2,0 kA

Tabella 1.2: Relazione tra tensione di picco a circuito aperto e corrente di picco in cortocircuito

Inoltre il generatore deve poter erogare un surge con polarità positiva/negativa con sfasamento da 0° a 360° rispetto alla forma d'onda di alimentazione a.c. con una tolleranza di 10° .

1.1.2 Livelli di test

Sono previste due tipologie di test che devono essere soddisfatte dall'EUT: tra linea e linea o tra linea e terra. Limitandoci ai soli casi di test di porte collegate alla rete di alimentazione pubblica possiamo avere diversi livelli di tensione di prova in base alla classe di installazione dell'apparecchiatura (Tabella 1.3).

Classe installazione	Livello di test (kV)	
	Line to line	Line to ground
1	Non previsto	0.5
2	0.5	1
3	1	2
4	2	4

Tabella 1.3: Selezione del livello di test a seconda della classe di installazione

Classe 1 Ambiente elettrici parzialmente protetti spesso all'interno di camere speciali. Tutti i cavi entranti sono provvisti di protezioni contro le sovratensioni ed esiste un collegamento di terra che non è influenzato da impianti di potenza o da fulminazioni. L'apparecchiatura elettronica ha una sua alimentazione dedicata (vedi Tab. A.1) ma le operazioni di commutazione possono generare tensioni di disturbo all'interno della stanza. La tensione di impulso non può superare i 500 V.

Classe 2 Ambiente elettrico dove i cavi sono ben separati, perfino per tratti brevi. L'installazione è collegata mediante una linea di terra separata, al sistema di terra dell'impianto di potenza che può essere soggetto a disturbi generati dall'impianto stesso o da fulminazioni. L'alimentazione è separata, spesso tramite speciale trasformatore di alimentazione e nell'installazione vi sono circuiti non protetti, ma ben separati ed in numero limitato. La tensione di impulso non può superare 1 kV.

Classe 3 Ambiente elettrico dove i cavi di potenza e segnale corrono paralleli L'installazione è collegata al sistema di terra comune dell'impianto di potenza che può essere disturbato da correnti dovute a guasti a terra, operazioni di commutazione e fulminazioni. Apparecchiature elettroniche protette ed elettriche meno sensibili sono collegate alla stessa rete di alimentazione. Sono presenti nell'impianto carichi induttivi non soppressi e di solito non esiste separazione dei diversi cavi. L'impulso non può superare i 2 kV.

Classe 4 Ambiente elettrico dove i cavi di collegamento corrono come cavi esterni insieme a cavi di potenza ed i cavi vengono utilizzati sia per circuiti elettrici che per circuiti elettronici (anche verso apparecchia-

ture ad alta tensione). Ne fanno parte apparecchiature collegate alla rete di telecomunicazione pubblica.

1.1.3 Reti di accoppiamento/disaccoppiamento per circuiti di alimentazione a.c./d.c.

La rete di accoppiamento serve per trasferire l'impulso sui terminali di alimentazione del circuito sotto test (EUT), mentre la rete di disaccoppiamento è richiesta per evitare possibili effetti dannosi su apparecchiature non in prova collegate alle stesse linee e per fornire sufficiente impedenza di disaccoppiamento all'onda di surge che si va a scaricare sull'EUT invece che andare dispersa.

Sono previsti per l'accoppiamento di circuiti di alimentazione due diversi schemi:

- Condensatore di accoppiamento $C = 18 \mu\text{F}$ collegato tra l'uscita del generatore e una delle due linee di alimentazione, per i test linea-linea, indicati con L-N (impedenza di generatore standard di 2Ω), come indicato in Fig. 1.3

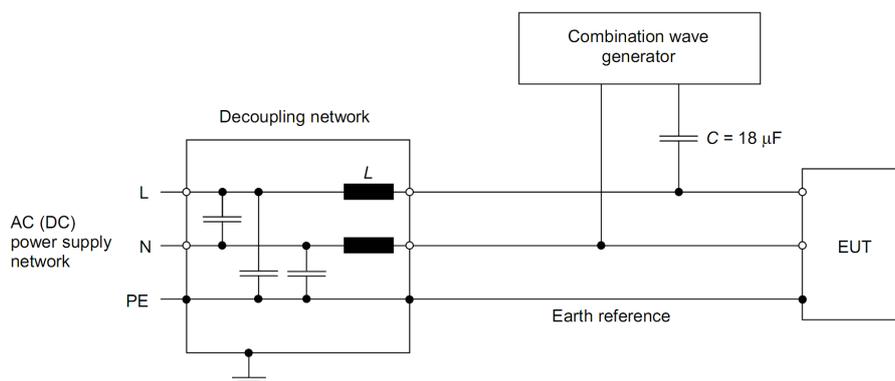


Figura 1.3: Allestimento di prova con accoppiamento capacitivo linea-linea, L-N: $C = 18 \mu\text{F}$, impedenza generatore standard di 2Ω .

- Condensatore di accoppiamento $C = 9 \mu\text{F}$ con in serie una resistenza di 10Ω per i test fra una delle due linee e terra (impedenza totale di generatore $2 + 10 = 12 \Omega$) come indicato in Fig. 1.4

Per la rete di disaccoppiamento esistono due vincoli:

- Si devono utilizzare due induttanze di valore massimo $L = 1,5 \text{ mH}$, scelte dal costruttore del generatore in modo che la caduta di tensione sul punto di collegamento dell'EUT (uscita della rete di disaccoppiamento) sia inferiore al 10% della tensione di alimentazione (alla corrente nominale).
- La tensione impulsiva residua sugli ingressi della rete di disaccoppiamento (quando l'EUT e la rete di alimentazione sono scollegati) non deve superare il 15% della tensione di prova applicata o due volte il valore di picco della tensione di linea alimentazione, scegliendo come limite il valore più elevato.

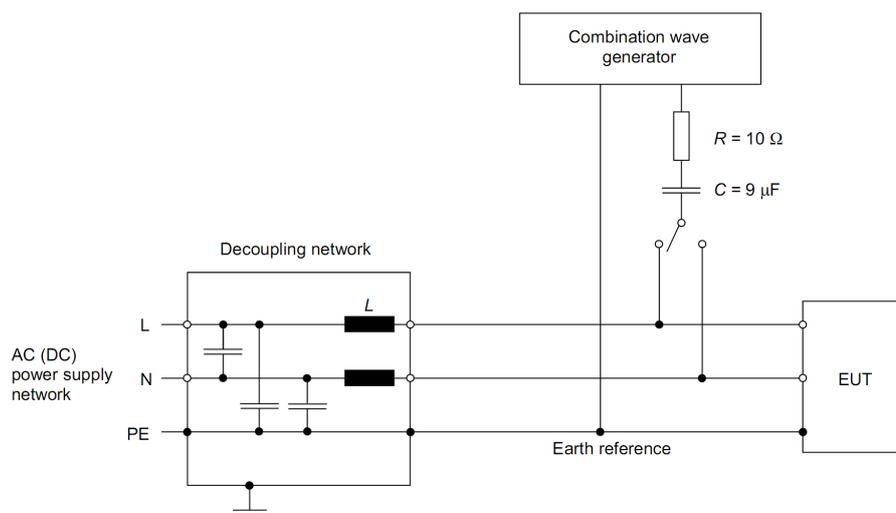


Figura 1.4: Allestimento di prova con accoppiamento capacitivo linea-terra, L-PE o N-PE: $C = 9 \mu\text{F}$, impedenza totale 12Ω ottenuta aggiungendo un resistore da 10Ω .

1.1.4 Allestimento e procedura di Test

La forma d'onda $1,2/50 \mu\text{s}$ deve essere applicata ai terminali di alimentazione dell'EUT tramite la rete di accoppiamento capacitiva descritta precedentemente. La rete di disaccoppiamento è richiesta sia per evitare possibili effetti negativi sulle apparecchiature alimentate dalla stessa linea non sottoposte a test, sia per fornire un'impedenza di disaccoppiamento sufficiente all'onda di surge, in modo che il surge stesso si scarichi sull'apparecchiatura sotto esame e non vada disperso in rete.

I cavi di alimentazione tra l'EUT e la rete di accoppiamento/disaccoppiamento non devono superare i 2 m di lunghezza.

Come porte di alimentazione si devono considerare solo quelle porte connesse direttamente con la rete di alimentazione pubblica in alternata o ad una rete di alimentazione distribuita se in corrente continua e possono essere sia porte di ingresso che di uscita.

Per i prodotti a doppio isolamento (definito in CEI EN 60335-1) senza collegamento di terra, il test deve essere effettuato allo stesso modo dei prodotti con collegamento di terra ma senza effettuare i collegamenti con la terra stessa. Se non ci sono altre possibili connessioni verso terra, i test L-PE ed N-PE tra linea e terra possono essere omessi.

La forma d'onda di test deve essere applicata:

- Con una tensione massima dipendente dalla classe di installazione dell'apparecchiatura sotto test (come visto in Tabella 1.3).
- Con 5 impulsi positivi e 5 impulsi negativi nel caso di alimentazione in corrente continua.
- Con 5 impulsi positivi e 5 impulsi negativi ognuno a 0° , 90° , 180° e 270° rispetto alla sinusoide di alimentazione in caso di alimentazione in corrente alternata.

- Con un intervallo di ripetizione massimo fra impulsi successivi di 1 minuto: se l'apparecchiatura non passa il test con un tempo di ripetizione inferiore al minuto il test stesso deve essere ripetuto con tempo di 1 minuto esatto.

1.1.5 Descrizione matematica e analisi in frequenza delle forme d'onda

Una rappresentazione matematica delle forme d'onda richieste nelle prove sui surge è stata data da Standler [2].

Per la forma d'onda di tensione $1,2/50 \mu s$ si ha:

$$V(t) = AV_P \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

con V_P = tensione di picco richiesta; $A = 1,037$; $\tau_1 = 0,4074 \mu s$; $\tau_2 = 68,22 \mu s$.

Per quanto riguarda invece la forma d'onda di corrente $8/20 \mu s$:

$$I(t) = AI_P t^3 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

con I_P = corrente di picco richiesta; $A = 0,01243 (\mu s)^{-3}$; $\tau = 3,911 \mu s$

La creazione di modelli Spice richiede un grado di complessità che è legato anche all'ampiezza della banda di frequenze in cui il modello deve essere valido. Si è proceduto perciò alla simulazione in matlab della forma d'onda di tensione a partire dall'espressione matematica della medesima e si è poi effettuata un'analisi spettrale mediante trasformata di Fourier discreta (frequenza campionamento 100 MHz) per avere un'idea delle frequenze in gioco.

Come possibile vedere in Fig. 1.5, dopo i 25 kHz abbiamo già una attenuazione del 90% del contenuto spettrale (-20 dB) che diventa del 98% (-34 dB circa) dopo i 100 kHz. Si è scelto di normalizzare rispetto al valore massimo di 0 dB con lo spettro che risulta quindi indipendente dalla tensione di picco scelta per l'analisi.

Possiamo comunque estendere l'intervallo di frequenze in esame considerando come banda di frequenza utile quella in cui inizia la massima pendenza. Come illustrato in Fig. 1.6 la curva di densità spettrale per la forma d'onda di tensione specificata per i surge è così composta [3]:

- Un primo tratto orizzontale proporzionale all'ampiezza del surge (in questo caso normalizzato a 0 dB).
- Un secondo tratto discendente con pendenza di 20 dB/decade che inizia alla frequenza $f_1 = 1/\pi T$, con $T = 50 \mu s$ tempo di durata dell'onda, e prosegue fino alla frequenza $f_2 = 1/\pi t$ con $t = 1,2 \mu s$ tempo di salita.
- Un secondo tratto discendente che inizia alla frequenza f_2 con pendenza di 40 dB/decade.

Proprio $f_2 = 265 \text{ kHz}$ (attenuazione circa 45 dB cioè del 99,4%) può essere considerata come la massima frequenza in gioco durante i surge. Volendo si può estendere il campo di frequenze in gioco fino a 1 MHz che deriva dal tempo di salita (dal 10% al 90%) dell'impulso ($1 \mu s$).

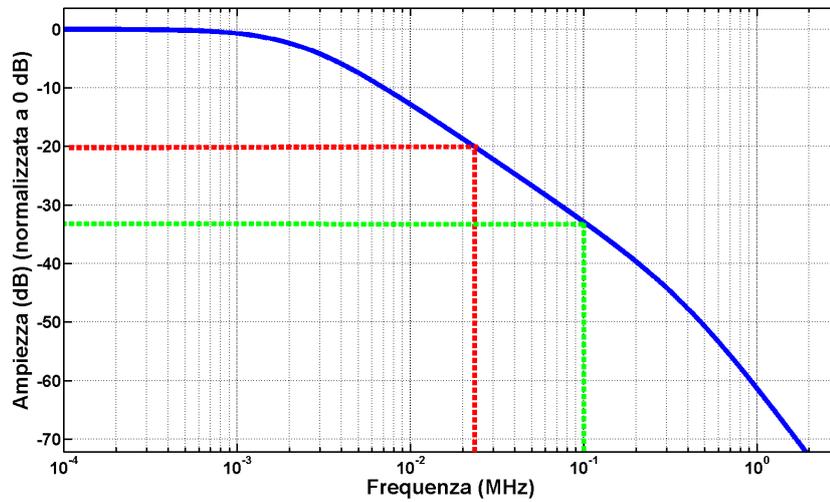


Figura 1.5: Spettro della forma d'onda di tensione: in rosso è evidenziata una attenuazione di 20 dB a 25 kHz, che diventa di 34 dB (98%) dopo i 100 kHz

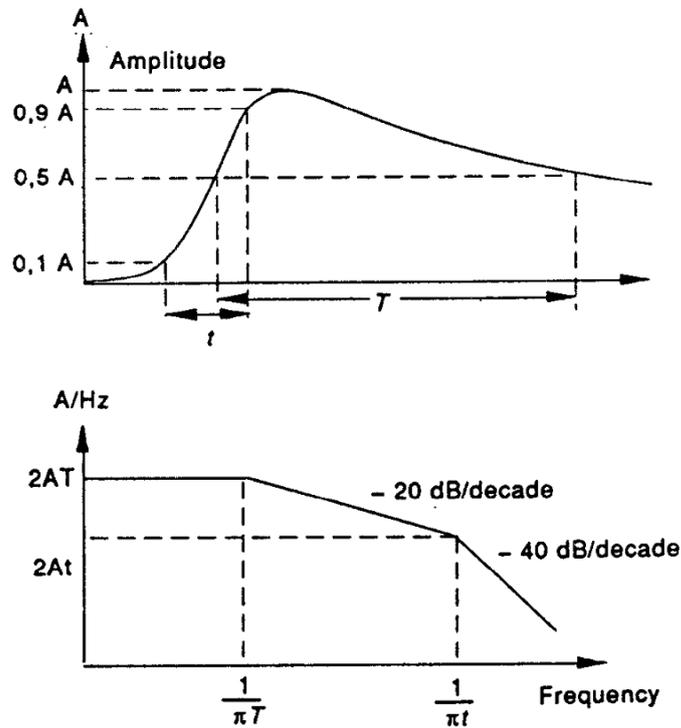


Figura 1.6: Forma d'onda e relativa densità spettrale per un impulso di surge: evidenziate sull'asse dei tempi le costanti di tempo t (tempo di salita) e T (tempo di durata)

1.2 I varistori

1.2.1 A cosa servono

Nel normale funzionamento di un'apparecchiatura elettronica è normale che si verifichi, sulle porte di collegamento con il mondo esterno, una sovratensione o una sovracorrente, normalmente dovute a fenomeni non controllabili e non evitabili. Fenomeni di questo tipo non devono compromettere la funzionalità dell'apparecchiatura stessa e perciò è compito del progettista predisporre degli accorgimenti di protezione opportuni.

Le sovratensioni e le sovracorrenti rappresentano dei disturbi di tipo impulsivo che si sovrappongono ai segnali elettrici previsti nel normale funzionamento dell'apparecchiatura. Di solito si tratta di fenomeni caratterizzati da ampiezze elevate e tempi piuttosto brevi che ne limitano l'energia complessiva.

Tra le principali cause che portano al loro verificarsi ci sono:

- Le scariche atmosferiche, dell'ordine dei milioni di volt e migliaia di ampere, che provocano per induzione elettrostatica ed elettrodinamica disturbi sulle linee di distribuzione dell'energia elettrica. Generalmente disturbi di questo tipo hanno elevata energia, sono indicati con il nome di surge e si manifestano in forma isolata sia con polarità positiva che negativa.
- La chiusura e apertura di interruttori, collegati a carichi induttivi o capacitivi, che generano normalmente pacchetti di impulsi denominati burst dovuti principalmente al fenomeno della scarica a sciame tipica dell'azionamento degli interruttori meccanici. Hanno energia inferiore rispetto ai surge.
- Le scariche elettrostatiche, che sono diventate sempre più importanti con l'abbassarsi negli anni delle tensioni di funzionamento dei componenti elettronici.

I circuiti di protezione dai disturbi impulsivi, che spesso sono presenti per rendere omologabile una apparecchiatura, devono avere determinate caratteristiche:

1. Essere in grado di limitare l'ampiezza dell'impulso di tensione o di corrente.
2. Avere un tempo di intervento sufficientemente rapido rispetto al disturbo.
3. Poter dissipare senza danneggiarsi la potenza associata al disturbo.
4. Avere un basso costo ed una elevata affidabilità.

Nell'ambito dei circuiti di alimentazione collegati alla rete pubblica è invalso l'uso come dispositivi di protezione, dei varistori all'ossido metallico (MOV, metal oxide varistors), tipicamente zinco. Tali componenti hanno dimostrato di avere grande flessibilità di applicazione e affidabilità, il tutto associato ad un rapporto prezzo/prestazioni molto attraente.

I MOV si comportano come dei resistori non lineari (VARIABLE resISTORS) la cui resistenza cala all'aumentare della tensione applicata, con una curva caratteristica V/I simmetrica rispetto all'origine. Connessi in parallelo al dispositivo o al circuito da proteggere formano un percorso a bassa impedenza quando la tensione si innalza e perciò prevengono ogni ulteriore innalzamento della tensione durante l'impulso.

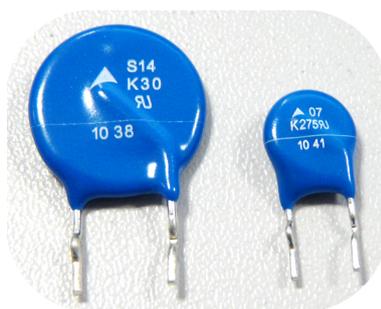


Figura 1.7: Fotografia di due dei modelli di varistori utilizzati nelle prove

La dipendenza dalla tensione dei varistori può essere caratterizzata in prima approssimazione dalla formula:

$$I = K \cdot V^\alpha$$

dove α denota l'esponente della parte non lineare e può essere interpretato come una misura della pendenza della caratteristica V/I . Nei MOV si è riusciti a produrre componenti con valori di α maggiori di 30 e ciò pone il loro livello di protezione allo stesso livello di quello dei diodi zener o dei soppressori a diodi.

Una capacità eccezionale di sopportare correnti elevate combinata con un tempo di risposta minore di 25 ns rendono di fatto i MOV dispositivi di protezione quasi perfetti.

1.2.2 Microstruttura e meccanismo di conduzione

La sinterizzazione dell'ossido di zinco con altri additivi sotto opportune condizioni produce una ceramica policristallina la cui resistività manifesta una dipendenza pronunciata con la tensione. Questo fenomeno è detto appunto effetto varistore. La Fig. 1.8 illustra il meccanismo di conduzione in un varistore in forma sem-

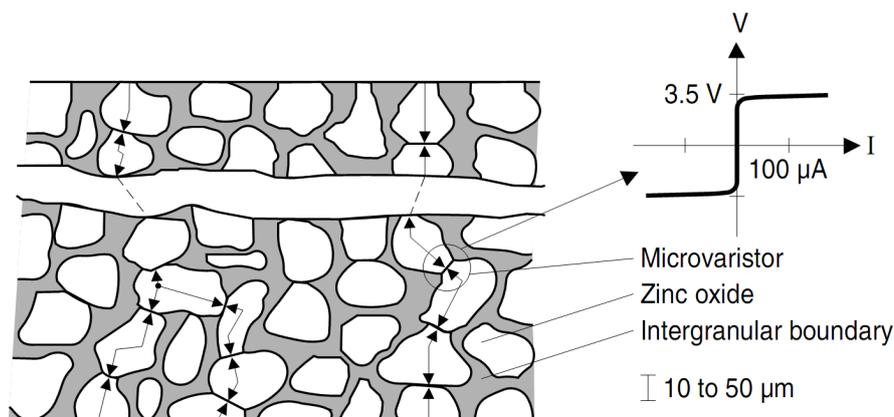


Figura 1.8: Meccanismo di conduzione in un varistore ad ossido metallico (MOV)

plicata. I grani di ossido di zinco di per sé sono conduttivi mentre lo spazio

intergranulare formato dagli altri ossidi è altamente resistivo. La sinterizzazione produce dei “microvaristori” solo nei punti dove i grani di ossido di zinco si toccano fra loro e sono confrontabili a diodi zener simmetrici (livello di protezione circa 3,5 V). Il comportamento elettrico di un MOV è perciò il risultato di un gran numero di microvaristori connessi in serie o in parallelo. Ciò implica che le caratteristiche del componente sono controllate dalle dimensioni fisiche del varistore stesso:

- Un raddoppio dello spessore ceramico produce un raddoppio della tensione di protezione, perché un numero doppio di microvaristori sono collegati in serie.
- Un raddoppio dell'area causa un raddoppio della capacità di corrente perché un numero doppio di percorsi di corrente sono disposti in parallelo.
- Un raddoppio del volume causa quasi un raddoppio della capacità massima di energia perché c'è un numero doppio di elementi dissipativi sotto forma di grani di ossido di zinco.

Le connessioni in serie ed in parallelo dei singoli microvaristori nel corpo sinterizzato di un MOV spiegano anche la sua elevata capacità di smaltire elevati carichi elettrici rispetto ai dispositivi a semiconduttore. Mentre infatti nei semiconduttori la potenza è dissipata quasi interamente in una sottile giunzione p-n, in un MOV è distribuita in tutti i microvaristori, cioè in maniera uniforme all'interno del volume del componente.

Ogni microvaristore è dotato di elementi dissipativi di energia sotto forma di grani di ossido di zinco con contatto termico ottimale. Ciò permette elevati livelli di assorbimento di energia e quindi capacità di sopportare le correnti eccezionalmente elevate dei surge.

I MOV sono prodotti a partire da composti ceramici caratterizzati da diversi gradienti di tensione. In tal modo è possibile scegliere i materiali più adatti per specifici livelli di protezione (tensioni di intervento) mantenendo spessori ceramici adatti per la produzione.

La modifica dei materiali utilizzati e del processo di sinterizzazione influenzano la dimensione dei grani (da 10 μm a 100 μm) e perciò producono tensioni specifiche diverse (da 30 a 250 V/mm). La caratteristica V/I dei singoli microvaristori all'interno però non ne viene influenzata. Varistori con massima tensione di lavoro piccola (tipicamente inferiori a 40 V), non possono sopportare la stessa densità di corrente di quelli con tensioni più alte. Ciò spiega le differenze di corrente massima sopportata, dissipazione di energia, dimensioni fisiche all'interno delle varie serie. Ad esempio per quanto riguarda la EPCOS, un varistore S07K40 (7 mm di diametro, 40 V RMS), ha una corrente massima di 250 A, mentre un S07K50 (stesso diametro, 50 V RMS) raggiunge i 1200 A.

I composti ceramici ad ossido metallico consentono la produzione di prodotti con differenti design (Fig. 1.9): a disco con reofori di collegamento in rame stagnato per il montaggio su circuiti stampati, “in housing” cioè inseriti all'interno di contenitori per specifiche applicazioni, a blocco con terminali a vite per elevate correnti (10 kA - 100 kA), “strap” con terminali adatti sia ad essere avvitati che saldati.

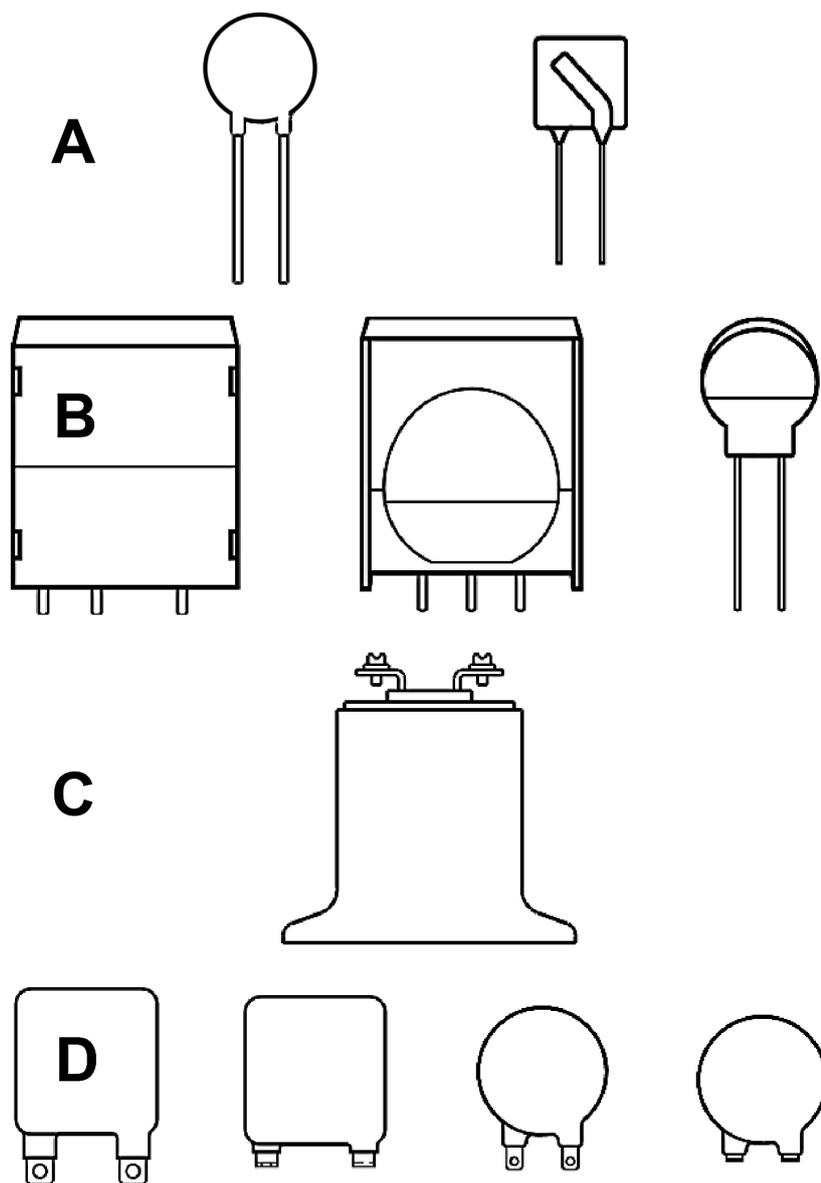


Figura 1.9: Differenti design dei varistori in commercio:
A) a disco, B) in Housing, C) a blocco, D) strap

1.2.3 Caratteristica V/I e circuito equivalente

La caratteristica V/I di un varistore all'ossido di zinco può essere suddivisa in tre differenti regioni che dipendono dalla corrente circolante sul componente (Fig. 1.10).

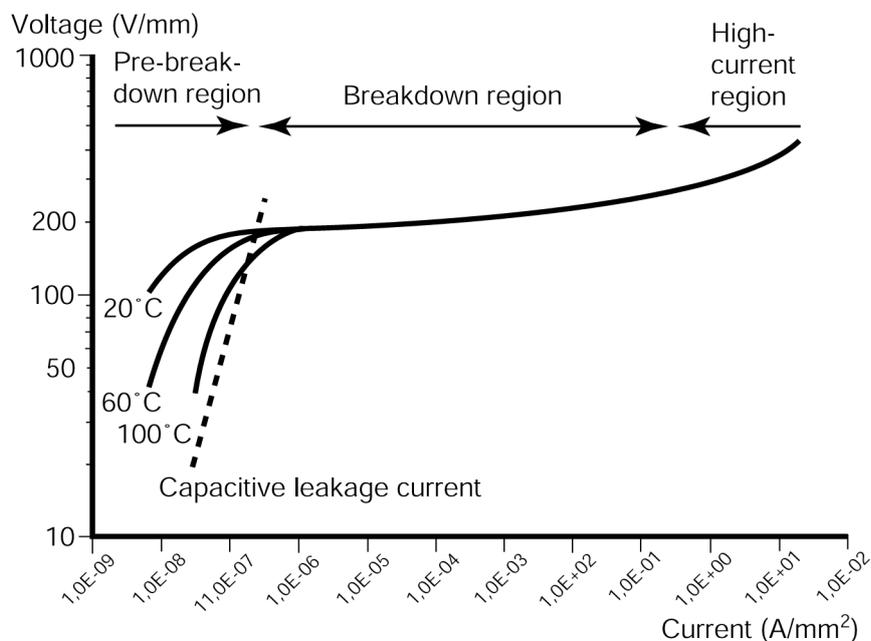


Figura 1.10: Caratteristica V/I di un varistore all'ossido di Zinco e relative regioni di funzionamento

La Fig. 1.11 illustra il circuito equivalente ad un MOV. Tale schema può essere

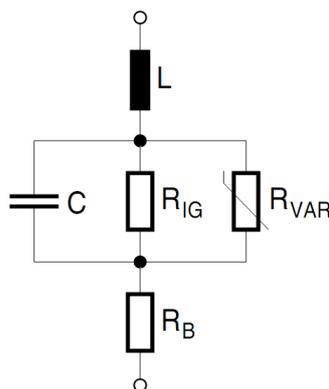


Figura 1.11: Circuito equivalente ad un MOV: L induttanza dei reofori, C capacità equivalente del varistore, R_{IG} resistenza intergranulare ($\rho \approx 10^{12} - 10^{13} \Omega\text{cm}$), R_{VAR} resistenza del varistore ideale (da 0Ω a ∞), R_B resistenza dell'ossido di Zinco (Bulk) con $\rho \approx 1 - 10 \Omega\text{cm}$

semplificato in base alla regione di lavoro:

- Regione della corrente di dispersione, detta anche regione di pre-breakdown ($< 10^{-6} \text{ A}$)

Per questi valori di corrente la resistenza di un varistore ideale (R_{VAR}) tende a infinito perciò può essere ignorata: predomina la resistività dovuta al materiale intergranulare (R_{IG}) che determina un andamento lineare della caratteristica V/I (downturn region). R_{IG} ha una marcata dipendenza con la temperatura, e all'aumentare di essa aumenta anche la corrente di dispersione. In particolare la corrente I è approssimata dalla relazione

$$I = I_0 \left(\frac{-E_a}{kT} \right)$$

dove E_a è l'energia di attivazione (circa 0,8 eV a temperatura ambiente), k è la costante di Boltzmann e T è la temperatura assoluta. Inoltre in questa regione R_B , resistenza dell'ossido di zinco, può essere trascurata in quanto di valore di molti ordini di grandezza inferiore rispetto alla resistenza intergranulare. La situazione è rappresentata dallo schema di Fig. 1.12 in cui R_{var} ed R_B sono assenti.

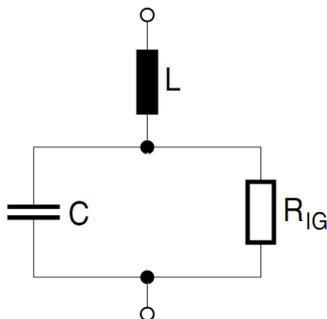


Figura 1.12: Circuito equivalente ad un MOV nella regione di pre-breakdown

- Regione di lavoro standard, detta anche regione di breakdown (da 10^{-5} A a 10^3 A).

In questo caso è la resistenza del varistore (R_{VAR}) ad essere predominante. La caratteristica V/I segue con buona approssimazione l'andamento di una funzione esponenziale secondo l'equazione:

$$I = KV^\alpha$$

dove con K si indica una costante ceramica dipendente dal modello di varistore e con α l'esponente, con valori da 30 a 50, che è indice della non linearità. Per $\alpha = 1$ avremmo infatti un comportamento lineare tipico di un resistore. Il circuito di Fig. 1.13 ne rappresenta l'equivalente. Anche in questo caso R_B può essere trascurata.

- Regione di elevata corrente ($> 10^3$ A).
La resistenza del varistore ideale (R_{VAR}) tende a zero perciò il parallelo con la resistenza intergranulare può essere sostituito da un cortocircuito: la curva V/I diventa nuovamente lineare (upturn region) in quanto dovuta alla sola R_B .
Tale situazione è rappresentata dal circuito equivalente di Fig. 1.14.

Nello schema elettrico equivalente ad un MOV è presente anche una capacità, che viene specificata nelle caratteristiche tecniche per ogni modello. In termini di

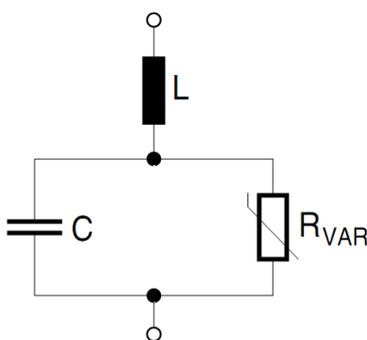


Figura 1.13: Circuito equivalente ad un MOV nella regione di breakdown

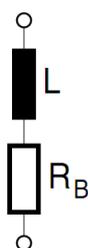


Figura 1.14: Circuito equivalente ad un MOV nella regione di elevata corrente

soppressione delle sovratensioni è desiderabile una capacità elevata perché crea un filtro passa basso che smussa i fronti di salita più ripidi e di conseguenza migliora il livello di protezione. Il tempo di risposta del solo varistore è dell'ordine dei picosecondi. Nel caso di varistori con i terminali a saldare l'induttanza dei fili di collegamento causa un aumento del tempo di risposta a valori di svariati nanosecondi. Per questa ragione è necessario prestare attenzione nel montaggio per avere i terminali più corti possibile.

La caratteristica tensione-corrente di un varistore ad ossido metallico è simile a quella delle funzioni esponenziali. Dato che le curve sono simmetriche generalmente si rappresenta solo un quadrante e la relazione fondamentale come detto è:

$$I = K \cdot V^\alpha$$

con esponente $\alpha (<1)$, I corrente attraverso il varistore, K costante ceramica, V tensione ai capi del varistore (Fig. 1.15 a sinistra). Un'altra possibile interpretazione del principio fisico sotteso a queste curve è quello di una resistenza variabile rapidamente con la tensione che è poi il principio alla base della protezione fornita dal varistore (Fig. 1.15 a destra):

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V}{K \cdot V^\alpha} = \frac{1}{K} V^{1-\alpha}$$

Entrambe le equazioni precedenti si rappresentano particolarmente bene usando una scala bilogarithmica poiché le funzioni esponenziali vi appaiono come linee rette:

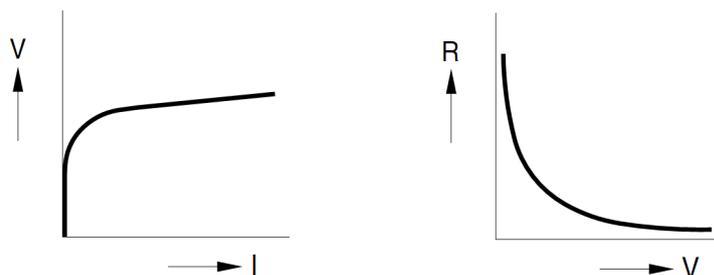


Figura 1.15: Caratteristica V/I (a sinistra) ed R/V (a destra) in scala lineare

$$\log I = \log K + \alpha \cdot \log V$$

$$\log R = \log \left(\frac{1}{K} \right) + (1 - \alpha) \log V$$

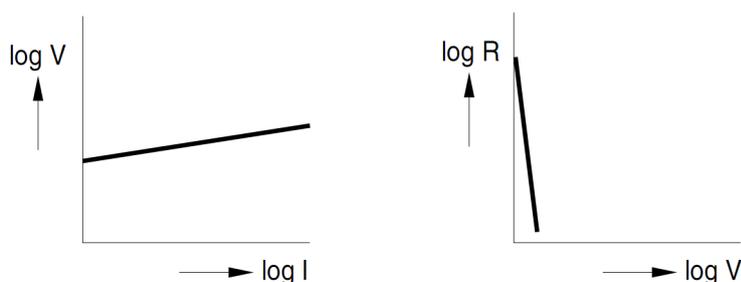


Figura 1.16: Caratteristica V/I (a sinistra) ed R/V (a destra) in scala bilogarithmica

Proprio la scala bilogarithmica (Fig. 1.16) è l'unica forma di presentazione che si incontra analizzando le specifiche dei varistori poiché ha il vantaggio di rendere agevole mostrare l'ampio range di valori delle curve (più di dieci potenze di dieci).

Le equazioni illustrate non tengono conto delle regioni di pre-breakdown e di elevata corrente che come si vedrà vengono però considerate nel modello Spice mediante una relazione matematica più sofisticata. L'esponente α può essere ricavato analizzando le curve di un varistore considerandone due diversi punti, a cui corrispondono due coppie di valori (V_1, I_1) e (V_2, I_2) , e risolvendo poi l'equazione:

$$\alpha = \frac{\log I_2 - \log I_1}{\log V_2 - \log V_1}$$

Fig. 1.17 illustra come l'andamento di α sia circa costante all'interno della regione di lavoro standard mentre Fig. 1.18 evidenzia come la resistenza statica $R = V/I$ per il modello B60K250 sia $< 1 \text{ M}\Omega$ nell'arco delle tensioni operative ammissibili mentre scenda fino a 10 ordini di grandezza in caso di sovratensione.

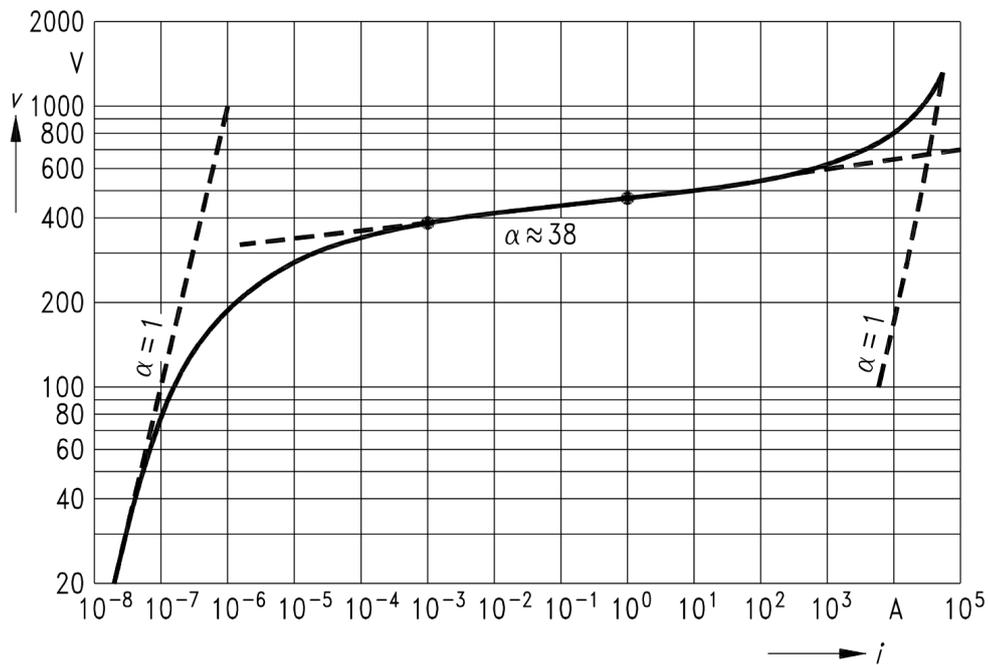


Figura 1.17: Caratteristica V/I reale di un varistore ad ossido di zinco (Epcos SIOV-B60K250)

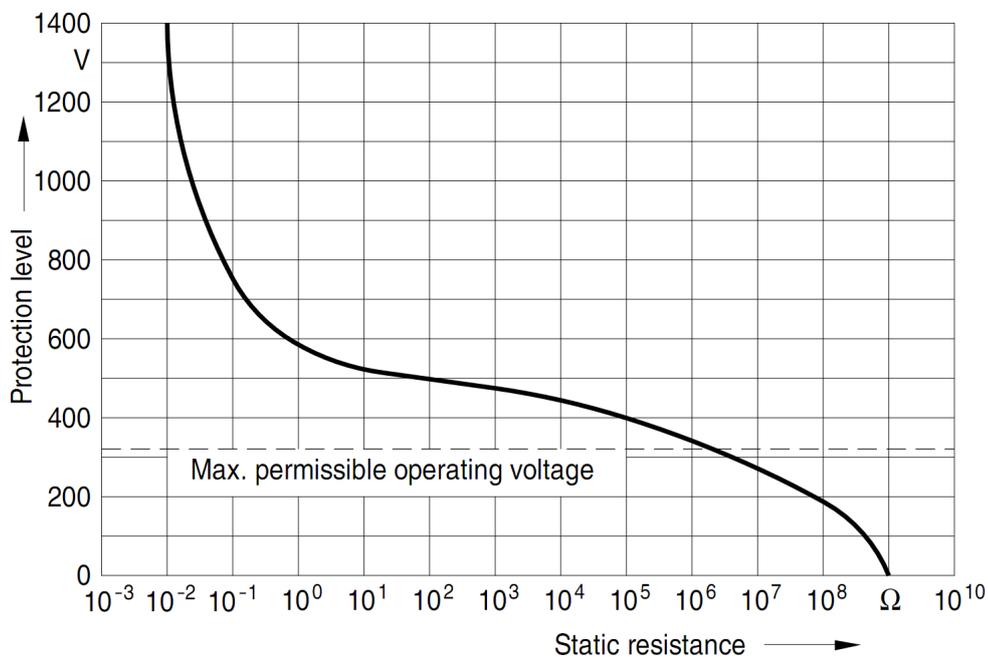


Figura 1.18: Relazione tra resistenza statica e tensione ai capi di un varistore (Epcos SIOV-B60K260)

1.2.4 Banda di Tolleranza

La caratteristica V/I di un singolo varistore è soggetta a un certo scostamento dall'andamento ideale, principalmente a causa di fluttuazioni nel processo di produzione e in quello di assemblaggio. Proprio la tolleranza percentuale fa parte delle specifiche del componente e dà luogo nei grafici ad una precisa banda di tolleranza come visibile in Fig. 1.19.

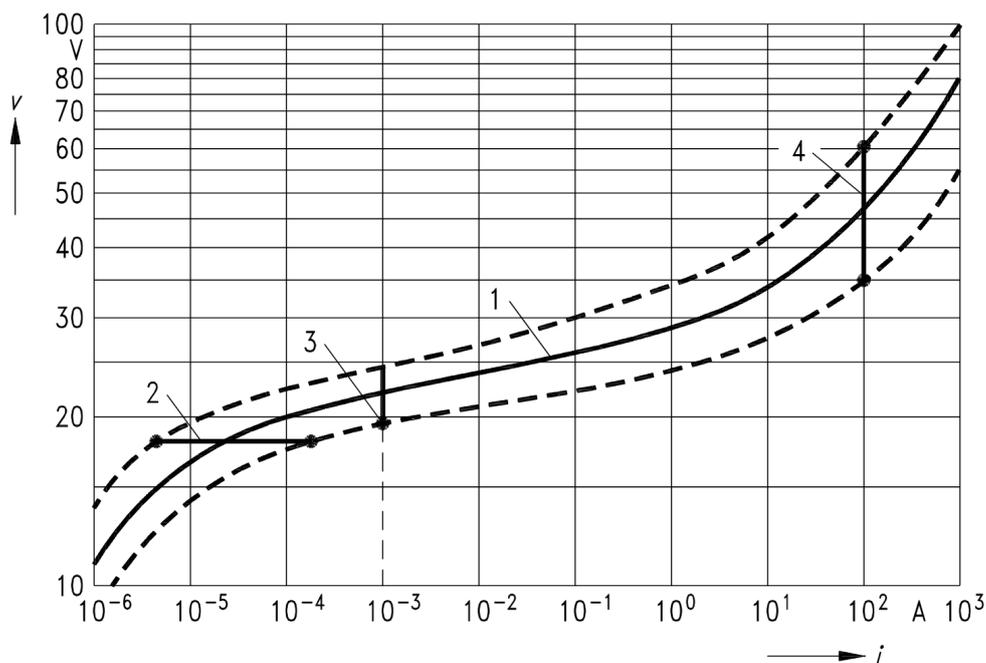


Figura 1.19: Banda di tolleranza di un varistore all'ossido di zinco (SIOV-S14K14)

Essenzialmente si considerano due zone delle curve V/I delimitate per convenzione dalla soglia di 1 mA.

La parte sinistra delle curve ($I < 1$ mA)) si riferisce ad un comportamento ad alta resistività dove i progettisti sono interessati prevalentemente alla massima corrente di dispersione per una data tensione di lavoro, perciò è di interesse il limite inferiore della banda di tolleranza.

La parte destra delle curve ($I > 1$ mA) ha invece corrispondenza con un comportamento a bassa resistività in caso di sovratensione, caso in cui i progettisti sono interessati al caso peggiore di tensione sul varistore, identificato dal limite superiore della banda di tolleranza.

Il valore medio all'interno della banda di tolleranza è quello normalmente tracciato (linea "1" in Fig. 1.19) e proprio la tensione media alla corrente di 1 mA indica la tensione nominale del varistore, in questo caso di 22 V.

La tolleranza $K = \pm 10\%$ si riferisce al valore di tensione solo in tale punto specifico (linea "3" in Fig. 1.19) e in questo caso può perciò variare da 19,8 V a 24,2 V. Assumendo una corrente di surge di 100 A la tensione ai capi del varistore in esame può andare da 35 V a 60 V (linea "4" in Fig. 1.19) a seconda delle caratteristiche del singolo componente in esame. Per quanto riguarda la

corrente di dispersione invece, alla tensione di 18V DC che è quella massima prevista per il modello S14K14 si hanno valori che possono andare da $6 \mu\text{A}$ a $200 \mu\text{A}$ (linea “2” di Fig. 1.19) e che scendono a $2 \mu\text{A}$ a 10 V DC.

1.2.5 Parametri di targa dei varistori

Nei datasheet dei costruttori si possono identificare vari parametri:

- Tensione operativa, specificata sia in DC che in AC che deve essere superata solo durante un surge. Il valore AC è quello che caratterizza la serie del componente. La corrente di dispersione per questi valori di tensione è irrisoria.
- Corrente massima non ripetitiva durante un surge caratterizzato da una forma d'onda 8/20 μs .
- Energia massima dissipabile dal varistore, testata utilizzando una forma d'onda rettangolare di 2 ms (Fig. 1.20) come specificato in [4].

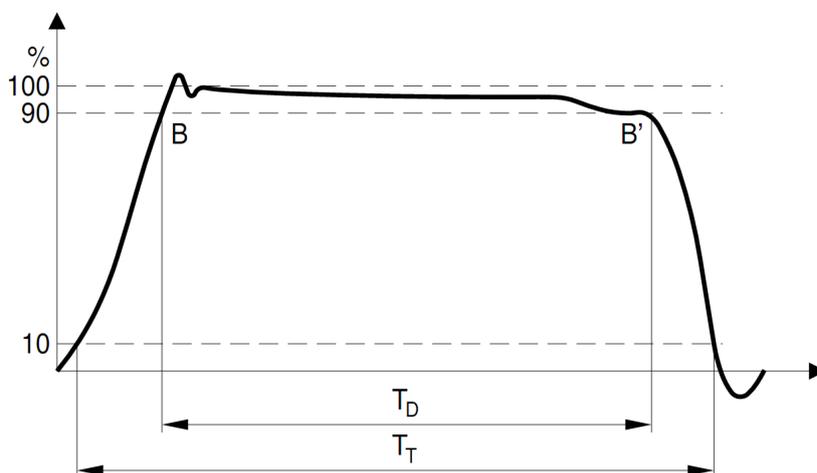


Figura 1.20: Forma d'onda utilizzata per testare l'energia massima dissipata dai varistori secondo IEC 60060. T_D è la durata del valore di picco ($\approx 2 \text{ ms}$)

- Potenza massima dissipabile, importante qualora il varistore non abbia abbastanza tempo per raffreddarsi.
- Tensione del varistore, indicata come la tensione ai suoi capi quando viene applicata una corrente di 1 mA: non ha particolare significato fisico ma serve come riferimento per il confronto con altri componenti.
- Tolleranza, riferita alla temperatura di $25 \text{ }^\circ\text{C}$ e alla corrente di 1 mA, fatta scorrere in fase di misura per un tempo inferiore ai 2 s per evitare il surriscaldamento del componente.
- Livello di protezione (Clamping voltage) cioè la tensione ai capi del componente per le correnti di surge specificate ($> 1 \text{ mA}$). In generale sono le curve V/I ad essere più significative.
- Capacità, misurata alla frequenza di 1 kHz, che cresce con l'area dei dispositivi (maggiore corrente massima sopportata) e cala incrementando il livello di protezione.

1.2.6 Derating

Il derating (declassamento) è una riduzione intenzionale dei livelli massimi consentiti per determinati parametri nell'utilizzo del dispositivo. Con i MOV il derating è di particolare interesse in due casi specifici:

- Derating di corrente massima ed energia massima dissipata, in caso di surge ripetuti ed in caso di forma e durata dell'impulso diversi dallo standard ($8/20 \mu\text{s}$, la stessa delle IEC 61000-4-5).
- Derating di tensione, corrente massima, energia e potenza media dissipata dovuti a temperature che eccedano gli $85 \text{ }^\circ\text{C}$ (o i $125 \text{ }^\circ\text{C}$) come evidenziato per tre diverse serie di prodotto in Fig 20

Correnti di surge fino a una volta e mezzo i valori specificati possono portare a una variazione nella tensione del varistore di più del 10%. Nella maggior parte dei casi il varistore non viene distrutto ma il cambiamento delle sue caratteristiche elettriche è irreversibile.

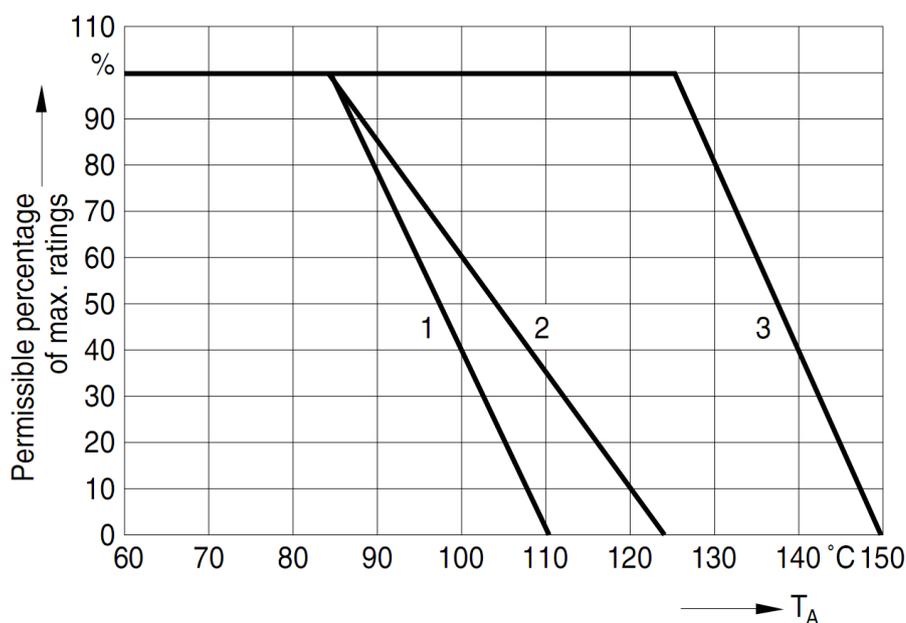


Figura 1.21: Derating di temperatura per tensione operativa, corrente massima e energia dissipata secondo IEC 60068 per varie serie di varistori: la curva "2" si riferisce ai modelli Epcos testati (Serie S).

Correnti superiori possono portare alla perforazione del varistore o al suo incendiarsi. In caso di sovraccarico infatti i grani di ossido di Zinco si fondono e si vengono a creare dei percorsi conduttivi all'interno del varistore con resistenza molto più bassa di quella originale. Inoltre un sovraccarico può surriscaldare la ceramica del varistore a tal punto da far dissaldare gli elettrodi.

A causa dell'imprevedibilità dei transitori un varistore può andare in sovraccarico anche se accuratamente dimensionato e rompere il suo involucro espellendo materiale caldo. Ecco perciò che un varistore dovrebbe essere fisicamente isolato dai componenti adiacenti ad esempio mediante un involucro metallico.

La protezione mediante fusibili è desiderabile per evitare danni dovuti a cortocircuiti di varistori danneggiati che sono collegati alla tensione di rete. Un fusibile infatti non riesce a fermare un surge perché non è abbastanza veloce.

1.2.7 Selezione dei varistori

La procedura di selezione di un varistore coinvolge tre passi principali:

1. Selezionare varistori che sono adatti alla tensione operativa in uso.
2. Determinare il varistore che è più adatto per l'applicazione desiderata in termini di:
 - (a) Corrente di surge.
 - (b) Energia assorbita, con $W = \int_{t_0}^{t_1} v(t)i(t)dt$.
 - (c) Potenza media dissipata, considerando l'intervallo massimo di 60 secondi fra due impulsi come prescritto da IEC 61000-4-5 e ricordando che $P = \frac{W}{T}$.
3. Determinare la massima tensione possibile sul varistore selezionato in caso di sovratensione e confrontarla con i valori ammessi dai componenti o circuiti che devono essere protetti.

Indicando con x^* un valore limite consentito dai componenti a valle del varistore e con x_{\max} un limite dovuto alle caratteristiche proprie del componente stesso possiamo scrivere le condizioni che devono essere rispettate:

$$\begin{aligned} i^* &\leq i_{\max} \\ W^* &\leq W_{\max} \\ P^* &\leq P_{\max} \end{aligned}$$

Nelle simulazioni Spice effettuate al computer con i modelli di varistore bisogna ricordarsi che il valore massimo della corrente di surge, dell'energia dissipata e della potenza media si ottengono impostando nelle proprietà del componente la massima tolleranza negativa all'interno delle specifiche del modello analizzato (normalmente -10%).

Qualora la tensione massima ai capi del varistore durante il surge, alla tolleranza più sfavorevole (usualmente +10%), fosse superiore al valore accettabile dalla circuiteria collegata a valle è possibile agire nel seguente modo:

- Scegliere un varistore con un diametro maggiore, in quanto la densità di corrente sul dispositivo è inferiore e quindi la tensione anche.
- Scegliere un varistore con tensione più bassa, anche eventualmente collegandone due in serie e sommandone perciò il valore. Bisogna però tenere conto che avvicinarsi troppo alla tensione di alimentazione implica un precoce malfunzionamento del dispositivo che si attiva anche per le variazioni lente e prolungate della tensione di rete.
- Scegliere un componente con una banda di tolleranza più stretta. Esistono componenti che sfruttano solo la metà inferiore della banda di tolleranza e ciò diminuisce la tensione del 10%.
- Inserire un'impedenza (resistore o induttore) in serie al circuito.

1.2.8 Metodo grafico per il dimensionamento

Per calcolare la massima tensione sul varistore al momento del surge, la corrente massima, l'energia massima e di conseguenza la potenza media dissipate, è necessario in generale utilizzare un procedimento grafico. Come illustrato in

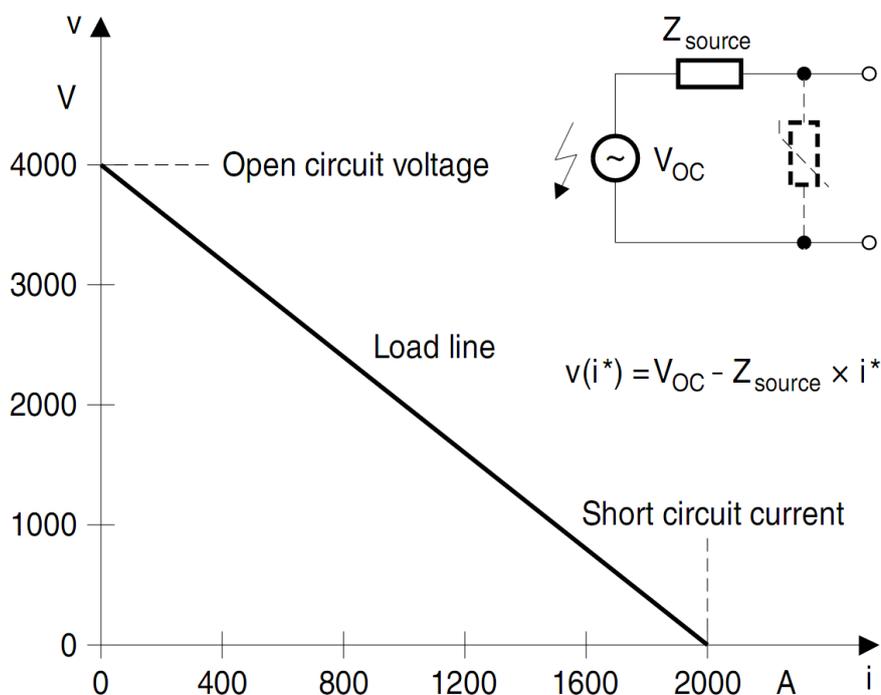


Figura 1.22: Curva di lavoro per un varistore sottoposto ad un surge di 4000 V a circuito aperto e 2000 A in cortocircuito

Fig. 1.22 la sovratensione può essere rappresentata nel piano V/I come un segmento che unisce il punto corrispondente alla tensione massima di surge sull'asse "v" (ad es. tensione di picco a circuito aperto $v_{OC} = 4$ kV), con il punto sull'asse "i" corrispondente alla corrente massima che si avrebbe in caso di cortocircuito (ad es. $i_{max} = 2$ kA), dipendente unicamente dall'impedenza della sorgente ($z_{source} = 2 \Omega$ per le prove Linea-Neutro nel caso del generatore di onda combinata). Si ottiene così:

$$v(i) = v_{OC} - z_{source} \cdot i$$

All'intersezione di questa curva di lavoro con la curva del varistore selezionato si ottiene il valore di tensione e la corrente massimi al momento del surge. Poiché le curve caratteristiche V/I sono normalmente rappresentate in scala bilogarithmica, è necessario "distorcere" il segmento rettilineo come in Fig. 1.23.

Ancora più complesso sarebbe calcolare l'energia dissipata per via grafica dato che è necessario convertire l'impulso in uno equivalente di tipo rettangolare mediante un'equivalenza delle aree sottese.

Non sarebbe però comunque possibile in questo modo avere un'idea del valore

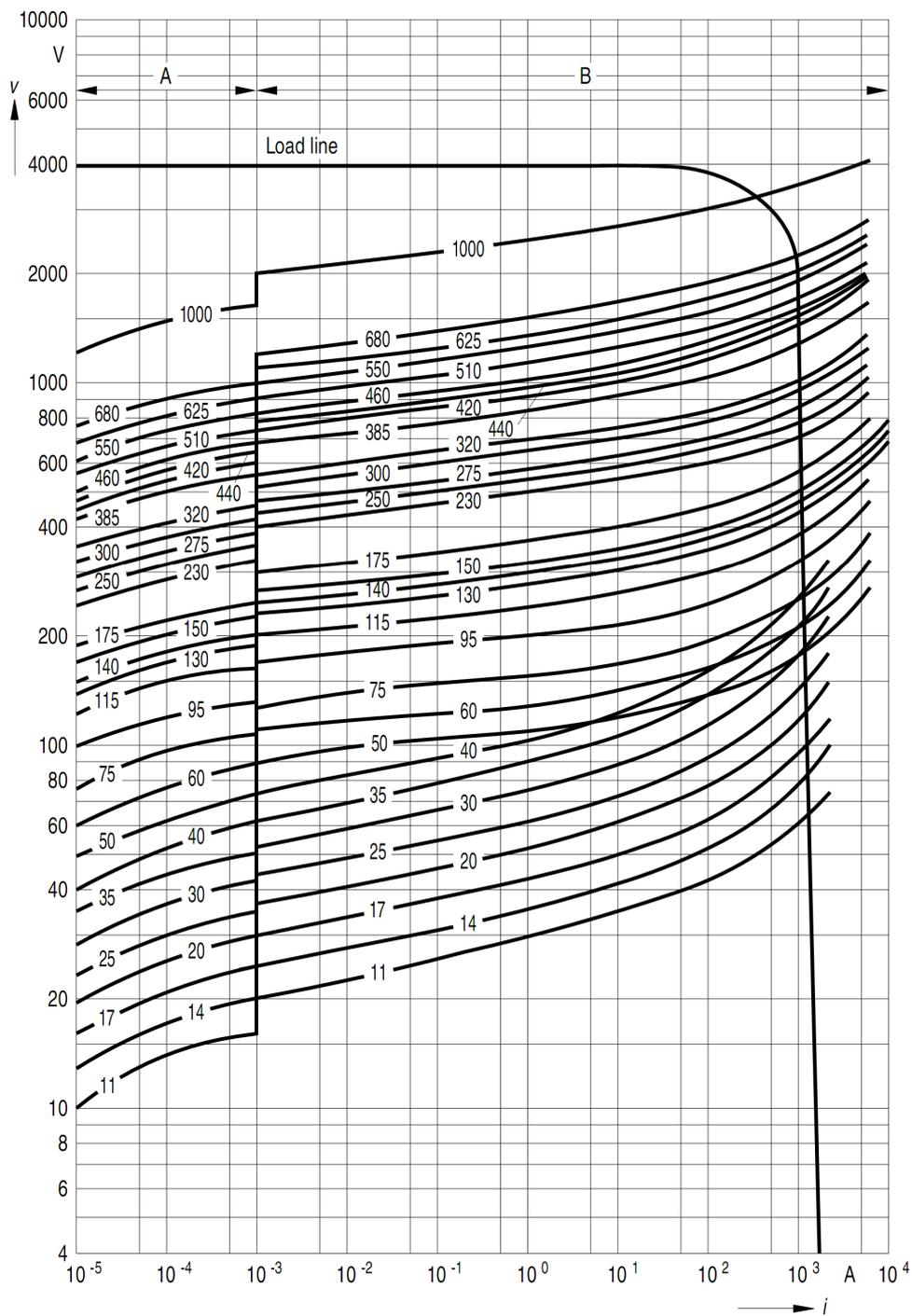


Figura 1.23: Metodo grafico per il calcolo della tensione massima durante il surge: intersezione delle curve caratteristiche V/I di un varistore SIOV-S20 con la linea di lavoro nel caso di surge con 4 kV di ampiezza e impedenza di linea di 2Ω

massimo e minimo delle grandezze a cui è sottoposto il varistore all'interno della sua banda di tolleranza perché quest'ultima è specificata solo alla corrente di 1 mA e varia con la corrente effettivamente circolante sul componente. Anche l'approssimazione del carico come un circuito aperto perché avente un'impedenza molto più elevata del varistore potrebbe non essere corretta.

Proprio per questo motivo si può procedere utilizzando il modello Spice dei varistori all'ossido di zinco.

1.2.9 Modello Spice di un varistore

Esistono in letteratura diversi modelli teorici utili a simulare il comportamento di un varistore per via numerica [5, 6, 7]. Alcuni tengono conto anche del comportamento dinamico che caratterizza i MOV. La tensione residua dipende infatti anche dalla forma d'onda di corrente del surge: aumenta man mano che il tempo del fronte di salita della corrente si riduce (di un 6% passando da 8 a 1,3 μ s) [8]. Un'altra caratteristica dinamica è che il picco di tensione raggiunge il suo massimo prima del picco della corrente. La difficoltà ad utilizzare questi modelli (tra cui "IEEE working group", "Pinceti-Gianettoni", "Fernandez-Diaz"), nasce dall'impossibilità di stimarne i parametri in maniera semplice. A meno di non disporre di laboratori attrezzati in maniera molto sofisticata è conveniente utilizzare i modelli matematici forniti dagli stessi costruttori dei componenti sotto forma di librerie Spice. Tutte quelle disponibili (Epcos, Littelfuse, Siemens-Matsushita) sono basate su un modello più semplice che risale al 1993 [9] costituito da una resistenza non lineare che realizza la curva caratteristica V/I , da una capacità in parallelo ad essa e da una induttanza in serie (Fig. 1.24).

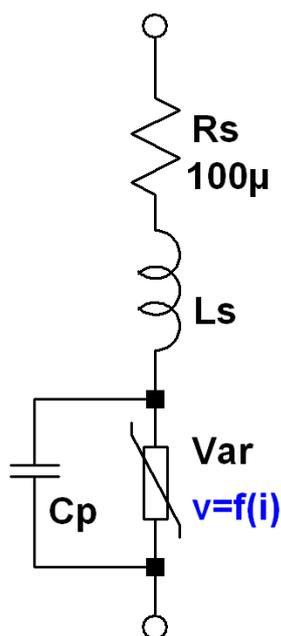


Figura 1.24: Modello Spice di un varistore

La resistenza non lineare viene implementata come un generatore di tensione controllato in corrente ($v = f(i)$). Una resistenza serie addizionale $R_s = 100 \mu\Omega$ è inserita per prevenire stati impossibili che si verificherebbero collegando altri generatori ideali al varistore. Per la descrizione matematica si usa la seguente approssimazione:

$$\log V = b_1 + b_2 \cdot \log(I) + b_3 \cdot e^{-\log(I)} + b_4 \cdot e^{\log(I)} I > 0$$

con i parametri b_1, \dots, b_4 caratterizzanti ogni modello di varistore. Fig. 1.25 illustra la caratteristica per il varistore S20K275 della Epcos e i corrispondenti parametri di calcolo, forniti dal costruttore per ogni modello. La banda di tol-

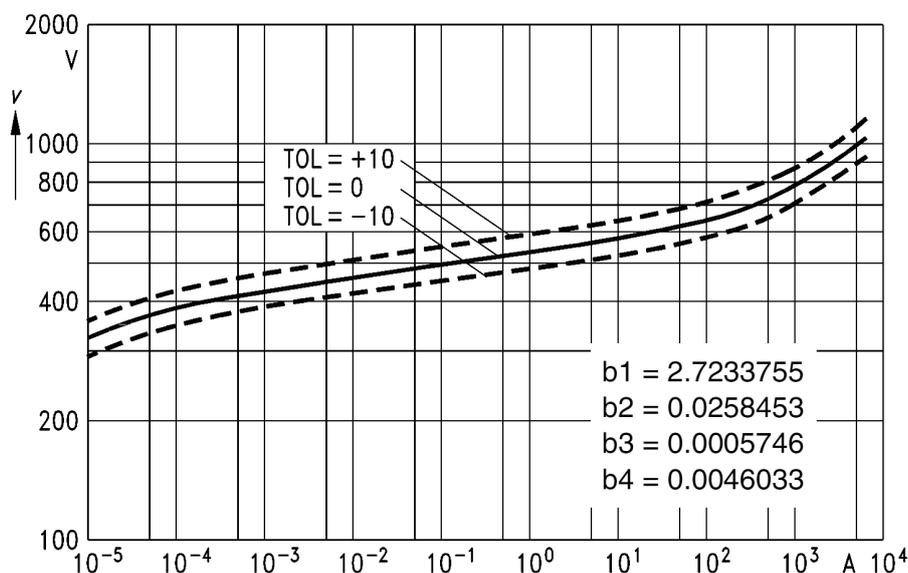


Figura 1.25: Curva caratteristica ottenuta dal modello Spice per un varistore Epcos SIOV-S20K275

leranza della curva caratteristica V/I può venire poi traslata per includere due casi:

- limite superiore della banda di tolleranza ($TOL = +10$), che indica il livello di tensione più alto per una determinata corrente di surge
- limite inferiore della banda di tolleranza ($TOL = -10$), che può servire per calcolare la più alta corrente di dispersione (leakage) per una data tensione di alimentazione e la più alta corrente circolante durante il surge.

Nel modello vengono utilizzati i valori di capacità indicati nelle schede tecniche dei componenti e la dipendenza della capacità dalla tensione e frequenza applicate è così bassa che viene trascurata.

Non è possibile invece ignorare l'induttanza del varistore in applicazioni con fronti di salita ripidi, perciò essa viene rappresentata nello schema equivalente da un induttore posto in serie ed è prevalentemente costituita dall'induttanza dei reofori, dato che quella interna del varistore può essere trascurata. I valori utilizzati sono quelli di applicazioni tipiche, ad esempio 13 nH per un S20K275, e se vengono utilizzati collegamenti più lunghi è necessario considerare una induttanza serie aggiuntiva pari a 1 nH/mm. Avendo utilizzato nelle prove varistori della Epcos,

si è utilizzata la libreria SIOV.lib disponibile sul sito internet del produttore (www.epcos.com/tools).

1.2.10 Limitazioni del modello Spice

Per ragioni matematiche le curve caratteristiche V/I si estendono in entrambe le direzioni al di là del range di corrente analizzato nei grafici delle specifiche tecniche (da $10 \mu\text{A}$ alla I_{max}). Perciò la validità del modello viene a cadere se si superano i limiti del dispositivo fisico, limiti che devono venire considerati dal progettista e dipendono dal singolo modello di varistore.

Mentre valori sotto i $10 \mu\text{A}$ possono portare a risultati non esatti ma non danneggiano il dispositivo e solo in casi eccezionali sono rilevanti per il funzionamento del dispositivo, correnti superiori a quella massima consentita non solo portano a risultati che si scostano con la realtà ma possono distruggere il componente.

Nei limiti da verificare bisogna tener conto anche degli eventuali derating, che non possono essere previsti dal modello matematico stesso.

Il modello non considera il coefficiente di temperatura che però è molto piccolo ($< 0.05\% /\text{K}$), porta solo a minime variazioni della corrente di dispersione ed è ininfluyente per punti di lavoro al di sopra di 1 mA.

1.3 Il generatore di surge

Effettuare le simulazioni di test sui surge durante la fase di progettazione può aiutare a verificare lo stress dei componenti e prevenire costose riprogettazioni.

Indispensabile per effettuare la simulazione di un surge su un circuito è la disponibilità di uno schema di generatore da poter implementare in LTSpice.

1.3.1 Schema di generatore proposto dalla normativa

La normativa [1] fornisce uno schema elettrico e descrive quali forme d'onda deve produrre il generatore di onde combinate ma non dà alcun valore dei componenti da utilizzare.

Passando ad analizzare lo schema proposto (Fig. 1.26), si può osservare come l'energia necessaria sia fornita da un generatore di tensione continua che carica il condensatore C_c attraverso R_c . Una volta caricato, un commutatore scarica l'energia verso una rete, costituita da R_{s1} , R_{s2} , R_m , L_r , che ne modella la forma d'onda. I componenti devono essere selezionati in modo che producano un ben preciso impulso di tensione a circuito aperto e un altro predeterminato impulso di corrente in cortocircuito (come visto al paragrafo 1.1.1).

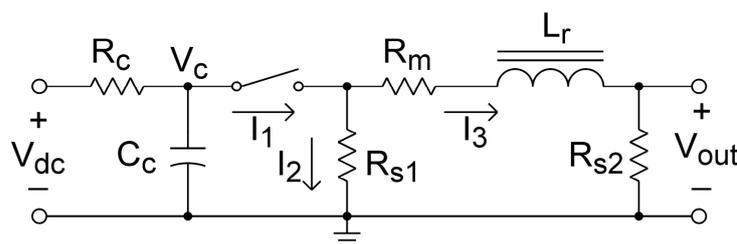


Figura 1.26: Schema elettrico del generatore di surge secondo IEC 61000-4-5

La definizione delle forme d'onda di tensione e corrente per i surge è basata su due insiemi diversi di caratteristiche che valgono entrambe e sono compatibili fra loro.

Il primo insieme è basato su IEC 60060-1 e definisce ogni forma d'onda in termini di tempo del fronte e tempo di emivalore e non è facile da utilizzare per la sintesi di un circuito. Il secondo insieme è invece basato su IEC 60469-1 e specifica il tempo di salita dal 10% al 90% e il tempo di durata dal 50% del valore massimo in salita al 50% in discesa ed è più facile da utilizzare nella sintesi di un generatore (Tabella 1.4).

1.3.2 Un generatore compatibile con la norma

Si è scelto fra i rari schemi elettrici di generatori reperibili in letteratura uno che fosse nato da basi deterministiche e al tempo stesso rispettasse tutte le specifiche previste dalla norma.

Parametro	Tempo di salita (10% - 90%)	Tempo di durata (50% - 50%)
	μs	μs
Tensione a circuito aperto	$1 \pm 30\%$	$50 \pm 20\%$
Corrente in cortocircuito	$6,4 \pm 20\%$	$16 \pm 20\%$

Tabella 1.4: Parametri del generatore di onde combinate

In particolare il lavoro sviluppato da B. Hesterman [10] è interessante in quanto segue un procedimento che prevede di:

- Definire il problema.
- Derivare le equazioni circuitali nel dominio di Laplace per la tensione a circuito aperto e la corrente in cortocircuito.
- Determinare la risposta nel tempo sfruttando le trasformate inverse di Laplace.
- Derivare le espressioni della tensione e della corrente di picco.
- Definire funzioni per i parametri della forma d'onda in termini di valori dei componenti e della tensione iniziale del condensatore.
- Inserire i valori richiesti dei parametri delle forme d'onda.
- Risolvere ottenendo i valori dei componenti e la tensione iniziale del condensatore.

Analisi per la tensione a circuito aperto

Il circuito è prima analizzato nel dominio di Laplace nell'istante successivo alla chiusura dell'interruttore ($t = 0$), considerando che il condensatore sia carico ad una tensione V_{dc} e che la corrente iniziale nell'induttore sia zero. Inoltre si considerano trascurabili gli effetti della resistenza di carica R_c .

$$I_1(s) = C_c \cdot (-s \cdot V_c(s) + V_{dc})$$

$$I_2(s) = \frac{V_c(s)}{R_{s1}}$$

$$I_3(s) = \frac{V_c(s) - L_r \cdot s \cdot I_3(s)}{R_m + R_{s2}}$$

Ricavando I_3 dalla terza equazione, sapendo per la KCL (legge di Kirchoff delle correnti) che:

$$I_1(s) - I_2(s) - I_3(s) = 0$$

e che la tensione a circuito aperto può essere espressa da:

$$V_{oc}(s) = I_3(s) \cdot R_{s2}$$

si ottiene dopo alcuni passaggi:

$$V_{oc}(s) = \frac{V_{dc} \cdot R_{s1} \cdot R_{s2} \cdot C_c \cdot (R_{s2} + R_m + L_r \cdot s)}{(R_{s2} + R_m + L_r \cdot s) \cdot \{s^2 R_{s1} L_r C_c + [C_c R_{s1} (R_{s2} + R_m) + L_r] s + R_{s1} + R_{s2} + R_m\}}$$

Passando alle trasformate inverse di Laplace per trovare un'equazione nel dominio del tempo ed espandendo la funzione *senh* che vi compare si ha che:

$$V_{oc} = V_{dc} \tau_1 \frac{R_{s2}}{L_r} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

$$\tau_1 = \frac{R_{s1} L_r C_c}{\sqrt{R_{s1}^2 (R_{s2} + R_m)^2 C_c^2 - [2R_{s1} (R_{s2} + R_m) + 4R_{s1}^2] L_r C_c + L_r^2}}$$

$$\tau_2 = \frac{2R_{s1} L_r C_c}{[C_c R_{s1} (R_{s2} + R_m) + L_r] - \sqrt{R_{s1}^2 (R_{s2} + R_m)^2 C_c^2 - [2R_{s1} (R_{s2} + R_m) + 4R_{s1}^2] L_r C_c + L_r^2}}$$

V_{oc} si può notare come abbia la stessa forma dell'equazione data da Standler (Paragrafo 1.1.5) come approssimazione matematica.

Per la forma d'onda di tensione 1,2/50 μs abbiamo infatti:

$$V(t) = AV_P \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) e^{-\frac{t}{\tau_2}}$$

con V_P = tensione di picco richiesta, $A = 1,037$, $\tau_1 = 0,4074 \mu s$, $\tau_2 = 68,22 \mu s$.

Ponendo uguale a zero la derivata dell'espressione di V_{oc} si può trovare l'istante di picco della tensione a circuito aperto:

$$t_{ocp} = \tau_1 \ln \left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1} \right)$$

che sostituita nell'espressione di V_{oc} dà il valore di picco della tensione:

$$V_p = V_{dc} \frac{R_{s2}}{L_r} \tau_2 \left(\frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} \right)^{\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_2}}$$

Analisi per la corrente in cortocircuito

Considerando $R_{s2} = 0$ per la corrente in cortocircuito possiamo scrivere:

$$I_{sc}(s) = \frac{V_{dc} R_{s1} C_c}{s^2 R_{s1} L_r C_c + (R_{s1} R_m C_c + L_r) \cdot s + R_{s1} + R_m}$$

Usando la trasformata inversa di Laplace disponibile in Mathcad e semplificando si ottiene:

$$I_{sc} = \frac{V_{dc} e^{-\frac{t}{\tau_{sc}}}}{L_r \omega_{sc}} \sin(\omega_{sc} t)$$

$$\tau_{sc} = \frac{2R_{s1} L_r C_c}{R_{s1} R_m C_c + L_r}$$

$$\omega_{sc} = \frac{\sqrt{(4R_{s1} + 2R_m) R_{s1} L_r C_c - R_{s1}^2 R_m^2 C_c^2 - L_r^2}}{2R_{s1} L_r C_c}$$

L'equazione di I_{sc} stavolta è diversa rispetto a quella formulata da Standler per la forma d'onda di corrente $8/20 \mu s$ che è:

$$I(t) = AI_P t^3 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

con I_P = corrente di picco richiesta, $A = 0,01243(\mu s)^{-3}$, $\tau = 3,911 \mu s$. Tale espressione però non tiene conto della sottoelongazione (undershoot), consentita dalla norma fino al 30% del valore di picco, e non può essere realizzata in alcun modo mediante un circuito RLC come quello proposto dalla normativa stessa.

Imponendo derivata nulla all'espressione di I_{sc} e considerando il primo picco negativo otteniamo l'espressione:

$$t_{sc_{min}} = \frac{a \tan(\tau_{sc}\omega_{sc}) + \pi}{\omega_{sc}}$$

e il relativo valore del primo picco negativo è:

$$I_{sc_{min}} = \frac{-V_{dc}\tau_{sc}e^{\frac{-(a \tan(\tau_{sc}\omega_{sc}) + \pi)}{\tau_{sc}\omega_{sc}}}}{L_r\sqrt{1 + \tau_{sc}^2\omega_{sc}^2}}$$

Il valore del picco positivo invece è:

$$I_p = \frac{V_{dc}\tau_{sc}e^{\frac{-a \tan(\tau_{sc}\omega_{sc})}{\tau_{sc}\omega_{sc}}}}{L_r\sqrt{1 + \tau_{sc}^2\omega_{sc}^2}}$$

Inserimento delle specifiche

Dopo aver costruito i sistemi di equazione necessari per risolvere il problema si possono inserire le specifiche richieste:

- Tensione di picco a circuito aperto $V_{peak} = 1000V$
- Tempo di salita 10% - 90% della tensione a circuito aperto: $t_{ocr} = 1 \cdot 10^{-6}s$
- Tempo di durata 50% - 50% della tensione a circuito aperto: $t_{ocd} = 50 \cdot 10^{-6}s$
- Corrente di picco in cortocircuito: $I_{peak} = 500A$
- Tempo di salita 10% - 90% della corrente in cortocircuito: $t_{scr} = 6,4 \cdot 10^{-6}s$
- Tempo di durata 50% - 50% della corrente in cortocircuito: $t_{scd} = 16 \cdot 10^{-6}s$
- Percentuale di undershoot desiderata per la corrente in cortocircuito: $P_{scu} = 25\%$

Una soluzione che minimizza l'errore rispetto alle richieste porta per lo schema di Fig. 1.26 ai valori dei componenti del circuito espressi in Tabella 1.5 [10].

$V_{dc} = 1082 \text{ V}$	$R_{s1} = 25,105 \Omega$
$C_c = 6,038 \mu F$	$R_{s2} = 19,80 \Omega$
$L_r = 10,37 \mu H$	$R_m = 0,941 \Omega$

Tabella 1.5: Valori dei componenti del generatore di surge

Utilizzando tali valori dei componenti le equazioni matematiche che legano le grandezze del circuito forniscono i risultati di Tabella 1.6, che sono ampiamente all'interno delle tolleranze consentite dalla normativa.

Parametro	Target	Risultato del calcolo	Errore relativo (%)
Tensione picco (V)	1000	1000	0,00%
Tempo salita tens. (μs)	1	1	0
Tempo di durata tens. (μs)	50	50	0
Corrente di picco (A)	500	500	0
Tempo salita corr. (μs)	6,4	6,12	-4,3
Tempo di durata corr. (μs)	16	16,6	4
Undershoot	$\leq 30\%$	27,7	Verificato

Tabella 1.6: Confronto fra parametri richiesti per le forme d'onda e valori ottenuti utilizzando i valori dei componenti calcolati

1.3.3 Generatore di Surge in LTSpice

Applicando i valori dei componenti di Tabella 1.5 trovati mediante analisi numerica è possibile implementare il generatore di surge in LTSpice (Fig. 1.27).

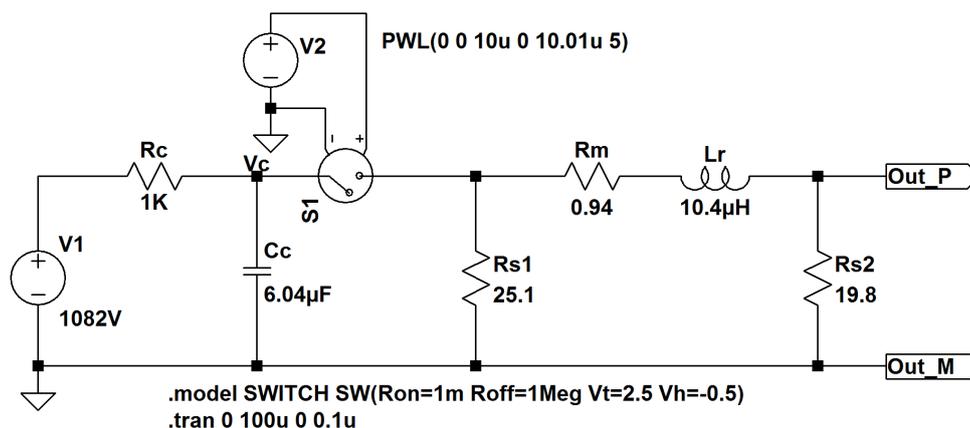


Figura 1.27: Schema elettrico del generatore di Surge implementato in LTSpice

Prima di verificare le forme d'onda ottenute è bene precisare che durante le prove di surge LTSpice con i parametri standard non completa le simulazioni a causa del modello stesso di varistore utilizzato.

Si blocca dando l'errore "timestep too small" a meno di non aggiustare alcuni suoi parametri di funzionamento (mediante direttive di tipo `.OPTIONS`), aumentando la precisione di calcolo interna. Inoltre collegando alla simulazione circuiti di varia complessità si nota che il simulatore fa fatica a trovare le condizioni iniziali (*DC operating point*) perciò conviene saltarle direttamente (*Skip UIC*) e fornire manualmente la tensione di regime sui condensatori (con direttive `.IC`). Le direttive e i parametri utilizzati sono riassunti in Tabella 1.7.

Una volta che tutte le direttive LTSpice di Tabella 1.7 sono sullo schematico possiamo lanciare la simulazione e verificare la corrispondenza delle forme d'onda

Direttiva sullo schematico	Significato
<code>.options plotwinsize = 0</code>	Disabilita la compressione dei dati calcolati, in modo da aumentare la precisione e rendere valide le analisi FFT
<code>.options trtol = 0,001</code>	Diminuisce la tolleranza all'errore relativo di troncamento dell'algoritmo di Newton-Raphson. Come conseguenza LTSpice diminuisce il massimo intervallo temporale fra un punto e l'altro dell'analisi di transitorio, incrementando la precisione di calcolo. (Valore standard = 1). Rallenta la simulazione ma serve per completarla.
<code>.options reltol = 0,00001</code>	Diminuisce l'errore relativo di calcolo dell'algoritmo di Newton-Raphson (Standard = 0,001). Rallenta la simulazione ma serve per completarla.
<code>.options abstol = 1u</code>	Incrementa l'errore assoluto di calcolo di Newton-Raphson per le correnti. Si passa ad 1 μ A invece che un 1 pA poichè nelle nostre simulazioni abbiamo forti correnti.
<code>.options vntol = 1m</code>	Incrementa l'errore assoluto di calcolo di Newton-Raphson per le tensioni. Si passa ad 1 mV invece che 1 μ V dato che stiamo trattando di tensioni elevate.
<code>.param Ts = 65ms</code> <code>.tran 0 Ts+40u Ts-2u 0.1u</code> <code>uic</code> <code>V2= PWL(0 0 Ts 0 Ts +</code> <code>0.01u 5)</code>	Rendono parametrico l'istante di generazione del surge in modo da lasciare il tempo alla simulazione del circuito sotto test di andare a regime. In questo caso si sono scelti 3 periodi di rete (60 ms) e il surge viene erogato in corrispondenza del successivo picco positivo della semionda (un quarto di periodo = 5 ms) in modo da porsi nelle condizioni più sfavorevoli per il circuito di protezione (tensione massima).
<code>.ic V(Vc)=1082</code>	Imposta la condizione iniziale sul condensatore del generatore pari a quella di regime (prima del surge). Consente risultati coerenti anche senza il calcolo delle condizioni iniziali (UIC in <code>.tran</code>). In sua assenza la resistenza R_c da $1K\Omega$ impiega più di 30 ms a caricarlo.

Tabella 1.7: Riassunto delle direttive LTSpice usate nelle simulazioni e loro significato

con le richieste della norma (Fig. 1.28).

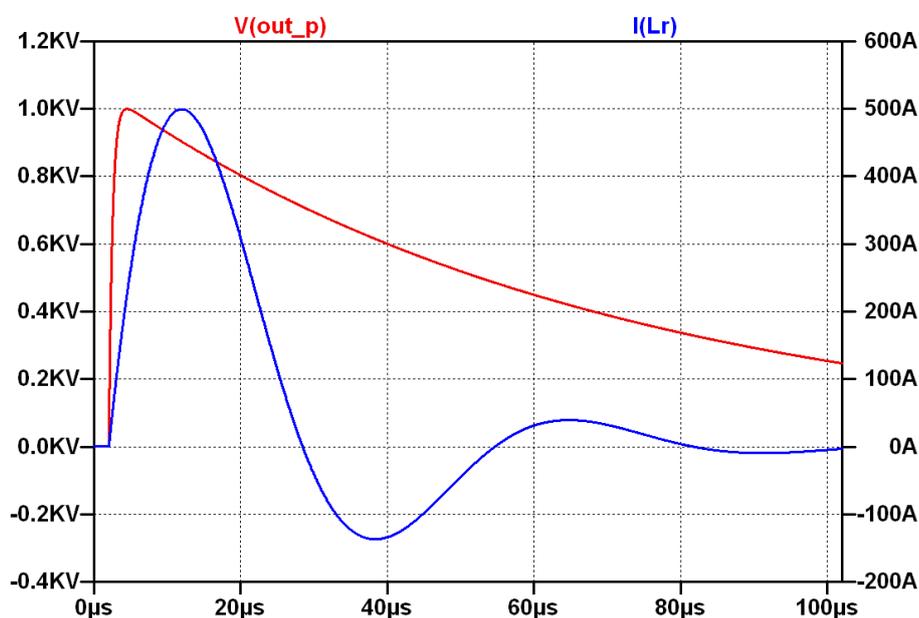


Figura 1.28: Forme d'onda di tensione e di corrente del generatore simulato in LTSpice

LTSpice può misurare in automatico i parametri richiesti mediante apposite direttive `.MEAS`, e i risultati si possono leggere scegliendo dal menù superiore “View -> Spice Error Log”.

I comandi da inserire sullo schematico per le misure di tensione a circuito aperto e di corrente in cortocircuito sono riassunti in Tabella 1.8:

Misure di	<code>.MEAS TRAN Picco MAX V(out_P)</code>
tensione	<code>.MEAS TRAN t1r WHEN V(Out_P)=0.1*Picco RISE=1</code>
	<code>.MEAS TRAN t2r WHEN V(Out_P)=0.9*Picco RISE=1</code>
	<code>.MEAS TRAN 50PUP WHEN V(Out_P)=0.5*Picco RISE=1</code>
	<code>.MEAS TRAN 50PDOWN WHEN V(Out_P)=0.5*Picco FALL=1</code>

Misure di	<code>.MEAS TRAN Piccoi MAX I(Lr)</code>
corrente	<code>.MEAS TRAN t1ri WHEN I(Lr)=0.1*Piccoi RISE=1</code>
	<code>.MEAS TRAN t2ri WHEN I(Lr)=0.9*Piccoi RISE=1</code>
	<code>.MEAS TRAN 50PUPi WHEN I(Lr)=0.5*Piccoi RISE=1</code>
	<code>.MEAS TRAN 50PDOWNi WHEN I(Lr)=0.5*Piccoi FALL=1</code>

Tabella 1.8: Direttive Spice per effettuare in automatico le misurazioni sulle forme d'onda del generatore

Parametro	Target	Simulazione	Errore relativo
Tensione picco (V)	$1000 \pm 10\%$	999,92	< 0,01%
Tempo salita tens. (μs)	$1 \pm 30\%$	1,00	0
Tempo di durata tens. (μs)	$50 \pm 20\%$	50,29	-0,58%
Corrente di picco (A)	$500 \pm 10\%$	499,61	< 0,08%
Tempo salita corr. (μs)	$6,4 \pm 20\%$	6,14	4,06%
Tempo di durata corr. (μs)	$16 \pm 20\%$	16,68	4,25%
Undershoot	$\leq 30\%$	27,45%	Verificato

Tabella 1.9: Valori richiesti e simulati per le forme d'onda di tensione e di corrente ottenuti con il generatore in LTSpice

Come è possibile vedere in tabella 1.9, vengono rispettati dal generatore di surge realizzato in LTSpice tutti i parametri richiesti dalla norma IEC 61000-4-5.

1.3.4 Rete di accoppiamento/disaccoppiamento

Come già illustrato al Paragrafo 1.1.3, la rete di accoppiamento è ben determinata e fissata dalla normativa in maniera rigorosa, perciò il suo modello Spice è immediato.

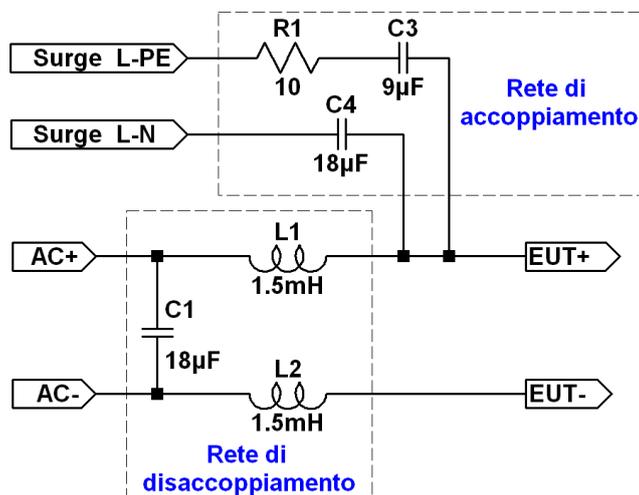


Figura 1.29: Schema elettrico della rete di accoppiamento/disaccoppiamento implementata in LTSpice

Per determinare invece il modello della rete di disaccoppiamento per le simulazioni (Fig. 1.29) si è fatto riferimento ai vincoli imposti dalla normativa IEC 61000-3-2 (Paragrafo 1.1.3) che devono essere rispettati anche dal generatore di surge utilizzato nelle prove. Essa non stabilisce dei valori esatti e lascia invece più gradi di libertà: il valore di induttanza, il valore di capacità, il valore parassita della resistenza equivalente serie degli induttori che la compongono. Ricordiamo i vincoli da rispettare:

1. Induttanze massime di 1,5 mH, scelte in modo che la caduta di tensione ai capi dell'EUT alla corrente nominale sia inferiore al 10%.
2. Capacità scelta in modo che la tensione impulsiva residua sugli ingressi della rete di disaccoppiamento, quando l'EUT e la rete di alimentazione sono scollegati, sia inferiore al 15% della tensione di surge applicata (oppure al doppio della tensione di alimentazione se tale valore è più elevato, ma con 24 V di alimentazione è sempre inferiore).

Si è perciò effettuata la scelta di un valore di 1,5 mH per i due induttori della rete di disaccoppiamento (che fino alla precedente revisione della normativa era un vincolo fisso). Come resistenza equivalente serie di tali induttori si è specificato un valore di 0,01 Ω .

In seguito si è cercato per via simulativa il valore della capacità C1 collegata tra fase e neutro adatta a rispettare i vincoli sulla tensione residua. Un valore di 18 μF è risultato il minimo idoneo, come visibile in Fig. 1.30 e riportato in Tabella 1.10. E' stato possibile semplificare la rete di disaccoppiamento rispetto a quanto previsto dalla normativa in quanto nessuno dei dispositivi esaminati prevede l'utilizzo del collegamento di terra. La CDN ("coupling/decoupling network") nel

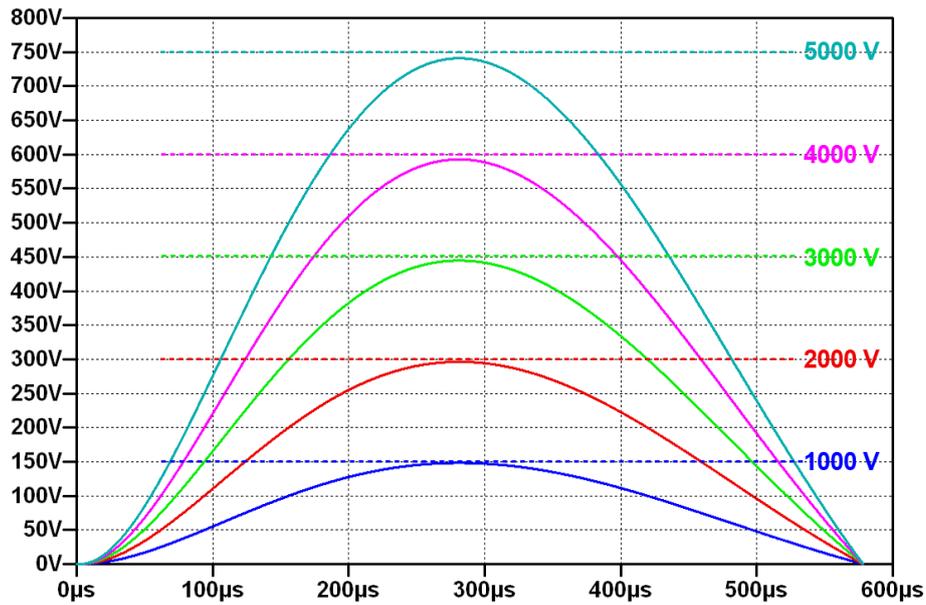


Figura 1.30: Andamento della tensione di surge residua all'ingresso della rete di disaccoppiamento, al variare della tensione di prova. Il valore del condensatore C1 da $18 \mu\text{F}$ è stato ricavato per via iterativa nel rispetto dei limiti della normativa

Tensione Surge	Limite normativa	Tensione di picco L-N	Tensione di picco L-PE
1000	150	148	96
2000	300	296	191
3000	450	444	287
4000	600	593	382
5000	750	741	478

Tabella 1.10: Simulazione della tensione di surge residua all'ingresso della rete di disaccoppiamento: valori di picco consentiti e calcolati

nostro caso è già presente all'interno del generatore di surge utilizzato (EM Test UCS 500-M). Non si è potuto stimarne i valori in quanto l'ingresso e l'uscita del generatore vengono scollegati in automatico se non è presente all'ingresso una tensione di alimentazione minima.

1.4 ESR dei condensatori

Di particolare rilevanza per l'incremento dell'accuratezza delle simulazioni sui surge si è rivelato essere il valore di ESR (*Equivalent Series Resistance*) dei condensatori elettrolitici ad alluminio, parametro che è possibile indicare all'interno di SPICE nelle proprietà del componente sullo schematico.

E' stato necessario procedere ad accurate misurazioni in quanto il valore dichiarato dai costruttori ha troppa tolleranza per essere utilizzato concretamente.

1.4.1 Componenti e modelli

La teoria dei circuiti tratta di resistenze, condensatori, induttori ideali, ognuno supposto contribuire esclusivamente con la sua resistenza, capacità e induttanza. Tuttavia tutti i componenti reali hanno valori non nulli di ognuna di queste grandezze. In particolare poiché tutti i dispositivi reali sono costruiti con materiali che hanno una resistenza elettrica ben precisa, tutti i componenti elettronici hanno una certa resistenza in aggiunta alle loro altre proprietà.

Un modo per considerare queste resistenze nell'analisi dei circuiti è quello di usare il modello a parametri concentrati per esprimere ogni componente reale come combinazione di un componente ideale e di una piccola resistenza in serie, l' ESR. L' ESR può essere misurato e incluso dal costruttore nel datasheet del componente e in parte può essere anche calcolato a partire dalle caratteristiche fisiche del dispositivo.

I condensatori, gli induttori e i resistori sono normalmente progettati per minimizzare gli altri parametri che vengono considerati "parassiti" e spesso sono così piccoli che non influenzano il funzionamento del circuito ma in alcune circostanze possono diventare importanti e anche dominanti.

In generale i componenti passivi a due terminali possono perciò essere rappresentati da un modello costituito da una certa rete di induttori, condensatori, resistori ideali a parametri concentrati o distribuiti, nel senso che i componenti reali si comportano come la rete intera. Spesso però un cambiamento di frequenza o di temperatura richiede modifiche alla rete equivalente per rispecchiare il componente reale.

Se pilotati in sinusoidale (*alternating current*, AC) i componenti reali sono caratterizzati da una certa impedenza complessa $Z(\omega) = R + jX(\omega)$. La complessità della rete di componenti ideali con cui ottenere lo stesso andamento di $Z(\omega)$ al variare della frequenza dipende dall'accuratezza necessaria. Normalmente gli effetti di reattanze parassite diventano evidenti ad elevate frequenze.

1.4.2 Il modello del condensatore

Ogni condensatore, in quanto componente reale e non ideale, può essere schematizzato in maniera semplificata con un modello che comprende una capacità e una resistenza posta in serie.

Non potendo a priori scartare gli effetti di induttanze parassite ad alta frequenza, nell'analisi del comportamento del condensatore elettrolitico si è scelto un modello costituito da un resistore, un condensatore e un induttore collegati in serie.

$$Z = (ESR) + j\omega(ESL) - \frac{j}{\omega C}$$

$$|Z| = \sqrt{(ESR)^2 + \left(\omega(ESL) - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

Dove $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione angolare in radianti, e l'ESR e l'ESL sono la resistenza e l'induttanza serie del condensatore.

La frequenza di risonanza propria può essere definita come:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(ESL)}}$$

A frequenze relativamente basse, $f < f_r$, il componente si comporta come un condensatore, mentre per $f > f_r$ diventa un induttore.

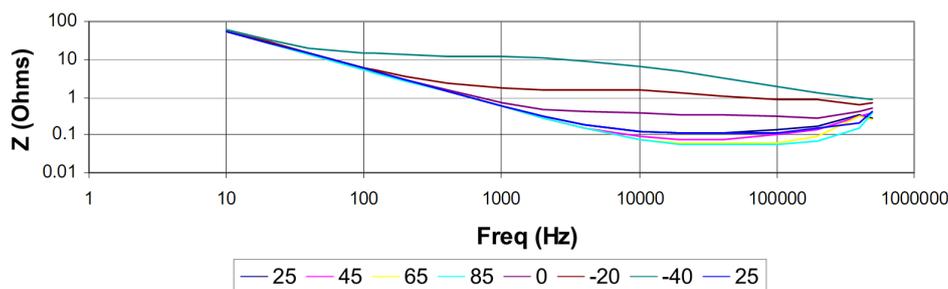


Figura 1.31: Andamento tipico dell'impedenza di un condensatore elettrolitico ad alluminio da 270 μF in relazione a frequenza e temperatura in $^{\circ}\text{C}$ (nella legenda).

1.4.3 Condensatore elettrolitico

I condensatori elettrolitici ad alluminio sono composti da un foglio cilindrico di alluminio che funge da elettrodo di anodo (di purezza 99.99%, sul quale viene formato uno strato di ossido di alluminio (alumina) con elevata costante dielettrica come isolante. L'altro elettrodo (catodo) è costituito da un elettrolita, un fluido elettricamente conduttore di solito formato da una soluzione salina od acida e da un secondo elettrodo metallico (purezza 99%) che, nella maggior parte dei casi, coincide con il contenitore cilindrico stesso. In quest'ultimo caso, l'involucro metallico esterno stabilisce il collegamento tra l'elettrolita ed il terminale negativo del condensatore. Lo spessore dello strato di ossido varia in funzione della tensione di lavoro, e normalmente assume valori dell'ordine degli 0,001 μm . Il piccolo spessore dello strato e la sua costante dielettrica relativamente elevata, permettono di ottenere valori capacitivi molto grandi.

Il foglio di anodo subisce un procedimento di *etching* (micro erosione) in modo da formare dei micro tunnel e incrementare la superficie disponibile anche di un

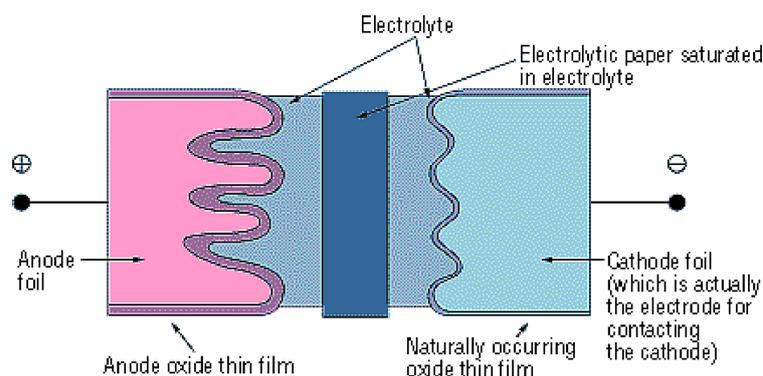


Figura 1.32: Schema di un condensatore elettrolitico ad alluminio: all'anodo la superficie viene incrementata per mezzo dell'etching

centinaio di volte.

Esistono due processi di etching diversi. Il primo prevede di immergere il foglio di alluminio in acido cloridrico (etching fisico).

Il secondo è di tipo elettrolitico dove l'alluminio di anodo è collocato in una soluzione di acido cloridrico (etching elettrochimico).

In questo caso il profilo di etching varia a seconda di fattori come la forma d'onda della corrente elettrica, la composizione della soluzione e la temperatura. I parametri possono venire determinati in base alle performance desiderate dal condensatore. In generale è possibile ottenere dopo l'etching una superficie rugosa 3 a 120 volte maggiore rispetto alla superficie piana del foglio di alluminio liscio (fonte: Elna).

La lamina è poi lavata completamente con acqua. Ogni residuo di ioni di cloro sulla superficie dopo l'etching può corrodere il foglio di alluminio e danneggiare il condensatore. L'anodizzazione invece avviene per via elettrochimica in un bagno di elettrolita caldo che accresce ossido di alluminio sulla superficie a un ritmo di circa 1 – 1,4 nm/V. La tensione a cui avviene il processo è normalmente dal 20% al 50% superiore rispetto alla tensione nominale del condensatore.

Poiché la capacità per un condensatore è:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d}$$

con costante dielettrica relativa ε_r di valore abbastanza elevato, circa 9, area A della superficie molto grande grazie all'etching e spessore d molto sottile, la capacità C è enorme rispetto a quella ottenibile con la maggior parte delle altre tecnologie e perciò offre alcuni vantaggi che possono superare le sue proprietà non ideali. Lo spessore del foglio di catodo è circa un quarto dello spessore dell'anodo (15-60 μm invece di 50-100 μm) che può essere pensato come un collettore di corrente ed ha una grande capacità, elettricamente in serie con l'anodo. La carta può essere naturale o sintetica di diversi tipi e densità. I fogli sono collegati ai terminali esterni per mezzo di linguette di alluminio che sono saldate a freddo in vari punti dei fogli stessi e si estendono al di fuori dell'avvolgimento.

La carta è un mezzo per trattenere l'elettrolita tra i fogli di alluminio e per fornire una barriera che impedisce ai fogli stessi di entrare in contatto.

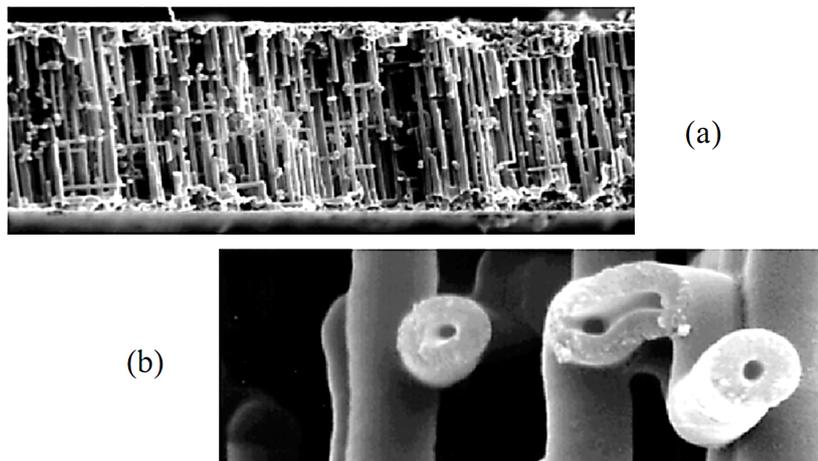


Figura 1.33: L'etching e l'anodizzazione conferiscono una elevata capacità distribuita lungo le porosità imbevute di elettrolita. (a): sezione dello spessore di $100\ \mu\text{m}$ della lamina di anodo. (b)Ingrandimento dei tunnel nel dielettrico (aperture di $200\ \text{nm}$ di diametro)

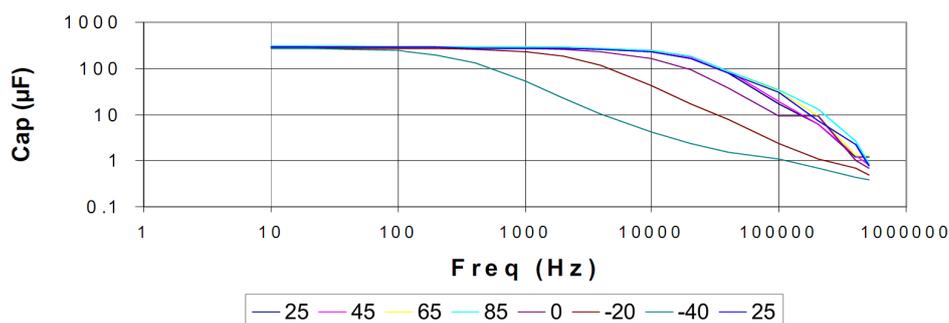


Figura 1.34: Andamento tipico della capacità di un condensatore elettrolitico ad alluminio $270\ \mu\text{F}$ in relazione a frequenza e temperatura

L'elettrolita è formulato non solo per condurre corrente per via ionica, ma anche per riparare o sigillare qualunque zona difettosa nel dielettrico dell'anodo. A questo scopo l'elettrolita fornisce ossigeno per riparare i punti scoperti e fornisce protoni utili per la conduzione al catodo. Se però il condensatore viene polarizzato inversamente questi protoni sono troppo piccoli per essere bloccati dall'ossido di alluminio e trasformano il dielettrico in conduttore.

Perciò il dispositivo è polare con elettrolita protico (capace di donare uno ione H^+ che è generalmente legato ad un atomo di ossigeno o di azoto in un gruppo amminico). Applicando una tensione alternata ai terminali di un condensatore elettrolitico la corrente scorre dal terminale positivo, raggiunge la lamina di anodo nei punti dove sono fissate le linguette e si dirama a tutto l'anodo decrescendo linearmente con la distanza da ogni linguetta. La corrente raggiunge poi il dielettrico causando induzione elettrostatica sull'altra faccia del dielettrico stesso. Questo provoca un moto di ioni nell'elettrolita che conserva il flusso di

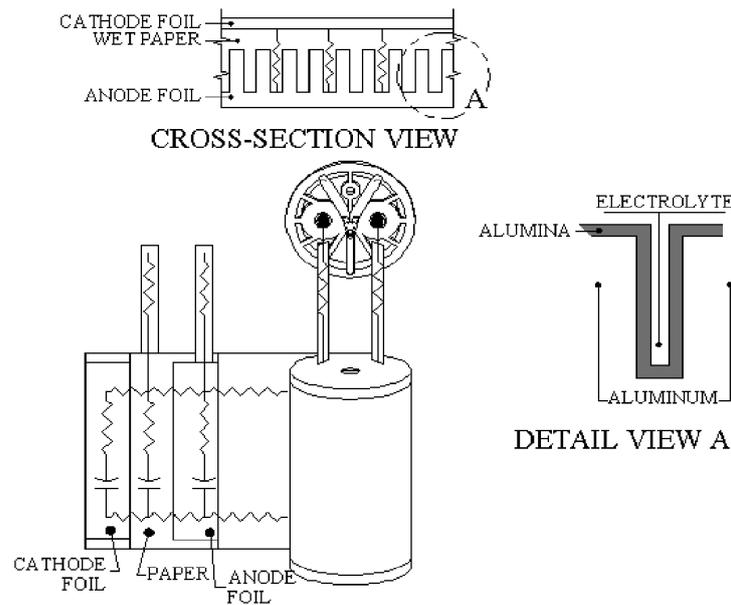


Figura 1.35: Struttura del condensatore elettrolitico ad alluminio che determina il comportamento della sua impedenza

corrente la quale viene raccolta dal catodo, passa sulle linguette del catodo e raggiunge il terminale negativo completando il circuito. L'induttanza parassita può nascere da tre zone diverse: il loop formato dai terminali e dalle linguette al di fuori dell'avvolgimento, un disallineamento fra i punti in cui le linguette di anodo e di catodo sono fissate all'avvolgimento, le micro incisioni all'anodo. E' stato dimostrato da Parler [11] che solo il primo di questi componenti, cioè il loop delle linguette metalliche, contribuisce in maniera significativa all'induttanza serie del condensatore. Sapendo ciò i costruttori hanno cominciato ad utilizzare schemi in cui le linguette di anodo e catodo sono sovrapposte e separate da un isolante intermedio, raggiungendo induttanze serie dell'ordine dei 5 nH totali. Anche un materiale più spesso delle linguette o coppie multiple delle medesime contribuiscono a ridurre l'induttanza. Normalmente più coppie sono utilizzate in condensatori di diametro superiore ai 25 mm con lo scopo di ridurre la resistenza dei fogli d'alluminio e ciò comporta come effetto positivo secondario una riduzione dell'induttanza globale.

L'induttanza serie dei terminali per condensatori radiali è di circa 1-2 nH per ogni mm di spaziatura dei terminali e questo valore non cambia in maniera significativa con la temperatura o la frequenza, perciò si può considerare costante.

1.4.4 ESR di un elettrolitico

La resistenza equivalente serie di un elettrolitico comprende sei termini: resistenza dei terminali, resistenza delle linguette metalliche, resistenza dei fogli di alluminio, resistenza dovuta alla carta e all'elettrolita, resistenza di dielettrico, la resistenza fra micro-solco (tunnel) e dielettrico. La resistenza dei terminali e delle linguette dipende dalle dimensioni fisiche e dalla conduttività del materiale

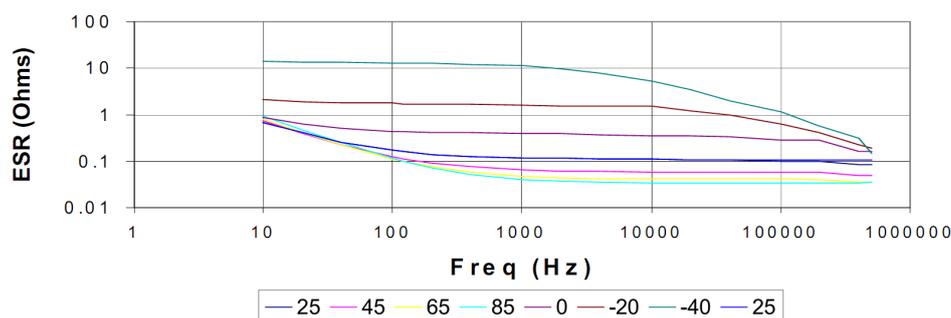


Figura 1.36: Andamento tipico dell'ESR di un condensatore elettrolitico ad alluminio $270 \mu\text{F}$ in relazione a frequenza e temperatura

perciò è facilmente calcolabile.

La resistenza dovuta ai fogli di alluminio è inversamente proporzionale al quadrato del numero di coppie di linguette, supposto che le linguette stesse siano egualmente spaziate e ottimamente distribuite. Questo perché la corrente cala linearmente da ogni linguetta man mano che si propaga nel senso della lunghezza del foglio:

$$R_{foil} = \frac{R_f}{12n^2}$$

dove con R_f si indica la resistenza (anodo più catodo) da un estremo di un foglio all'altro estremo.

Poiché tutti gli elementi finora considerati sono essenzialmente di alluminio, hanno un coefficiente di temperatura leggermente positivo. Sopra i 100 kHz comincia poi a farsi sentire l'effetto pelle perciò la loro resistenza è proporzionale alla radice quadrata della frequenza.

La resistenza carta-elettrolita (R_{sp}) deve essere misurata per via sperimentale in una cella di prova e decresce moltissimo all'aumentare della temperatura, del 40-80% passando da $25 \text{ }^\circ\text{C}$ a $85 \text{ }^\circ\text{C}$.

La resistenza AC del dielettrico è calcolabile mediante la formula

$$R_{ox}(f, t) = \frac{D_{ox}}{2\pi f C} C_T^{T-298}$$

Con $D_{ox} \cong 0.015$, C_T coefficiente di temperatura, T temperatura in Kelvin. Al di sotto di una certa frequenza questo termine è dominante all'interno dell'ESR.

$$f = \frac{D_{ox}}{2\pi C(ESR - R_{ox})} C_T^{T-298}$$

La resistenza di dielettrico R_{ox} non è una resistenza ohmica in serie con il dielettrico stesso come invece sono tutte le altre che contribuiscono all'ESR, ed è il motivo per cui si usa il termine "equivalente" invece di resistenza serie. Può anche essere pensata come una serie, formata da una resistenza e un condensatore di alta capacità, in parallelo al condensatore vero e proprio.

L'ultimo termine che contribuisce all'ESR è la resistenza di tunnel dovuta all'etching che va considerata insieme alla capacità dei tunnel stessi (che contribuisce al 99% della capacità totale del condensatore). I tunnel si comportano come un elemento RC distribuito e si può stimare il loro contributo attraverso considerazioni geometriche ed elettriche.

Un modello completo di condensatore elettrolitico ad alluminio perciò può essere formato da una serie R, L, C in cui C è la capacità totale dei tunnel, l'induttanza parassita è L e per l'ESR si ha:

$$ESR = R_{Term}(T) + R_{Tabs}(T) + R_{Foil}(T) + R_{Sp}(T) + R_{Ox}(f,T,C) + R_T(f,T)$$

Sarebbe estremamente complesso modellare il comportamento di un condensatore elettrolitico in maniera da caratterizzarlo correttamente a tutte le frequenze e temperature: per un utilizzo pratico è necessario scendere a compromessi, diminuendo l'accuratezza ma al tempo stesso anche il tempo necessario per passare alla simulazione, nel caso specifico di prove di surge, minimizzando il tempo perso da un progettista per essere operativo.

1.4.5 Modello Spice

Ci sono molti modi di implementare il modello di condensatore elettrolitico in LTSpice, a partire dal modello di linea di trasmissione con perdite (LTRA) per arrivare a più celle RC in serie come fatto da Prymak [12] per i condensatori al tantalio.

E' stato dimostrato da Parler [11] che una serie costituita da una induttanza, una resistenza e 5 stadi RC in cascata con valori di R e C selezionati accuratamente consente di riprodurre il comportamento di un elettrolitico in un ampio range di frequenze.

Per accrescere l'accuratezza sarebbe poi possibile aggiungere anche l'effetto pelle (due stadi LR parallelo, collegati in serie al resto del circuito) e le perdite di dielettrico con altri stadi RC in cascata. Il coefficiente di temperatura può poi essere aggiunto alle resistenze, positivo o negativo a seconda di elementi metallici o elettrolitici.

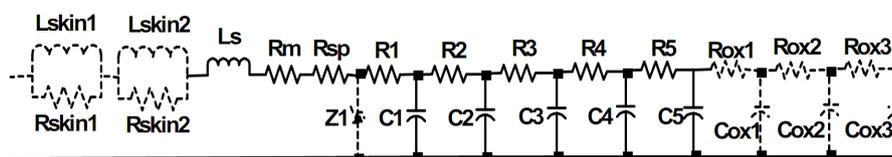


Figura 1.37: Modello generale di un condensatore elettrolitico ad alluminio realizzato con componenti discreti in Spice. Opzionali (tratteggiati in figura) per accrescere l'accuratezza del modello sono: gli stadi RL che simulano l'effetto pelle, il diodo Zener di clamping (per modellare il comportamento quando si supera la tensione nominale), gli stadi RC che simulano le perdite del dielettrico. Non visibile è il coefficiente di temperatura dei resistori

Per molte applicazioni tuttavia un semplice modello serie con una capacità, una resistenza (ESR) e una induttanza (ESL) di valore fisso è sufficientemente valido.

In particolare si vedrà come nelle simulazioni abbiano dato buoni risultati i valori di capacità misurati con l'impedenziometro a 50 Hz e il valore di ESR misurato a 1 kHz. L'induttanza parassita (ESL) non comporta variazioni rilevanti del

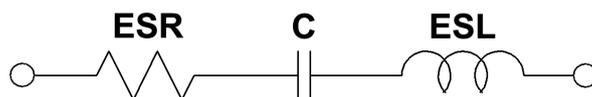


Figura 1.38: Modello Spice RLC di un condensatore elettrolitico, effettivamente utilizzato nelle simulazioni di Surge

comportamento del condensatore al di sotto di 1-2 MHz, quindi il suo valore non ha influenza nell'ambito dei surge e verrà impostato nelle simulazioni ad un valore fisso misurato in un caso specifico in alta frequenza.

1.5 Trasformatore di alimentazione

1.5.1 Introduzione

Tutti i circuiti che sono stati analizzati prevedevano tensioni di ingresso di 24 V AC o di 230 V AC ed in alcuni casi anche il funzionamento in continua. Quest'ultimo metodo di alimentazione non è stato utilizzato nelle prove di surge in quanto ai fini dei test della componentistica si raggiunge una maggior tensione nei circuiti partendo da una tensione di rete sinusoidale (rispettivamente 34 V e 325 V di picco), applicando un impulso positivo all'istante di massimo (un quarto di periodo, cioè 5 ms). Si otterrebbe lo stesso risultato con un impulso negativo applicato all'istante del picco negativo della sinusoide di rete. La scelta è ininfluente nel caso all'ingresso dello stadio di alimentazione sia presente un raddrizzatore a doppia semionda in quanto un eventuale impulso negativo viene comunque invertito di polarità dai diodi del ponte raddrizzatore e inviato ai condensatori elettrolitici di livellamento. Nel caso invece sia presente un raddrizzatore a mezza semionda (realizzato mediante un singolo diodo), se l'onda di surge lo polarizza inversamente (impulso negativo), essa viene bloccata e il varistore non interviene.

Non conoscendo a priori le caratteristiche elettriche e l'effetto di un trasformatore di alimentazione inserito nel circuito a monte della rete di disaccoppiamento, si è provveduto ad opportune misure e a realizzarne un modello Spice.

1.5.2 Il trasformatore ideale in LTSpice

Tra le varie possibilità che si hanno di modellare matematicamente un trasformatore a due avvolgimenti, si è scelto di prendere in considerazione quello riproposto da Christophe Basso [13].

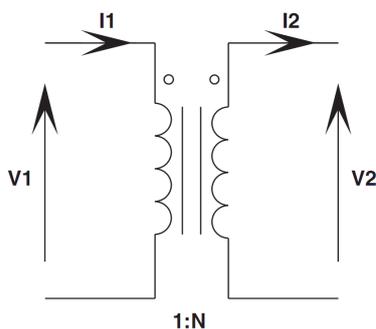


Figura 1.39: Simbolo del trasformatore ideale (funzionamento anche in DC) in cui l'induttanza magnetizzante è considerata infinita e quelle di dispersione nulle.

Per giungere a tale modello si parte dal trasformatore ideale visibile in Fig. 1.39, che non ha significato fisico ma che, come un trasformatore reale, moltiplica la tensione in ingresso per il fattore $1/N$ e riflette la corrente di uscita all'ingresso.

Si noti l'assenza dell' induttanza magnetizzante e di quelle di dispersione, che vengono considerate idealmente infinita la prima e nulle le altre.

Il rapporto delle spire di un trasformatore usualmente viene indicato con:

$$N = \frac{N_p}{N_s}$$

e viene spesso indicato sugli schemi elettrici come

$$N_p : N_s$$

dove N_p e N_s sono, rispettivamente, il numero di spire al primario e al secondario.

Le equazioni del trasformatore ideale (con convenzione dell'utilizzatore al primario e del generatore al secondario) sono:

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_{out} \\ V_1 I_1 &= V_2 I_2 \\ \begin{cases} I_2 = \frac{V_1}{V_2} I_1 = N I_1 \\ V_1 = \frac{I_2}{I_1} V_2 = N V_2 \end{cases} \end{aligned}$$

Questa configurazione può essere realizzata in LTSpice con pochi elementi, tra cui un generatore di corrente pilotato in corrente (componente di tipo F) e un generatore di tensione pilotato in tensione (componente di tipo E). In Fig. 1.40 è

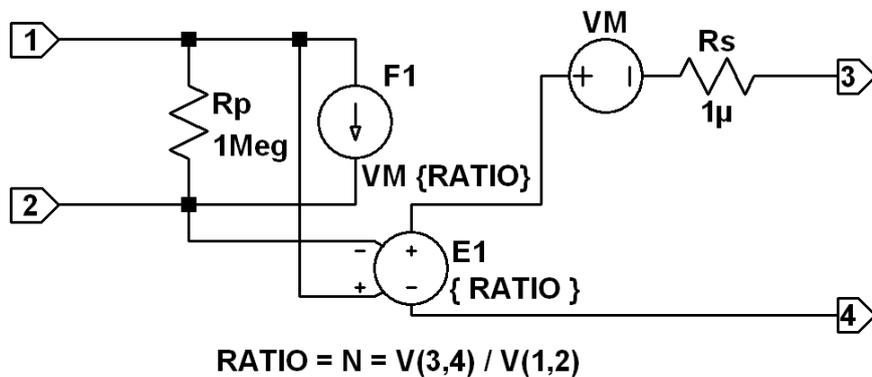


Figura 1.40: Schema elettrico in LTSpice equivalente al modello di trasformatore ideale: all'ingresso è presente un generatore di corrente (F1) comandato dalla corrente di uscita (misurata tramite il generatore VM con tensione impressa zero), all'uscita è collegato un generatore di tensione (E1) comandato dalla tensione di ingresso

visibile la realizzazione sullo schematico di LTSpice. R_s e R_p sono inseriti per evitare problemi di convergenza quando si collega il trasformatore direttamente con altri generatori ideali e non hanno alcun effetto significativo sui risultati.

È possibile per convenienza inglobare questo circuito in un nuovo componente LTSpice. Per crearlo è sufficiente generare la grafica che si vuole assegnare al

nuovo oggetto mediante le funzioni di disegno di linee e curve dopo aver selezionato “New Symbol” ed assegnare al file ottenuto “.SYM” lo stesso nome del file “.ASC” contenente lo schema elettrico. Il componente che si ottiene graficamente

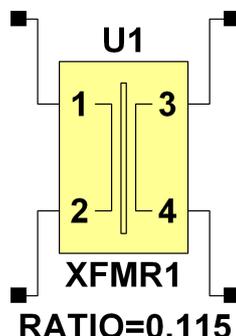


Figura 1.41: Simbolo LTSpice utilizzato per rappresentare il trasformatore ideale

appare come in Fig. 1.41 ed aiuta a semplificare gli schemi elettrici dove viene utilizzato.

1.5.3 Modello magnetico a “T” di un trasformatore

Il modello a “T” di un trasformatore reale (ma con nucleo senza perdite) a due avvolgimenti è visibile in Fig. 1.42.

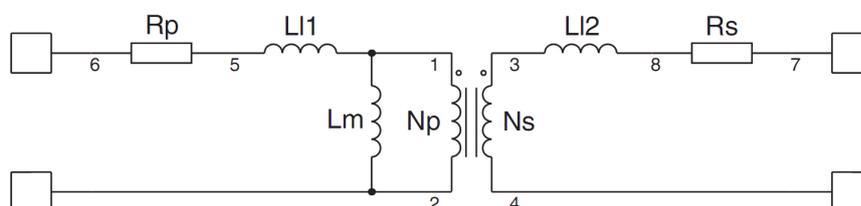


Figura 1.42: Modello completo di trasformatore a due avvolgimenti

Per determinarne i parametri è necessario innanzitutto effettuare una serie di misure:

1. Tensione al primario (alimentazione sinusoidale 230V 50Hz): V_p
2. Tensione presente sul secondario (con primario alimentato) in condizione di circuito aperto: V_s
3. Induttanza del primario con il secondario aperto: $L_{p\text{open}}$
4. Induttanza del primario con il secondario in cortocircuito: $L_{p\text{short}}$
5. Resistenza DC del primario: R_p
6. Resistenza DC del secondario: R_s

Successivamente è possibile calcolare:

- a. Il rapporto fra le spire

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s}$$

b. Il coefficiente di accoppiamento k :

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{psshort}}{L_{psopen}}}$$

c. L'induttanza di dispersione del primario:

$$L_{l1} = (1 - k) \cdot L_{psopen}$$

d. Il valore dell'induttanza di dispersione del secondario:

$$L_{l2} = \frac{(1 - k) \cdot L_{psopen}}{N^2}$$

e. L'induttanza magnetizzante L_m :

$$L_m = k \cdot L_{psopen}$$

Il modello completo di trasformatore in LTSpice perciò diventa come in Fig. 1.43:

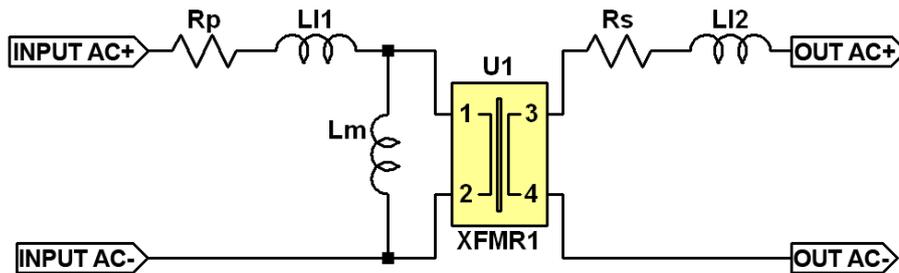


Figura 1.43: Modello completo di trasformatore a due avvolgimenti in LTSpice

1.5.4 Modello a “T” con parametri riportati al secondario

E' di interesse anche derivare una variante del modello a “T” del trasformatore in cui si considera l'induttanza totale di dispersione riportata al secondario ed in tal caso si ha:

$$L_{l,totale} = L_{l2} + L''_{l1}$$

dove L''_{l1} equivale a L_{l1} riportata al secondario mediante un trasformatore ideale. L''_{l1} può essere espressa come:

$$L''_{l1} = \frac{L_{l1}}{N^2}$$

Nello stesso modo la resistenza R_p dell'avvolgimento primario può essere riportata al secondario del circuito equivalente ed è espressa come:

$$R''_p = \frac{R_p}{N^2}$$

Il circuito equivalente del trasformatore che deriva dalle precedenti considerazioni è visibile in Fig. 1.44.

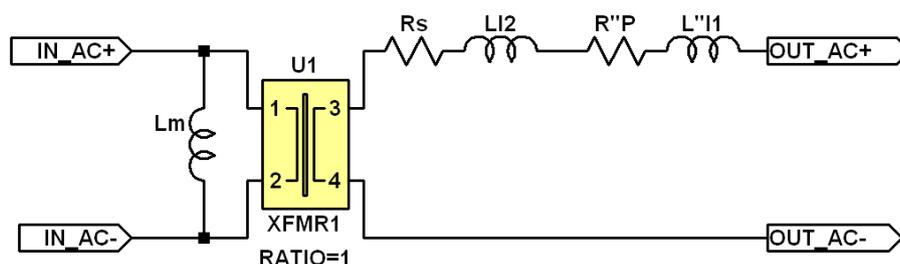


Figura 1.44: Modello a “T” di un trasformatore con resistenza e induttanza parassita del primario riportate al secondario

1.5.5 Modello semplificato

Poiché non si è interessati allo studio del comportamento del primario del trasformatore di alimentazione, è possibile considerare un nuovo modello che rappresenti solo il secondario, con i seguenti elementi collegati in serie fra loro:

- V , generatore ideale di tensione sinusoidale (il cui valore deriva dal rapporto di trasformazione e dalla tensione applicata all’ingresso)
- R_s , resistenza del secondario
- L_{l2} , induttanza di dispersione del secondario
- R''_p , resistenza del primario riportata al secondario
- L''_{l1} , induttanza di dispersione del primario riportata al secondario

Le due resistenze e le due induttanze possono essere sommate a due a due dando luogo allo schema LTSpice di Fig. 1.45.

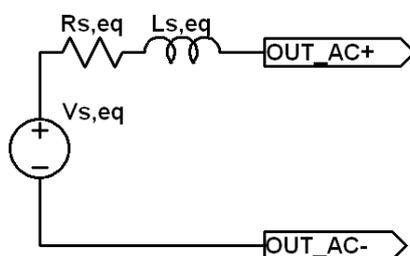


Figura 1.45: Modello del secondario del trasformatore, adatto ad essere simulato nelle prove di surge

1.5.6 Effetti del trasformatore di isolamento

Il sistema di test prevede di collegare alla rete elettrica a 230 V un trasformatore di isolamento seguito dal trasformatore di alimentazione, qualora necessario, per portare la tensione ai 24 V RMS necessari per la maggior parte delle schede elettroniche esaminate. Quando sono presenti entrambi i trasformatori in serie, il modello semplificato può ancora essere utilizzato con una accortezza: è necessario riportare al secondario del secondo trasformatore (di alimentazione) i parametri del primo trasformatore (di isolamento). Ciò si ottiene partendo dalla resistenza e

induttanza equivalente del modello semplificato del trasformatore di isolamento, $R_{s,eq,isol}$ e $L_{s,eq,isol}$ e dividendoli per N_{alim}^2 che è il quadrato del rapporto fra le spire del secondo trasformatore:

$$R_{s,eq,serie} = \frac{R_{s,eq,isol}}{N_{alim}^2} + R_{s,eq,alim}$$

$$L_{s,eq,serie} = \frac{L_{s,eq,isol}}{N_{alim}^2} + L_{s,eq,alim}$$

La tensione del generatore equivalente invece si ottiene dividendo la tensione equivalente del trasformatore di isolamento $V_{s,eq,isol}$ per il rapporto fra le spire del secondo trasformatore:

$$V_{s,eq,serie} = \frac{V_{s,eq,isol}}{N_{alim}}$$

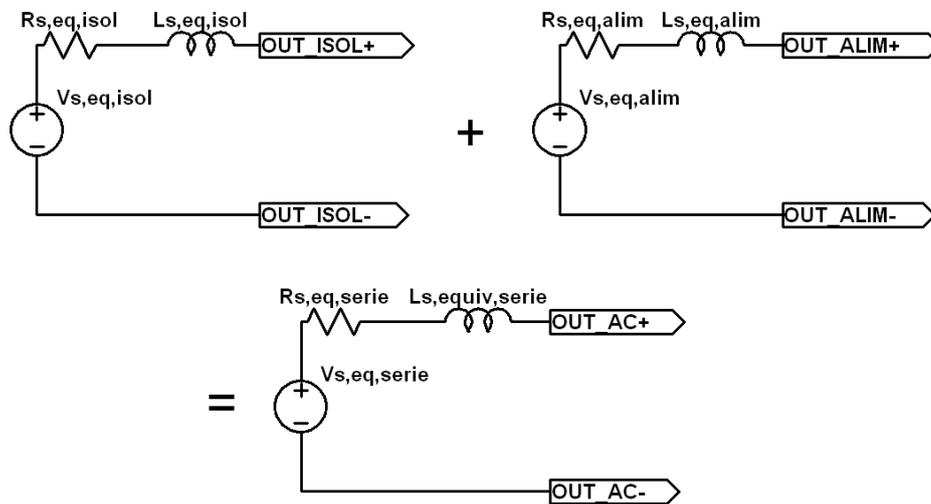


Figura 1.46: Serie di due trasformatori e modello equivalente

1.6 Incertezza di misura

Un laboratorio di taratura, o un laboratorio di prova che esegue le proprie tarature, deve avere e deve applicare una procedura per stimare l'incertezza della misura per tutte le tarature e per i tipi di taratura. Quindi si applica la "Guida all'espressione dell'incertezza di misura" [14] oppure "Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration" [15].

1.6.1 Misurazioni dirette e indirette

Una grandezza può essere misurata tramite un confronto diretto con la grandezza di riferimento (campione). In questo caso si parla di misura diretta.

I metodi di misurazione diretta si classificano in:

- Metodi di opposizione: in cui si confronta la grandezza incognita con la grandezza campione (bilancia a due piatti, tensione con voltmetro digitale)
- Metodi di sostituzione o della doppia pesata: si misura una grandezza che poi viene sostituita con un campione il quale provoca la stessa indicazione
- Metodi con memoria della funzione di taratura: la misura risulta sulla scala di uno strumento precedentemente tarato (tensione con oscilloscopio analogico).

Alcune grandezze non possono essere misurate direttamente ma è noto il modello matematico che le lega ad altre grandezze misurabili direttamente: in questo caso si parla di misura indiretta. Per esempio la resistenza di un resistore si può ottenere con misurazioni dirette di tensione e corrente.

1.6.2 Errori e incertezze

Nel processo di misura intervengono molti fattori di influenza: la temperatura, l'umidità, vibrazioni o disturbi di tipo elettrico ed elettromagnetico dell'ambiente in cui si svolge la misura, etc.

Tutti questi fattori (grandezze di influenza) interagiscono in vari modi nel processo di misura, per cui se questo è ripetuto si ottengono risultati diversi determinando una dispersione dei valori misurati.

Questi fattori citati intervengono in modo casuale nel processo di misura pertanto se si ripete N volte la misura (con $N \rightarrow \infty$) e si opera una media il loro effetto tende ad annullarsi (effetti casuali).

La misura è anche influenzata dai comportamenti non ideali dei vari elementi del sistema di misura (difetti nei modelli e nei campioni) che danno luogo a scarti sempre nella stessa direzione (effetti sistematici), che non si possono rimuovere con un processo di media. Con riferimento a questi ultimi, in alcuni casi si è in grado di stimare l'entità e il segno dello scarto e pertanto si è in grado di correggere la misura (calibrazione): in questo caso si parla di errori (errori sistematici). Tuttavia, anche quando è possibile effettuare una calibrazione permangono sempre degli errori residui dovuti alle non idealità degli standard di calibrazione usati.

Infine, in altri casi, gli scarti non si possono quantificare e quindi correggere (es. parametri meccanici o magnetici in un amperometro analogico).

In generale quindi nessuna misurazione o test sono perfetti e le imperfezioni causano errori di misura nel risultato. Di conseguenza il risultato di una misurazione è solo un'approssimazione del valore del misurando ed è completa solo se accompagnata dall'informazione dell'incertezza di tale approssimazione.

Proprio l'incertezza di misura è stata definita in vari modi:

1. Parametro non negativo che caratterizza un intervallo di valori attribuiti a un misurando (Vocabolario Internazionale di Metrologia, 2007).
2. Parametro, associato al risultato di una misurazione, che caratterizza la dispersione dei valori ragionevolmente attribuibili al misurando (VIM, 1993).
3. Stima di valori caratterizzante il campo di valori entro cui cade il valore vero del misurando (VIM, 1984).
4. Valutazione quantitativa dell'errore possibile nel valore stimato del misurando fissato un assegnato livello di fiducia (probabilità).

Il metodo per calcolare l'incertezza può essere di tipo bottom-up, nel qual caso prevede:

1. Determinazione del misurando
2. Identificazione dei contributi
3. Quantificazione dei contributi
4. Calcolo dell'incertezza standard composta
5. Calcolo dell'incertezza estesa

1.6.3 Determinazione del misurando

Obiiettivo di una misurazione è la determinazione del valore della grandezza da misurare (Y), detta misurando.

In generale il misurando (o grandezza d'uscita), Y dipende da un certo numero di grandezze d'ingresso $X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n$, secondo una relazione del tipo:

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_n)$$

di solito chiamata modello della misurazione che rappresenta la procedura di misurazione ed il metodo di valutazione.

Grandezze di ingresso tipiche sono quelle che derivano dal processo di misurazione, quelle riportate dai certificati di taratura dei campioni e degli strumenti utilizzati, le grandezze di influenza come le variabili ambientali (temperatura, pressione, umidità, ecc.).

La stima d'uscita y del misurando Y si ottiene sostituendo ai valori delle grandezze X_i le corrispondenti stime di ingresso x_i :

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n)$$

Ad ognuna delle stime di ingresso deve essere necessariamente associata una incertezza d'ingresso che, assieme alle altre, contribuisce a formare l'incertezza della stima del misurando, o incertezza composta. Come misura della dispersione dei valori di una variabile casuale si usa la varianza della sua distribuzione, o la radice quadrata positiva della varianza, chiamata deviazione standard.

L'incertezza standard composta della stima d'uscita y , indicata con $u(y)$, è la deviazione standard di detta stima. Essa si determina dalle stime x_i delle grandezze d'ingresso X_i e dalle loro incertezze standard $u(x_i)$. L'incertezza standard di una stima ha la stessa dimensione della stima. In alcuni casi può essere utile l'incertezza standard relativa ovvero l'incertezza standard di stima divisa per il modulo di quella stima. L'incertezza relativa è quindi adimensionale. Questo concetto non può essere applicato se la stima è uguale a zero.

1.6.4 Identificazione dei contributi

Gli errori di misurazione possono avere due componenti, una casuale e una sistematica. L'incertezza nasce dagli effetti casuali e da una imperfetta correzione degli errori sistematici.

Gli errori casuali nascono da una variazione casuale delle osservazioni (effetti random). Ogni volta che una misurazione viene effettuata nelle stesse condizioni il valore misurato viene influenzato da effetti random dovuti a varie sorgenti la cui influenza può variare continuamente. Non possono essere eliminati ma incrementando il numero di osservazioni e applicando l'analisi statistica si può ridurre l'incertezza dovuta al loro effetto.

Gli errori sistematici nascono da effetti sistematici cioè effetti sul risultato della misura di una quantità che non è inclusa nelle specifiche del misurando ma ne influenza il risultato. Essi rimangono immutati quando una misurazione è ripetuta nelle stesse condizioni ed hanno l'effetto di introdurre uno scarto tra il valore vero del misurando e il valore medio determinato sperimentalmente. Non possono essere eliminati ma possono essere considerati, ad esempio applicando una correzione che ne annulli l'effetto.

Esistono molteplici possibili contributi all'incertezza di misurazione tra cui:

- Incompleta definizione o comprensione del test da effettuare
- Imperfetta realizzazione della procedura di test
- Utilizzo di campioni che possono non essere completamente rappresentativi
- Inadeguata conoscenza degli effetti di condizioni ambientali sul processo di misurazione o imperfetta misurazione delle condizioni ambientali.
- Lettura di strumenti analogici
- Risoluzione di strumentazione digitale, errori di scala.
- Valori assegnati a campioni e misure di riferimento
- Cambiamento delle caratteristiche o delle performance della strumentazione di misura dall'ultima calibrazione
- Valori delle costanti o di altri parametri utilizzati nella elaborazione dei dati
- Approssimazioni e supposizioni integrate in metodi e procedure di misurazione.

- Variazioni durante osservazioni ripetute effettuate sotto condizioni solo apparentemente identiche. Tali effetti casuali possono essere causati per esempio da fluttuazioni nell'ambiente circostante (temperatura, umidità, pressione dell'aria), variabilità nella performance dell'operatore che esegue la misurazione.

L'incertezza totale di una misurazione è una combinazione di un certo numero di componenti di incertezza. Anche una singola lettura di uno strumento può essere influenzata da diversi fattori. E' richiesta una attenta analisi di ogni misurazione coinvolta nel test per identificare ed elencare tutti i fattori che contribuiscono all'incertezza totale. Questo passo è fondamentale e richiede una buona conoscenza, dell'equipaggiamento di misura, dei principi e della pratica di misurazione e dell'influenza dell'ambiente circostante.

1.6.5 Quantificazione dei contributi

Le incertezze delle stime di ingresso possono essere determinate attraverso due categorie di valutazione contraddistinte con le lettere A e B. Tutte le incertezze hanno la stessa natura per cui la distinzione in due categorie si riferisce solamente al modo con cui tali incertezze vengono stimate.

Inceteezze di categoria A: sono valutate in base ad una serie di osservazioni ripetute. Possono essere stimate come deviazione standard di parametri valutati mediante analisi statistica di risultati sperimentali (deviazione standard di una media, della pendenza di una curva di taratura, ecc.)

Inceteezze di categoria B: derivano da informazioni relative alla strumentazione o a materiali di riferimento (tolleranze, incertezza del valore certificato dei materiali di riferimento, incertezza di taratura riportato su un certificato di taratura, dati di controllo qualità interni, ecc.)

Valutazione delle incertezze standard di categoria A

La valutazione di categoria A dell'incertezza standard può essere applicata quando siano state fatte diverse osservazioni indipendenti della grandezza d'ingresso nelle stesse condizioni di misura. Se il processo di misurazione ha sufficiente risoluzione si osserverà una dispersione dei valori ottenuti.

Tracciando l'istogramma si vede che questo tende ad una gaussiana (Teorema del limite centrale).

Se x_{iq} è un generico valore della popolazione infinita dei valori assunti dalla grandezza X_i , allora la funzione:

$$p(x_{iq}) = \frac{1}{\sigma_i \cdot \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_{iq} - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}}$$

rappresenta la frequenza con cui un tale valore figura come risultato di una misurazione della grandezza x_i essendo μ_i il valore medio e σ_i^2 la varianza.

La variabile k_p , che rappresenta tutte le popolazioni infinite di valori che si richiama al modello normale, si ottiene razionalizzando la variabile x_{iq} nel seguente

modo:

$$k_p = \frac{x_{iq} - \mu_i}{\sigma_i}$$

Questa variabile che ha distribuzione normale con media nulla e scarto tipo unitario, assume per diversi livelli di probabilità i valori riportati in Tabella 1.11 e in Fig. 1.47.

Frazione p (%)	k_p
68,27	1,000
90	1,645
95	1,960
95,45	2,000
99	2,576
99,73	3,000

Tabella 1.11: Valore di k della distribuzione normale razionalizzata comprendente la frazione p della distribuzione

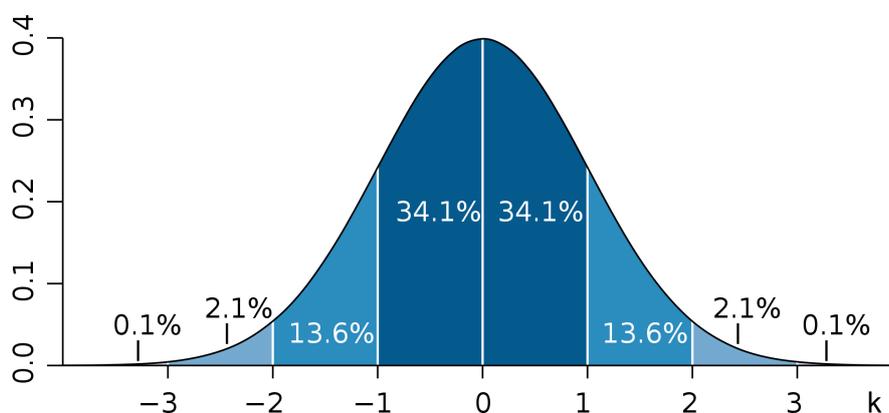


Figura 1.47: Densità di probabilità di una distribuzione gaussiana. In blu scuro è evidenziata una deviazione standard dalla media che include circa il 68% dei campioni mentre due deviazioni standard dalla media ne includono circa il 95% (blu intermedio) e tre circa il 99.7% (azzurro più chiaro).

Si assuma che la grandezza d'ingresso X_i misurata ripetutamente sia la grandezza Q . Con n ($n > 1$) osservazioni statisticamente indipendenti, la teoria statistica dimostra che la stima migliore della grandezza Q è \bar{q} cioè la media aritmetica dei valori delle singole osservazioni q_j ($j = 1, 2, \dots, n$), calcolata come:

$$\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n q_j$$

Una stima della deviazione standard (scarto tipo sperimentale), $s(q_j)$, di una serie di n misurazioni, q_j , si ottiene da:

$$s(q_j) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2}$$

La migliore stima della deviazione standard della media aritmetica \bar{q} è lo scarto sperimentale della media (o incertezza della media) dato da:

$$s(\bar{q}) = \frac{s(q_j)}{\sqrt{n}}$$

L'incertezza standard $u(x_i)$ di una stima x_i di una quantità q , basata su una valutazione di tipo A è perciò:

$$u(x_i) = s(\bar{q})$$

Ad ogni stima x_i della grandezza X_i corrisponde una incertezza standard della media $u(x_i)$.

Assumiamo ad esempio che siano state fatte 4 misurazioni per determinare la ripetibilità di un sistema di misura e che i risultati ottenuti siano stati 3,42 3,88 2,99 e 3,17. Il valore medio è:

$$\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n q_j = \frac{3,42 + 3,88 + 2,99 + 3,17}{4} = 3,365$$

La stima della deviazione standard risulta:

$$s(q_j) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2} = 0,386$$

Lo scarto sperimentale della media poi è:

$$s(\bar{q}) = \frac{s(q_j)}{\sqrt{n}} = \frac{0,386}{\sqrt{4}} = 0,193$$

e si ha che $u(x_i) = s(\bar{q})$.

Valutazione delle incertezze standard di categoria B

La valutazione di categoria B dell'incertezza standard è quella valutazione di stima d'ingresso x_i ottenuta in modo diverso rispetto al trattamento statistico di una serie di osservazioni.

L'incertezza standard $u(x_i)$ si valuta in base a un giudizio scientifico di tutte le informazioni utili sulla possibile variabilità di X_i . Valori che rientrano propriamente in questa categoria possono derivare da:

- Dati di misurazioni precedenti.

- Esperienza o conoscenza generale del comportamento e delle proprietà di materiali o strumenti di interesse.
- Specifiche tecniche del costruttore.
- Dati forniti da certificati di taratura o di altro genere.
- Incertezze assegnate a valori di riferimento presi da manuali.

Il corretto uso delle informazioni disponibili per la valutazione di categoria B dell'incertezza standard richiede intuizione basata sull'esperienza e sulla conoscenza generale. Si possono avere i seguenti casi:

- Quando sia noto un solo valore della grandezza X_i , cioè una sola misura, il risultato di una misura precedente, un valore di riferimento tratto dalla letteratura, o il valore di una correzione, questo sarà usato come x_i . Quando sia nota, sarà associata a x_i , l'incertezza standard $u(x_i)$. Altrimenti essa sarà calcolata da dati di incertezza non ambigui. Se dati di questo genere non sono disponibili, l'incertezza sarà valutata sulla base dell'esperienza.
- Quando per la grandezza X_i , si possa assumere una distribuzione di probabilità basata sulla teoria o sull'esperienza, la stima x_i e l'incertezza $u(x_i)$ saranno il valore atteso della distribuzione e la sua deviazione standard.
- Se per il valore di una grandezza X_i si possono stimare soltanto un limite superiore ed inferiore a_+ ed a_- (es. le specifiche tecniche di uno strumento, un intervallo di temperatura, l'errore risultante da un arrotondamento o troncamento provocato da una elaborazione automatica dei dati), si dovrà assumere una densità di probabilità costante tra questi limiti (distribuzione rettangolare o uniforme) per la possibile variabilità della grandezza d'ingresso X_i .

L'incertezza standard dipende dal tipo di distribuzione di probabilità nota o supposta per la quantità da misurare:

- Distribuzione normale: questa distribuzione può essere assegnata a incertezze che derivano da contributi multipli. Per esempio i certificati di taratura forniscono una incertezza estesa per lo strumento in esame che è stata calcolata con un livello di fiducia del 95% e può essere assunta normale.

L'incertezza standard in caso di distribuzione normale si trova dividendo l'incertezza estesa per il fattore di copertura k :

$$u(x_i) = \frac{U(x_i)}{k}$$

dove $k = 2$ se il livello di fiducia riportato è del 95%.

Rigorosamente per un livello di fiducia del 95% si avrebbe un $k = 1,96$ ma la differenza che ciò comporta all'incertezza combinata è trascurabile.

- Distribuzione rettangolare: significa che c'è un uguale probabilità che il valore vero abbia qualunque valore all'interno dei due limiti indicati.

Una distribuzione rettangolare dovrebbe essere assegnata quando come incertezza vengono utilizzati i limiti delle specifiche tecniche. Se è presente una indicazione di fiducia si assume invece una distribuzione normale.

Per le distribuzioni rettangolari l'incertezza standard è:

$$u(x_i) = \frac{a_i}{\sqrt{3}}$$

dove con a_i si fa riferimento a metà dell'intervallo di incertezza.

- Altre distribuzioni come quella a "U" oppure quella triangolare non vengono qui prese in esame perché non utilizzate.

1.6.6 Calcolo dell'incertezza standard composta

Quando tutte le grandezze x_i sono fra loro non correlate e indipendenti, l'incertezza standard composta $u_c(y)$ si ottiene calcolando la radice quadrata della somma dei quadrati delle singole incertezze standard moltiplicate per un coefficiente di sensibilità opportuno:

$$u_c(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^n u_i^2(y)} = \sqrt{\sum_{i=1}^n [c_i u(x_i)]^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x_i}\right)^2 u^2(x_i)}$$

I coefficienti di sensibilità c_i sono utilizzati come fattore di conversione da una unità di misura all'altra. In alcuni casi infatti una quantità di ingresso può non avere la stessa unità di misura della quantità di uscita ad essa associata. Per esempio se l'incertezza nella misura di distanza in un sito all'aperto deve essere convertita in incertezza nella forza del segnale ricevuto, la quantità di ingresso è una lunghezza ma la quantità di uscita è elettrica. E' perciò necessario introdurre un coefficiente di sensibilità così che la grandezza di uscita (y) possa essere messa in relazione con la grandezza di ingresso (x_i).

In altri casi la relazione tra la grandezza di ingresso e quella di uscita può essere non lineare. La derivata parziale $\partial f/\partial x_i$ può allora essere usata per ottenere il coefficiente di sensibilità. Questo è il motivo per cui si usa un modello matematico per descrivere il sistema di misura. In pratica il calcolo delle derivate parziali può essere complicato e gli sforzi profusi non giustificano sempre il risultato ottenuto. Di solito è sufficiente una approssimazione lineare $\Delta f/\Delta x_i$ dove Δf è la variazione di f risultante da una variazione Δx_i di x_i . Questo metodo ha il vantaggio di consentire una misura sperimentale del coefficiente di sensibilità. La scelta di Δx_i raccomandata è $\Delta x_i = u(x_i)$.

Due casi semplici ma frequentemente incontrati nelle applicazioni pratiche, consentono di calcolare direttamente i coefficienti dal modello di funzione:

- Se il modello della funzione è una somma generica:

$$y = p_1 x_1 + p_2 x_2 + \dots + p_N x_N$$

con p_1, p_2, \dots, p_N costanti numeriche, i coefficienti di sensibilità sono identici alle costanti stesse. L'incertezza standard combinata può essere calcolata come:

$$u_c(y) = \sqrt{p_1^2 u^2(x_1) + p_2^2 u^2(x_2) + \dots + p_N^2 u^2(x_N)}$$

- Se il modello di funzione è un prodotto generico:

$$y = x_1^{p_1} \cdot x_2^{p_2} \cdot \dots \cdot x_N^{p_N}$$

con p_1, p_2, \dots, p_N costanti numeriche, è più conveniente calcolare l'incertezza standard composta relativa:

$$w_c(y) = \frac{u_c(y)}{y} = \sqrt{p_1^2 w^2(x_1) + p_2^2 w^2(x_2) + \dots + p_N^2 w^2(x_N)}$$

con $w(x_1), w(x_2), \dots, w(x_N)$ incertezze standard relative associate ai valori di ingresso.

1.6.7 Calcolo dell'incertezza estesa

L'incertezza standard di misura non è adatta a provare la conformità di un valore misurato con le specifiche. E' pure vero che essa indica la qualità di una misurazione, ma la prova di conformità richiede un range che copra una frazione elevata di valori compatibili con le condizioni di misurazione.

Viene perciò utilizzata l'incertezza estesa di misurazione, ricavata moltiplicando l'incertezza standard composta per un fattore di copertura k :

$$U(y) = k \cdot u(y)$$

Nei casi in cui al misurando si possa attribuire una distribuzione normale (gaussiana) si può usare un fattore di copertura $k = 2$. L'incertezza estesa così ottenuta corrisponde approssimativamente ad un livello di fiducia del 95%. Queste condizioni sono soddisfatte nella maggior parte dei casi incontrati nella pratica ma ci sono delle eccezioni caratterizzate ad esempio da:

- Un contributo di incertezza random (tipo A) comparabile alle incertezze dovute agli altri errori (sistematici) e basato su un numero ridotto di misure ripetute. Un valore diverso da k chiamato k_p è richiesto per fornire il 95% di fiducia.
- L'assenza di un numero significativo di componenti di incertezza aventi una distribuzione di probabilità ben definita, come ad esempio normale o rettangolare.
- La prevalenza nell'incertezza estesa del contributo di un singolo componente. Come linea guida si può considerare un componente dominante se è almeno cinque volte più grande degli altri.

Il valore del fattore k_p deve essere individuato tra quelli pertinenti alla variabile t_p di Student di Tabella 1.12 che si riferisce ad una probabilità $p = 95,45\%$. Per

v_{eff}	1	2	3	4	5	6	7	8	10	20	30	∞
k_p	13,97	4,53	3,31	2,87	2,65	2,52	2,43	2,37	2,28	2,13	2,09	2

Tabella 1.12: Gradi effettivi di libertà e valore di k_p che comprende il 95,45% della distribuzione

scegliere il valore corretto di k_p occorre calcolare il numero dei gradi di libertà effettivi v_{eff} da attribuire a $u(y)$.

Tale calcolo può essere effettuato con la formula di Welch-Satterthwaite:

$$v_{eff} = \frac{u_c^4(y)}{\frac{c_1^4 u^4(x_1)}{v_1} + \frac{c_2^4 u^4(x_2)}{v_2} + \frac{c_3^4 u^4(x_3)}{v_3} + \dots + \frac{c_N^4 u^4(x_N)}{v_N}}$$

In questa formula il numero di gradi di libertà v_i si può considerare infinito per le incertezze di tipo B (distribuzioni di probabilità) a meno che ad esempio il certificato di calibrazione di uno strumento abbia una incertezza estesa basata su una distribuzione di Student [16] invece che su di una normale. Si verifica quindi che l'addendo al denominatore dà contributo nullo per le incertezze di tipo B. In caso di incertezza di Tipo A (prove ripetute) si ha che il numero di gradi di libertà $v_i = n - 1$ con n numero di prove effettuate. Se esiste un solo contributo di incertezza di tipo A e tutti gli altri sono di tipo B la formula di Welch-Satterthwaite si semplifica notevolmente come dimostra l'esempio seguente.

Ipotizziamo che in un sistema di misura una incertezza di Tipo A, basata su 4 osservazioni, abbia dato un valore $u_i(y) = 3,5$ unità. Poniamo anche che esistano altri 5 contributi all'incertezza tutti di tipo B per ognuno dei quali si assumono infiniti gradi di libertà. L'incertezza standard composta $u_c(y)$ ha quindi un valore di 5,7 unità. Utilizzando la formula di W-S si ha:

$$v_{eff} = \frac{5,7^4}{\frac{3,5^4}{4-1} + 0 + 0 + 0 + 0 + 0} = \frac{5,7^4}{3,5^4} \cdot 3 = 21,1$$

Il valore di v_{eff} di Tabella 1.12 immediatamente inferiore a 21,1 è 20 (con un livello di fiducia o copertura di probabilità $p = 95,45\%$). Ciò fornisce un valore di k_p di 2,13 e questo è il fattore di copertura che deve essere usato per calcolare l'incertezza estesa che perciò è $U(y) = k \cdot u(y) = 5,7 \cdot 2,13 = 12,14$ unità.

Dalla Tabella 1.12 risulta che considerando $p = 95,45\%$ ($\cong 95\%$), nell'intervallo di valori v_{eff} tra 10 e infinito, $t_p (= k_p)$ assume valori compresi tra 2,23 e 1,96 che è possibile approssimare a 2.

Tuttavia quando il valore di v_{eff} è inferiore a 10 è necessario usare il valore di k_p esatto.

1.6.8 Espressione dell'incertezza

Per scrivere correttamente il risultato di una misura bisogna fare alcune considerazioni [17]:

- Cifre decimali di un numero sono le cifre dopo la virgola (es. 7,543624 ha cifre decimali 543624)
- Cifre significative di un numero sono le cifre che si hanno eliminando tutti gli zeri a sinistra e mantenendo tutti gli zeri a destra (es. 0,00254 cifre significative 254)

Quando si effettua una misura con incertezza assoluta:

1. Si riporta inizialmente il valore letto sullo strumento con tutte le sue cifre decimali (es 7,543624).
2. Si valuta l'incertezza con tutte le sue cifre decimali (es. 0,00254).
3. Si scrive l'incertezza considerando al massimo due cifre significative arrotondando al valore superiore (es 0,0026).
4. Si scrive il valore con le stesse cifre decimali dell'incertezza arrotondando al più vicino (es 7,5436)

5. Si scrive la misura (con relativa unità di misura):

$$m = 7,5436 \pm 0,0026$$

Quando si effettua una misura con incertezza percentuale:

1. Si riporta inizialmente il valore letto sullo strumento con tutte le sue cifre decimali (es 1,5436).
2. Si valuta l'incertezza percentuale con tutte le sue cifre decimali (es. 2,246%)
3. Si scrive l'incertezza considerando al massimo due cifre significative arrotondando al valore superiore (es. 2,3%)
4. Si applica la percentuale al valore ($1,5436 \cdot 2,3/100 = 0,03550$) e si considerano due cifre significative (es 0,036)
5. Si scrive il valore con le stesse cifre decimali dell'incertezza arrotondando al più vicino (es 1,544)
6. Si scrive la misura:

$$m = 1,544 \pm 2,3\%$$

Se l'incertezza è:

- tra 0.1% e 1% il valore avrà 5 cifre significative
- tra 1% e 10% il valore avrà 4 cifre significative
- tra 10% e 100% il valore avrà 3 cifre significative e così via.

E' consigliabile riportare accanto alla stima del misurando sempre e solo il valore dell'incertezza estesa ed è allora obbligatorio indicare il fattore di copertura utilizzato, il corrispondente livello di probabilità e il numero di gradi di libertà effettivi.

In sostanza se si indica con y il misurando e con U l'incertezza estesa si dovrà riportare come valore della misura:

$$y \pm U$$

ed aggiungere una nota esplicativa del tipo:

L'incertezza estesa indicata è espressa come l'incertezza standard moltiplicata per il fattore di copertura $k = 2$ che per una distribuzione normale corrisponde ad un livello di fiducia del 95% circa. L'incertezza tipo è stata determinata conformemente al documento EA-4/02

Tuttavia nei casi in cui si sia determinato un k_p e il numero di gradi di libertà è necessaria una nota diversa:

L'incertezza estesa indicata è espressa come l'incertezza standard moltiplicata per il fattore di copertura $k = xx$ che per una distribuzione con gradi di libertà effettivi $v_{eff} = yy$ corrisponde ad un livello di fiducia del 95% circa. L'incertezza standard è stata determinata conformemente al documento EA-4/02.

I modelli descritti precedentemente possono essere utilizzati solo se si applicano a componenti reali. In particolare si è provveduto a caratterizzare alcuni modelli di condensatori elettrolitici e di trasformatori di isolamento e di alimentazione. Si è poi stimata l'incertezza del sistema di prova utilizzato durante i surge, per dare maggior significato alle misure di tensione di picco che saranno confrontate con le simulazioni nei capitoli successivi.

2.1 Misura dell'ESR di un elettrolitico

Come visto nella sezione 1.4 per molte applicazioni è possibile modellare un condensatore elettrolitico ad alluminio con una serie RLC. Si è verificato in fase di simulazione e di misura dei componenti che le caratteristiche tecniche riportate dai costruttori per quanto riguarda l'ESR sono un valore massimo che si garantisce non venga superato e differiscono notevolmente dalla realtà. Inoltre essendo l'ESR fortemente dipendente dalla frequenza, il valore dichiarato non è di utilizzo pratico in quanto normalmente si riferisce alla frequenza di lavoro di 120 Hz, tipica di un raddrizzatore a ponte collegato alla rete elettrica degli Stati Uniti (60 Hz).

La forma d'onda di tensione ($1,2/50 \mu s$) dei surge copre uno spettro di frequenze che arriva, come visto al paragrafo 1.1.5, a qualche centinaio di kHz (265 kHz con circa il 99,4% di attenuazione).

Si tratta infatti di un fenomeno transitorio, in regime non stazionario, perciò non è possibile a priori utilizzare nelle simulazioni l'ESR misurato ad una ben precisa frequenza: è necessario procedere per via sperimentale.

C'è anche da considerare che la tensione vista ai capi degli elettrolitici in uno stadio di raddrizzamento ha dei fronti di salita e di discesa molto meno ripidi rispetto alla forma d'onda IEC 61000-3-5 che viene iniettata all'ingresso del circuito perciò non è possibile considerare a priori un particolare intervallo di frequenze di interesse.

Si vedrà però durante le misure e le simulazioni sui circuiti che un valore di ESR che dà buoni risultati è quello misurato intorno a 1 kHz.

2.1.1 Misurazione qualitativa con oscilloscopio e generatore di segnale

Per avere un'idea del comportamento in frequenza di un condensatore elettrolitico si è provveduto ad effettuare una serie di misure mediante un oscilloscopio digitale LeCroy 9350A e un generatore di segnale sinusoidale HP33120A. Lo schema

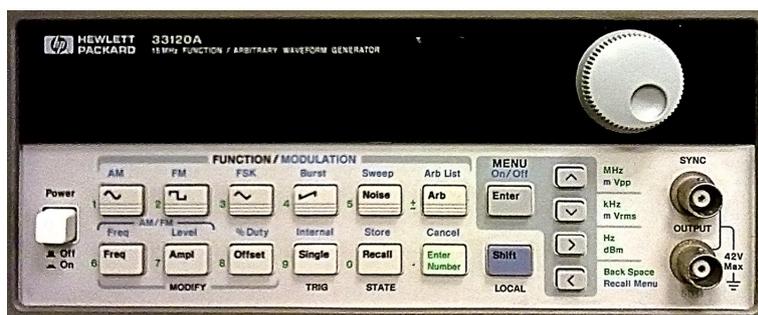


Figura 2.1: Il generatore di segnale HP 33120A utilizzato

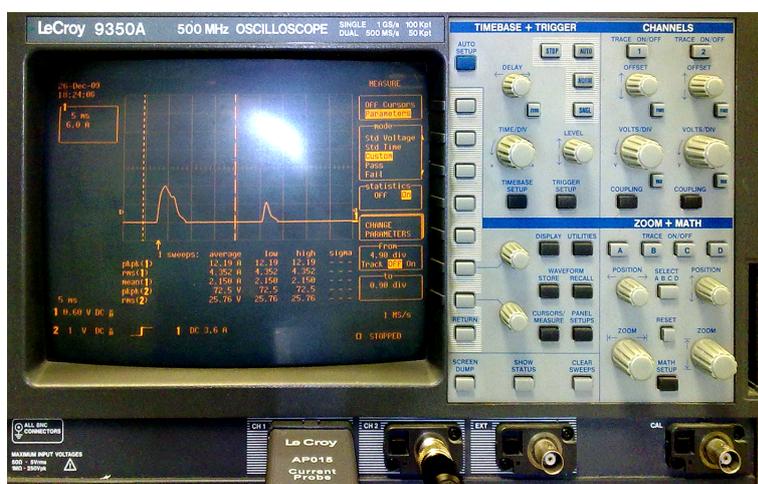


Figura 2.2: L'oscilloscopio digitale LeCroy 9350A utilizzato

impiegato per la misura prevede di creare una serie RC collegando:

1. uscita del generatore di segnale
2. cavo coassiale RG58 di lunghezza 0,45 m (impedenza 50 Ohm, $R = 40\text{-}50\text{ m}\Omega/\text{m}$, $C = 80\text{-}90\text{ pF}/\text{m}$, $L = 200\text{-}250\text{ nH}/\text{m}$) dotato di connettore BNC ($R = 2\text{ m}\Omega$)
3. resistore di precisione da $49,9\ \Omega \pm 0,1\%$ a strato metallico collegato al connettore centrale del cavo coassiale
4. condensatore elettrolitico Elna RJ3 ($470\ \mu\text{F}$, 50 V) sotto test (con polarità + verso la resistenza)

5. calza del cavo coassiale.

Per effettuare la misura si utilizzano due canali dell'oscilloscopio:

- una sonda di tensione 1X per misurare il segnale proveniente dal generatore e presente ai capi della serie RC costituita dalla resistenza di valore noto e del condensatore sotto test;
- una seconda sonda di tensione 1X per misurare la differenza di potenziale presente ai capi del solo condensatore.

Con i cursori dell'oscilloscopio si è provveduto a misurare sia il valore di picco delle tensioni che lo sfasamento fra le due forme d'onda. L'incertezza stimabile per queste misure è dell'ordine del 5% in quanto era presente al momento delle misure un certo rumore di fondo dovuto alle apparecchiature presenti in laboratorio e gli strumenti utilizzati non godevano di un certificato di taratura valido. Il generatore di segnale ha un'uscita capace di un'escursione di 20 V picco-picco (a vuoto) ma, essendo i condensatori elettrolitici dei dispositivi polarizzati, si è provveduto ad impostare un offset di 10 V e un'ampiezza di 5 V di picco in modo da avere in uscita una tensione sinusoidale compresa tra 0 V e +10 V.

La banda passante del generatore è stata considerata, compensando nei calcoli i valori di tensione di picco misurati per rendere i dati confrontabili con la simulazione (essendo il generatore di LTSpice a banda illimitata).

Il resistore di precisione da 49.9Ω , unito alle altre resistenze parassite, limita la corrente erogata dal generatore (impedenza di uscita 50Ω) e consente di avvicinarsi all'adattamento dell'impedenza di carico, con massimo trasferimento di potenza e assenza di onde stazionarie in alta frequenza.

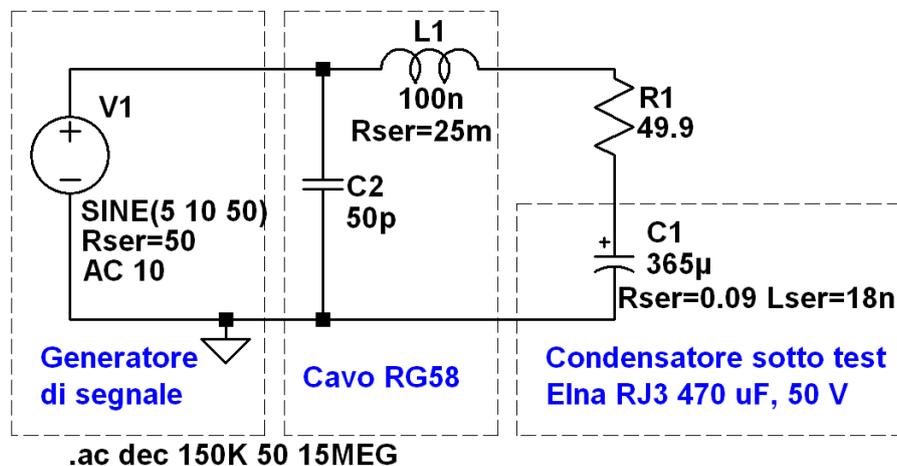


Figura 2.3: Schema LTSpice utilizzato per simulare la risposta in frequenza del condensatore elettrolitico esaminato al variare dei suoi parametri equivalenti serie.

E' stata creata una simulazione in LTSpice con la stessa configurazione circuitale per individuare i parametri del condensatore più adatti a rappresentare il suo comportamento reale. (Fig. 2.3).

Da notare come con le sonde di tensione ci si ponga ai capi della serie RC e del condensatore, rendendo la misura immune dagli effetti parassiti del cavo.

La ricerca dei parametri Spice di capacità, ESR, ESL del condensatore misurato è avvenuta iterativamente cercando un buon avvicinamento della simulazione

alle misure nel range più ampio di frequenze possibile. I risultati ottenuti sono riportati in Tabella 2.1.

Il valore di 18 nH del condensatore Elna RJ3 da 470 μF sembra essere in buon accordo con i dati riportati nel datasheet di un altro costruttore [18] che per un modello equivalente riporta una ESL tipica di 12-17 nH a seconda della dimensione fisica.

Elna RJ3: 470 μF , 50 V		
Parametro	Valori nominali	Stima dati da simulazione
Capacità	470 $\mu\text{F} \pm 20\%$	365 μF
ESR	0,28 Ω (120 Hz)	0,09 Ω (90 kHz)
ESL	Non dich.	18 nH

Tabella 2.1: Parametri stimati del condensatore Elna RJ3 da 470 μF ottenuti cercando un buon accordo con le misure effettuate con l'oscilloscopio e il generatore di segnale

Come è possibile osservare dai dati riportati in Tabella 2.2, con i valori stimati dalla simulazione si ottiene una tensione di picco ai capi del condensatore che si mantiene entro un 6% di errore con quella misurata con l'oscilloscopio.

Anche la fase, almeno fino alla soglia dei 10 MHz, ha un andamento che rispecchia da vicino quello reale con un errore assoluto massimo di 9 gradi. Al di sopra si verifica uno scostamento, che si può ritenere dovuto alla semplicità del modello e ai parametri parassiti del circuito di test ma è irrilevante nell'ambito delle simulazioni sui surge. Il confronto grafico tra simulazione e misure è apprezzabile in Fig. 2.4

Si può perciò affermare che una semplice serie R-L-C caratterizza sufficientemente bene il comportamento alle varie frequenze di un condensatore elettrolitico, in condizioni stazionarie.

Frequenza (Hz)	Tensione mis. (mV)	Tensione sim. (mV)	Errore relativo (%)	Fase misurata (gradi)	Fase simulata (gradi)	Errore assoluto (gradi)
50	870,0	868,0	-0,2	-79	-84	-5
100	453,0	435,6	-3,8	-83	-86	-3
200	225,0	218,1	-3,1	-85	-86	-1
300	145	145,6	0,4	-84	-86	-2
500	89,0	87,6	-1,6	-83	-84	-1
1 k	45,0	44,5	-1,1	-77	-78	-1
2 k	25,0	23,6	-5,6	-68	-67	1
5 k	13,3	12,6	-5,3	-49	-44	5
10 k	10,5	10,0	-4,8	-32	-25	7
20 k	9,3	9,2	-1,1	-21	-12	9
90 k	8,7	9,0	3,4	0	3	3
300 k	9,0	9,5	5,6	16	20	4
500 k	10,2	10,6	3,9	27	31	4
1 M	13,8	14,4	4,3	49	50	1
2 M	24,5	24,3	-0,8	65	66	1
5 M	58,9	57,2	-2,9	72	76	4
10 M	115,8	113,4	-2,1	68	77	9
12 M	141,2	136	-3,7	64	76	12
15 M	176,7	169,8	-3,9	40	74	34

Tabella 2.2: Confronto fra simulazione e misurazioni (con oscilloscopio e generatore di segnale) della tensione di picco e dello sfasamento fra tensione e corrente per il condensatore elettrolitico oggetto del test

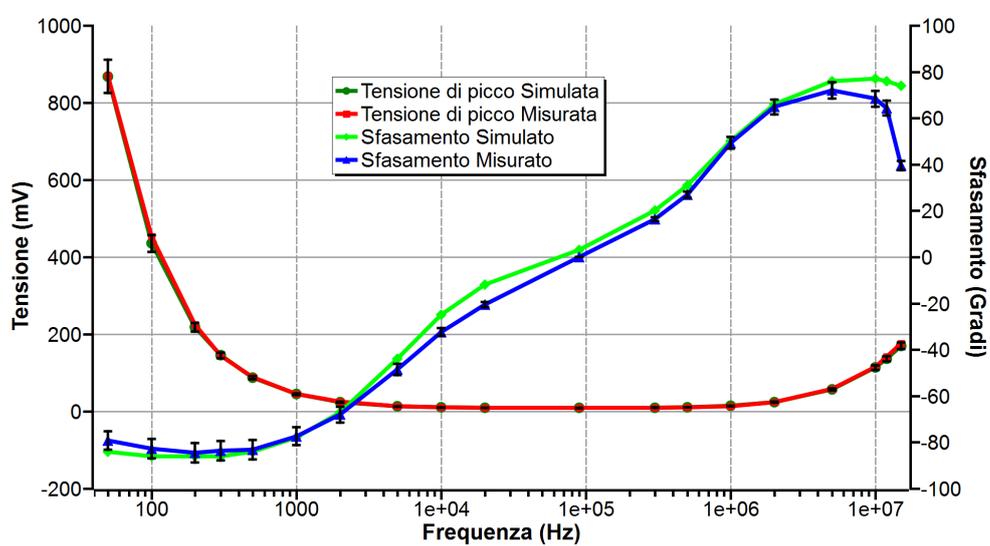


Figura 2.4: Misura e simulazione di tensione di picco e sfasamento per il condensatore Elna esaminato.

2.1.2 Misurazioni con l'impedenziometro digitale

Utilizzando l'impedenziometro Fluke PM6304 disponibile in laboratorio è stato possibile effettuare le misurazioni in minor tempo e con maggior semplicità consentendo, ad un progettista interessato alla simulazione dei surge, di utilizzare i valori reali dei componenti e non delle semplici stime. La limitazione in frequenza

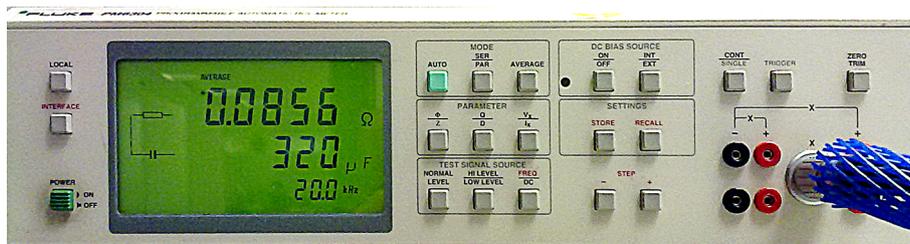


Figura 2.5: L'impedenziometro Fluke PM6304 utilizzato per le misure

ai 100 kHz massimi di misura dello strumento non è determinante perché l'ESR di un condensatore elettrolitico è pressoché costante al di sopra di tale frequenza e si è già vicini al limite della banda di interesse (come detto intorno ai 250 kHz).

L'induttanza serie, che come si è verificato dalle misure con l'oscilloscopio si aggira sulla ventina di nanohenry, può essere trascurata perché da simulazione effettuate si è visto che ha effetti rilevanti solo sopra ad 1-2 MHz.

Lo strumento Fluke considera lo sfasamento fra tensione e corrente per effettuare i suoi calcoli perciò, quando lo si imposta per visualizzare i parametri del modello equivalente serie, riesce a distinguere la componente puramente resistiva dell'ESR a qualsiasi frequenza.

Sono state effettuate misure su sette modelli di condensatori utilizzati correntemente, di diversi produttori, capacità e tensione di lavoro.

Si è deciso di misurare tre esemplari per ogni modello in maniera da ridurre l'incertezza dovuta alle tolleranze di produzione e di riportare il valore medio per ogni parametro. Ciò non mette però al riparo da variazioni anche significative fra lotti diversi che però potrebbero essere valutate solo in seguito ad una attività di monitoraggio prolungata nel tempo. Sono state prese alcune precauzioni per minimizzare l'incertezza di misura:

- Lo strumento è stato impostato per effettuare una visualizzazione media su più misure (tasto "average"), in modo da ridurre l'incertezza.
- E' stato attivato l'offset (tasto "DC Bias ON"), in modo che la tensione di misura di 1 V (impedenza 100 Ω) abbia anche un offset di 2 V, poiché i condensatori elettrolitici sono componenti polarizzati.
- E' stata effettuata ad ogni cambio di frequenza la calibrazione dello strumento in cortocircuito, come prevede il manuale d'uso nel caso di impedenze misurate inferiori ai 100 Ω (massima delle nostre prove 65 Ω).
- Per la calibrazione è stato utilizzato un cortissimo spezzone piegato a "U" di circa 2 cm di rame unifilare (AWG 16, diametro 1,29 mm) in quanto si è notato

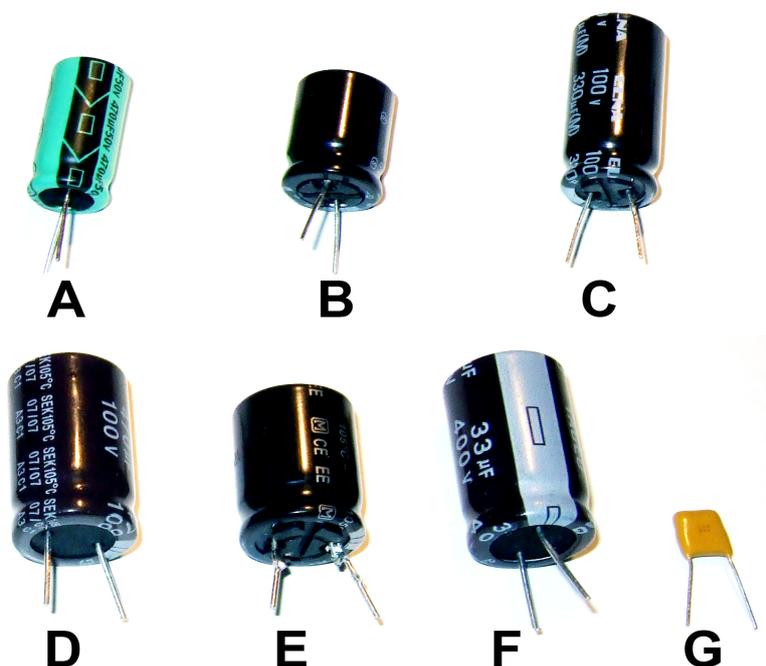


Figura 2.6: Vista d'insieme (a grandezza naturale) dei condensatori elettrolitici oggetto delle misure con impedenzometro: A) Lelon RGA $470 \mu\text{F}$ - 50 V; B) Elna RJ3 $470 \mu\text{F}$ - 50 V; C) Elna RJ4 $330 \mu\text{F}$ - 100 V; D) Yageo SE $470 \mu\text{F}$ - 100 V; E) Panasonic A/EE $22 \mu\text{F}$ - 400 V; F) Yageo SE $33 \mu\text{F}$ - 400 V; G) Avx SR30 ceramico $1 \mu\text{F}$ - 100 V.

che unendo invece le due pinze fra loro la ripetibilità non era garantita (punto di contatto variabile e zigrinatura delle pinze).

- Per ogni frequenza, la posizione relativa delle due pinze di misura e del cavo di collegamento non è stata variata dalla calibrazione alla fine delle misurazioni dei vari condensatori: sfruttando il banco di lavoro come appoggio si è dedicata una delle due mani a controllare le pinze e l'altra a cambiare i componenti e operare sull'apparecchio.
- E' stato rimosso l'ossido da tutti i reofori dei componenti e dal filo di calibrazione mediante abrasione superficiale.
- Tutti i reofori sono stati tagliati ad una lunghezza compatibile con quella della saldatura su PCB in modo da includere la loro induttanza parassita nella misura.

Solo in questo modo si è riusciti a misurare resistenze equivalenti dell'ordine dei centesimi di Ohm con un'incertezza di ripetibilità inferiore al millesimo che perciò trascuriamo.

Per quanto riguarda lo strumento Fluke, il costruttore fornisce un grafico con curve di incertezza relativa diverse a seconda del modulo di impedenza e della frequenza a cui si effettua la misura e possono andare dallo 0,1% al 10%. In tabella 2.3 sono state riportate per completezza come ultima riga facendo riferimento al caso peggiore della relativa colonna. Come ultimo componente è stato inserito anche un condensatore ceramico di bassa capacità, spesso utilizzato nei circuiti analizzati. Come è possibile notare in tabella 2.3, l'ESR per i condensatori di



Figura 2.7: Misurazione con l'impedenziometro su un condensatore elettrolitico (non inquadrare le mani dell'operatore che tengono in posizione le pinze, ponendo attenzione a non muoverle reciprocamente)

Modello	Tens. lavoro (V)	Cap. nom. (μF)	ESR nom. a 120 Hz (Ω)	ESR misurato (Ω)				
				50 Hz	120 Hz	1 kHz	20 kHz	100 kHz
Lelon RGA	50	470	0,282	0,237	0,156	0,100	0,085	0,082
Elna RJ3	50	470	0,282	0,267	0,16	0,110	0,098	0,095
Elna RJ4	100	330	0,322	0,276	0,162	0,095	0,085	0,082
Yageo SE	100	470	0,280	0,148	0,093	0,045	0,034	0,034
Panasonic A/EE	400	22	14,48	1,75	0,95	0,360	0,267	0,253
Yageo SE	400	33	8,04	4,05	2,45	1,59	1,32	1,22
Avx SR30 ceramico	100	1	N/D	34,5	15,1	1,98	0,090	0,04
Toll./Incertezza		$\pm 20\%$	$+200\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 1\%$	$\pm 10\%$	$\pm 10\%$

Tabella 2.3: Riassunto delle misure di ESR sui condensatori elettrolitici ad alluminio. Il valore riportato è quello medio delle misure effettuate su 3 campioni per ogni modello

tensione più elevata è in generale maggiore di quello per le tensioni inferiori, in accordo con quanto ad esempio specifica la Lelon nel suo datasheet per la serie RGA e la Elna per la serie RJ3 (Tabella 2.4) e decresce con l'aumentare della frequenza.

Il valore dichiarato a 120 Hz è molto conservativo ed è almeno il doppio di quello misurato (addirittura 15 volte più grande del reale nel caso del Panasonic). Infatti

	Tensione (V)	50	63	100	160	200	250	400	450
Lelon RGA	$\tan \delta$ (120 Hz)	0,10	0,09	0,08	0,12	0,17	0,20	0,25	0,25
Elna RJ3	$\tan \delta$ (120 Hz)	0,10	0,09	0,08	0,15	0,15	0,15	0,20	0,20

Tabella 2.4: Valori di “loss tangent” ($\tan \delta$) al variare della tensione nominale di lavoro per due serie di condensatori elettrolitici riferite alla frequenza di 120 Hz e alla temperatura di 20° C.

viene riportato dai costruttori sempre un valore massimo garantito di ESR o di “loss tangent” ($\tan \delta$).

Per passare dal valore espresso in $\tan \delta$ all'ESR si può usare la formula seguente:

$$ESR = \tan \delta |X_C| = DF |X_C| = \frac{|X_C|}{Q} = \frac{\tan \delta}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Delta (δ) è definito come “loss angle”, cioè l'angolo esistente fra la parte reale e quella immaginaria dell'impedenza del condensatore ed equivale al rapporto fra la potenza dissipata dall'ESR e la potenza reattiva. Per questo motivo il loss tangent viene anche chiamato DF (“dissipation factor”) ed è il reciproco del Q (“quality factor”).

Vengono riportate in Tabella 2.5 anche le capacità medie equivalenti misurate alle varie frequenze dall'impedenziometro. Alla frequenza di 100 kHz un minimo spostamento del cavo di collegamento delle pinze influenza in maniera notevole il valore di capacità misurato perciò il valore è da considerarsi solamente indicativo ed affetto da incertezza superiore al 10% del solo strumento di misura.

Scopo del resto della tesi sarà quello di identificare, se possibile, una unica frequenza alla quale si ottengono risultati validi, indipendentemente dal modello dei condensatori utilizzati.

Come si vedrà nel seguito, la soluzione adottata prevederà di utilizzare i valori misurati con l'impedenziometro nel modo seguente:

- Capacità misurata a 50 Hz.
- ESR misurato a 1 kHz.
- ESL: trascurabile. Valore di riferimento 18 nH.

Modello	Cap. dich. (μF)	Capacità misurata (μF)				
		50 Hz	120 Hz	1 kHz	20 kHz	100 kHz
Lelon RGA	470	421	416	404	330	170
Elna RJ3	470	392	387	378	311	147
Elna RJ4	330	329	325	317	288	140
Yageo SE	470	420	415	404	378	0
Panasonic A/EE	22	20,2	20,0	19,7	19	17,7
Yageo	33	28,9	28,5	27,5	21,3	8,25
Avx SR30 ceramico	1	1,03	1,02	1,01	0,971	0,967
Incertezza/Toll.	$\pm 20\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 1\%$	$\pm 10\%$	$> 10\%$

Tabella 2.5: Riassunto delle misure di capacità sui condensatori elettrolitici ad alluminio. Il valore riportato è quello medio delle misure effettuate su 3 campioni per ogni modello

2.2 Misure su trasformatori

Al paragrafo 1.5.3 si è visto come un trasformatore possa essere caratterizzato dal suo modello a “T” e le formule per calcolarne i parametri.

Per poter valutare se sia possibile accrescere l’accuratezza di simulazione modellando il trasformatore di isolamento e il trasformatore di alimentazione utilizzati nelle prove, si è provveduto a caratterizzare tre diversi modelli per avere un’idea delle grandezze in gioco (le misure sono state effettuate su modelli diversi da quelli effettivamente utilizzati nel laboratorio EMC).

E’ stato incluso anche un trasformatore di isolamento di elevata potenza (3000 VA) in quanto durante le prove si disaccoppia dalla rete pubblica l’apparecchiatura sotto test mediante un trasformatore di questo tipo (con rapporto di trasformazione 1:1), a cui si fa seguire se necessario un secondo trasformatore in grado di fornire in uscita sul secondario la tensione necessaria per l’alimentazione.

Sono stati misurati i seguenti parametri:

1. Tensione al primario (alimentazione sinusoidale 230V 50Hz): V_p
2. Tensione sul secondario (con primario alimentato) in condizione di circuito aperto: V_s
3. Induttanza del primario con il secondario aperto: L_{psopen}
4. Induttanza del primario con il secondario in cortocircuito: $L_{psshort}$
5. Resistenza DC del primario: R_p
6. Resistenza DC del secondario: R_s

In Tabella 2.6 sono indicate le grandezze misurate.

Parametro misurato	Marini Isolamento 3000 VA	Marini uscita 24 V 250 VA	Marini CATMAE5 uscita 24 V 50+50 VA
V_p (V)	225,1	225,29	229,33
V_s (V)	233,01	25,99	26,31
L_{psopen} (mH)	209,8	1161	1623,8
$L_{psshort}$ (mH)	0,67	7,46	76,39
R_p (Ω)	0,26	4,78	15,11
R_s (Ω)	0,28	0,12	0,27

Tabella 2.6: Parametri dei trasformatori, misurati con l’impedenziometro e il multimetro digitale

Da tali valori si sono ricavati i parametri del modello che sono riportati in Tabella 2.7 e che sono da inserire all’interno del già citato schema LTSpice di Fig. 2.8.

Parametro Calcolato	Marini Isolamento 3000 VA	Marini uscita 24 V 250 VA	Marini CATMAE5 uscita 24 V 50+50 VA
N	0,966	8,670	8,716
k	0,9984	0,9968	0,9762
L_{l1} (mH)	0,34	3,74	38,66
L_{l2} (mH)	0,36	0,05	0,51
L_m (mH)	209,46	1157,26	1585,14
R_p (Ω)	0,26	4,78	15,11
R_s (Ω)	0,28	0,12	0,27

Tabella 2.7: Parametri del modello a “T” per i vari trasformatori esaminati: N rapporto fra le spire, k coefficiente di accoppiamento, L_{l1} induttanza di dispersione del primario, L_{l2} induttanza di dispersione del secondario, L_m induttanza magnetizzante, R_p resistenza del primario, R_s resistenza del secondario.

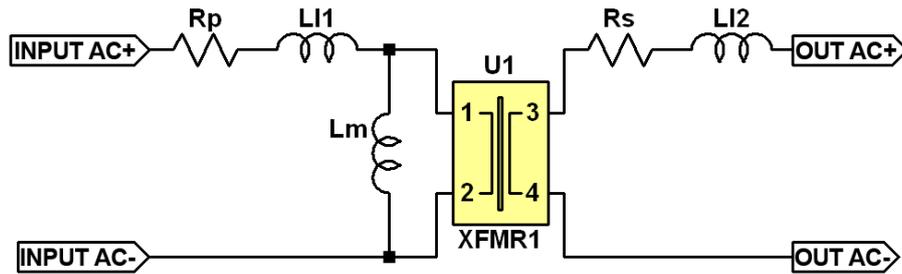


Figura 2.8: Modello completo di trasformatore a due avvolgimenti in LTSpice

2.2.1 Parametri riportati al secondario

Parametri riportati secondario	Marini al Isolamento 3000 VA	Marini uscita 24 V 250 VA	Marini CATMAE5 uscita 24 V 50+50 VA
R_s (Ω)	0,28	0,12	0,27
L_{l2} (mH)	0,36	0,05	0,51
R'_p (Ω)	0,28	0,06	0,20
L'_{l1} (mH)	0,36	0,05	0,51

Tabella 2.8: Parametri riportati al secondario dei trasformatori esaminati: la resistenza e l'induttanza parassite del primario vanno divise per N^2 con $N = N_p/N_s$ rapporto fra le spire (come precisato in 1.5.4)

Al paragrafo 1.5.4 si è descritto un modello di trasformatore, derivabile dal mo-

dello a “T” con le induttanze di dispersione e le resistenze riportate al secondario. I parametri calcolati sono riportati in Tabella 2.8 .

L’induttanza totale del secondario diventa esattamente doppia, come deve essere in accordo con il procedimento utilizzato per il calcolo dei parametri del modello a “T”.

2.2.2 Parametri del modello semplificato

E’ difficile utilizzare il modello LTSpice di trasformatore di Fig. 2.8 nelle simulazioni perché, benché funzionante in semplici circuiti, una volta inserito nello schema elettrico rappresentante il sistema sotto test, causa una oscillazione non smorzata nella simulazione che lo rende inutilizzabile.

Nel caso dei surge non è però di interesse studiare nei dettagli il trasformatore

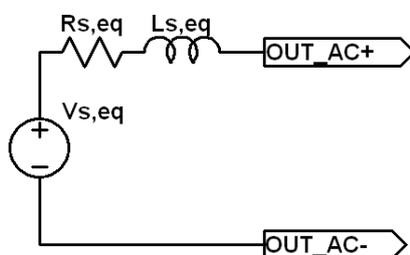


Figura 2.9: Modello semplificato di trasformatore utilizzato nelle simulazioni con LTSpice

ma solo capire se l’impedenza totale al secondario vista dal circuito alimentato sia o meno influente sulle simulazioni: l’impedenza della rete di disaccoppiamento potrebbe rendere trascurabile la sua presenza. Come illustrato al paragrafo 1.5.5, è possibile determinare i parametri equivalenti del secondario di un trasformatore, a partire da quelli del modello a T riportati al secondario. Per i tre modelli analizzati si ottengono i valori di Tabella 2.9 a cui corrispondono gli elementi circuitali di Fig. 2.9. Il valore del generatore ideale di tensione deve essere variato in modo da adeguarsi alla tensione presente all’ingresso del trasformatore, divisa per N , rapporto tra il numero di spire del primario e del secondario.

Parametri secondario	Marini Isolamento 3000 VA	Marini uscita 24 V 250 VA	Marini CATMAE5 uscita 24 V 50+50 VA
$V_{s,eq}$ (V)	$V_{in}/0,966$	$V_{in}/8,67$	$V_{in}/8,716$
$R_{s,eq}$ (Ω)	0,56	0,18	0,47
$L_{s,eq}$ (mH)	0,72	0,10	1,02

Tabella 2.9: Parametri del modello spice del secondario per i trasformatori esaminati

2.2.3 Effetti del trasformatore di isolamento

Per utilizzare nella simulazione un solo modello semplificato anche in presenza di due trasformatori in serie è necessario procedere alla semplificazione illustrata al paragrafo 1.5.6.

Il modello semplificato per la serie costituita dal trasformatore di isolamento e da ciascuno dei due trasformatori di alimentazione esaminati assume i valori di Tabella 2.10 e si riferisce allo schema di Fig 2.10. Dal confronto con Tabella 2.9 è possibile notare come l'introduzione del trasformatore di isolamento abbia un'influenza inferiore al 5% per la resistenza equivalente e inferiore al 10% per l'induttanza equivalente nel modello semplificato rispetto a quella del solo trasformatore di alimentazione.

Parametri serie equivalente	Marini uscita 24 V 250 VA	Marini CATMAE5 uscita 24 V 50+50 VA
$V_{s,eq,serie}$ (V)	$V_{in}/8,37$	$V_{in}/8,42$
$R_{s,eq,serie}$ (Ω)	0,19	0,48
$L_{s,eq,serie}$ (mH)	0,11	1,03

Tabella 2.10: Parametri del modello semplificato equivalente alla serie di trasformatore di isolamento e alimentazione

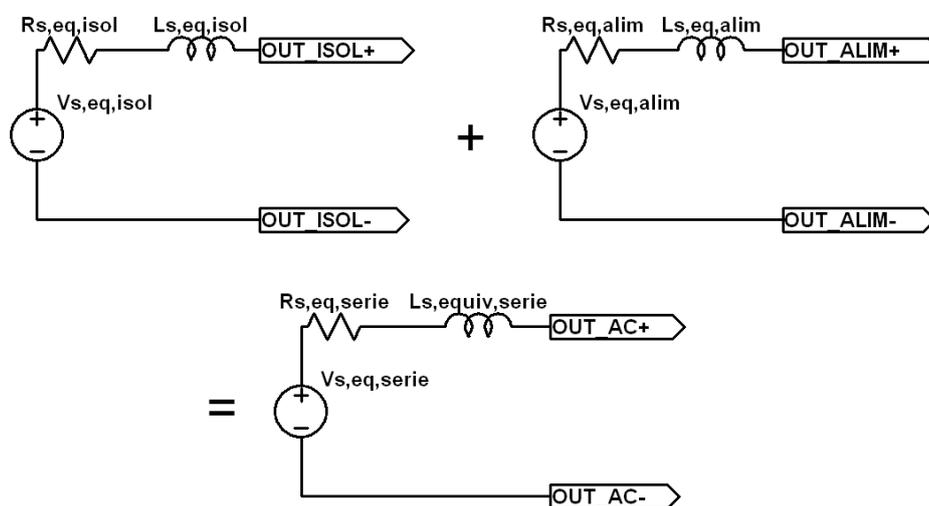


Figura 2.10: [Modello equivalente alla serie di un trasformatore di isolamento e uno di alimentazione]

2.3 Stima di incertezza

La messa a punto del simulatore di surge e la sua validazione prevedono di effettuare misure di tensione e confrontarle con le simulazioni. Senza scendere nei dettagli del setup di prova, che verrà descritto successivamente, si prosegue con la stima dell'incertezza dei valori di tensione, misurati sull'uscita dei circuiti in prova mediante l'oscilloscopio digitale LeCroy waverunner 62Xi, collegato ad sonda di tensione passiva P008. L'impulso di test viene erogato tra linea e neutro (L-N) da un generatore EM Test UCS 500M già dotato al suo interno della rete di accoppiamento/disaccoppiamento opportuna.

Seguendo i metodi descritti al paragrafo 1.6 è stato necessario analizzare gli strumenti utilizzati per quanto riguarda le incertezze di categoria B ed effettuare delle prove ripetute per valutare l'incertezza di ripetibilità del sistema (di categoria A).

2.3.1 Valutazione dell'incertezza di categoria A

Per quanto riguarda l'incertezza di ripetibilità si è provveduto ad effettuare più serie di misurazioni sull'uscita di 3 schede diverse, a tensioni di surge comprese fra 500 V e 2000 V e con intervallo fra un surge e l'altro variabile da 15 a 30 secondi per coprire la maggior parte delle situazioni di misura. Le norme stesse consentono di abbreviare l'intervallo fra un surge e il successivo rispetto ai 60 secondi canonici, purché l'EUT superi il test, e ciò è stato indispensabile visto l'alto numero di misure effettuate.

Considerando il solo caso peggiore si ha una incertezza standard dello 0,13% calcolata come si evince da Tabella 2.11.

2.3.2 Valutazione dell'incertezza di categoria B

Gli elementi presenti nel sistema di misurazione allestito sono il generatore di Surge EM Test UCS 500M, l'oscilloscopio digitale LeCroy Waverunner 62Xi, la sonda di tensione passiva LeCroy P008.

Si è perciò proceduto alla stima dell'incertezza globale andando ad analizzare uno ad uno i vari elementi. Eventuali altri elementi di incertezza come la variabilità della tensione di rete presente al momento della prova sono annullati dall'opportuna calibrazione della tensione di alimentazione del circuito simulato. Il generatore di surge dispone di un certificato di taratura a cui fare riferimento che riporta un'incertezza di tipo normale con fattore di copertura $k = 2$. Anche per l'oscilloscopio si è potuto fare riferimento ad incertezze estese misurate e statisticamente descritte da una distribuzione normale con fattore di copertura $k = 2$.

Per quanto riguarda la sonda di tensione P008 si è fatto riferimento alle specifiche del costruttore, che indicano una incertezza nella divisione 10x del $\pm 1\%$ da intendersi descritta da una distribuzione di probabilità normale. Si è inoltre stimata

Numero Misurazione	Tensione (V)
1	109,25
2	110,07
3	110,18
4	110,26
5	110,41
6	110,51
7	110,66
8	110,55
9	110,75
10	110,72
\bar{q} (media)	110,34
$s^2(q_j)$ (var. sperimentale)	0,20
$s(q_j)$ (dev. std.)	0,45
n (numero misure)	10
$u(x_i)$ (Incert. standard)	0,14 V
$w(x_i)$ (Inc. std. Rel.)	0,13%

Tabella 2.11: Stima dell'incertezza di ripetibilità nelle misure di tensione

una incertezza della calibrazione effettuata con il generatore di segnale dell'oscilloscopio dello 0,1%. Inizialmente si era utilizzata una sonda di alta tensione 1000x che poi si è preferito scartare per l'accresciuta incertezza introdotta. La sonda di tensione P008 si è rivelata sufficiente perché consente misure di tensione pari a 1250 V di picco massimi.

Il modello del sistema nel suo complesso può quindi essere riassunto dalla seguente relazione:

$$A_{reale} = A_{misurata} + \delta_{gen} + \delta_{osc} + \delta_{sonda} + \delta_{calib_sonda} + \delta_{ripet}$$

I dettagli di calcolo sono riportati in Tabella 2.12.

Ne risulta una stima del 2,89% che si può approssimare al 3% per tener conto delle condizioni climatiche non costanti durante l'arco delle prove.

Si può perciò considerare un'incertezza estesa relativa del sistema pari al 3%, espressa come incertezza standard moltiplicata per il fattore di copertura $k = 2$ che per una distribuzione normale corrisponde ad un livello di fiducia pari a circa il 95%.

In seguito ogni valore di tensione y misurato, anche se non specificato, dovrà perciò essere considerato come espresso dalla relazione:

$$y \pm 3\%$$

E' essenziale notare come in assenza dei certificati di taratura ci si sarebbe dovuti affidare alle incertezze dichiarate nelle specifiche tecniche di ogni strumento, che avrebbero portato a misure con un'incertezza estesa relativa del 10,2% (di tipo rettangolare) rendendo meno significativo il confronto con il valore simulato.

Incertezze ingresso $U(x_i)$	Incert. Std. $u(x_i)$	Tipo distrib. prob.	Fattore copertura k	Coeff. sensib. c_i	Contrib. Incert. $u_i(y)$	Varianza $u_i^2(y)$
δ gen. surge	2,02	normale	2	1	1,01	1,02
δ oscilloscopio	0,43	normale	2	1	0,22	0,05
δ sonda 1:10	1,00	rettang.	1	1	1,00	1,00
δ sonda calib.	0,1	rettang.	1	1	0,10	0,01
δ ripetibilità	0,13	rettang.	1	1	0,13	0,02
Incertezza composta $u_c(y)$						1,45%
Incertezza estesa $U(y)$ con $k = 2$						2,89%

Tabella 2.12: Stima dell'incertezza estesa relativa di misurazione del sistema

Prove e Simulazioni: prototipi

Per poter progettare un simulatore di surge è necessario individuare tutte le variabili in gioco e stabilire il livello di dettaglio necessario.

In particolare si è voluto dimostrare che per ottenere risultati validi è possibile limitare la simulazione dei circuiti al solo stadio raddrizzatore (varistori, ptc, diodi) fino ai condensatori elettrolitici di livellamento, escludendo un eventuale convertitore switching ad esso collegato e tutta la componentistica successiva, che deve essere sostituita da una resistenza di carico di valore opportuno.

E' stato necessario perciò procedere alla realizzazione e simulazione di alcuni prototipi su basetta millefori di alimentatori con raddrizzatori a singola e doppia semionda, dotati di protezione dai surge realizzata mediante varistori, per ridurre il numero di componenti presenti e identificare i parametri fondamentali. Si sono poi confrontate (Capitolo 4) simulazioni e misure su prodotti commerciali come verifica.

Utilizzando per le simulazioni modelli ideali di componenti elettronici o parametri ricavati direttamente dalle specifiche dei costruttori si ottiene però un grande scostamento del risultato della simulazione dal valore reale. Fondamentale risulta la caratterizzazione mediante strumentazione di tutti gli elementi presenti nel circuito di cui non sia ragionevolmente certo il valore.

Come si dimostrerà, per determinare il valore di picco corretto della tensione di uscita, è *il comportamento dei condensatori elettrolitici ad essere determinante ed in particolare il loro valore di ESR (resistenza equivalente serie)*. Il valore di ESR dipende però dalla frequenza di misura (Paragrafo 2.1.2).

Si è utilizzato il Prototipo A per individuare la frequenza alla quale l'ESR misurato annulla nella simulazione l'errore sull'uscita (per una tensione di surge di 2000 V). Il prototipo B invece, è servito per verificare l'accuratezza della simulazione al variare del numero di condensatori e delle tensioni di surge.

Tutte le prove di surge ad alta tensione sono state effettuate presso Eurotest S.r.l, laboratorio certificato dotato di attrezzature e procedure di test in conformità alle direttive europee.

3.1 Setup di prova

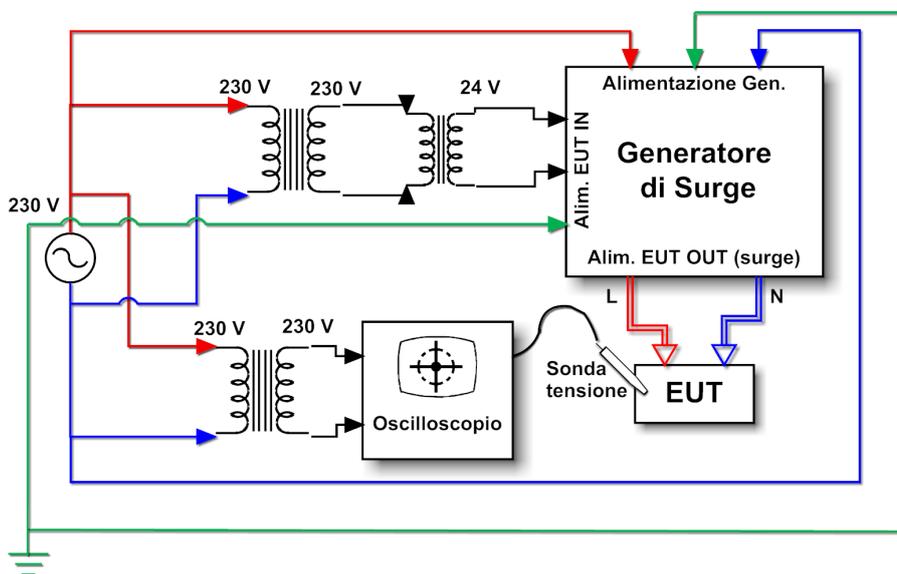


Figura 3.1: Setup di prova: collegamenti fra le apparecchiature

Tutte le misurazioni effettuate rispettano il seguente setup:

- Piano di lavoro metallico collegato a terra su cui vengono collocati spessori di opportuno materiale isolante per appoggiare l'EUT (apparecchiatura sotto test).
- Generatore di surge EM Test UCS-500M collegato alla rete elettrica e a terra.
- Trasformatore di isolamento "A" a più uscite (in particolare 24 V e 230 V) collegato con l'ingresso alla rete elettrica e con l'uscita agli ingressi del generatore di surge (che contiene già al suo interno la rete di accoppiamento/disaccoppiamento).
- EUT collegato al generatore di surge mediante un cavo di alimentazione trifilare di 1,6 m di lunghezza che verrà analizzato in seguito.
- Oscilloscopio LeCroy Waverunner 62Xi alimentato mediante trasformatore di isolamento "B" con uscita a 230 V. Il collegamento di terra del trasformatore di isolamento è stato rimosso.

Si è verificato che l'utilizzo di due trasformatori di isolamento indipendenti, uno per alimentare l'EUT e uno per l'oscilloscopio (quest'ultimo flottante, senza collegamento di terra), sia l'unica soluzione corretta per effettuare misure quanto più possibile accurate mediante una sonda di tipo passivo.

In alternativa, avendola a disposizione, si sarebbe potuta utilizzare una sonda differenziale di alta tensione ed alimentare l'oscilloscopio da rete in maniera standard.

L'utilizzo di due sonde passive collegate a due canali dell'oscilloscopio e la misura mediante la funzione "A-B" del medesimo non si è rivelata una soluzione accettabile in quanto le elevatissime escursioni delle tensioni rispetto alla terra (riferimento dell'oscilloscopio) costringono a utilizzare fondo scala elevati, ridu-

cendo l'accuratezza di misura. In alcuni casi si sarebbero poi superate le tensioni massime consentite dalle sonde.

3.2 Limiti di test

Nonostante la normativa (Capitolo 1) preveda per le prove fra Linea e Neutro una tensione massima di surge per i dispositivi commerciali esaminati di 1000 V (classe di installazione 3), l'azienda produttrice (Carel S.p.a.) raddoppia tale valore nelle sue certificazioni per avere un margine di affidabilità superiore nelle applicazioni industriali.

Per questo motivo nelle prove si è saliti con la tensione fino ai 2000 V e per i soli prototipi si è andati anche oltre, fino ai 5000 V, per verificare la tenuta della componentistica e l'affidabilità dei modelli utilizzati.

Le misure e le simulazioni si riferiscono alle prove di Surge fra Linea e Neutro (L-N) in quanto si è verificato come le prove tra linea e Terra (L-PE) portino a tensioni di picco pari o inferiori. Infatti, anche se la tensione di prova prevista dalla norma per i test L-PE è doppia, il resistore da 10 Ω collegato in serie al generatore dalla rete di accoppiamento riduce di molto la pericolosità degli impulsi (Paragrafo 1.3.4). Inoltre nessuno dei dispositivi esaminati prevede l'utilizzo della terra, che eventualmente viene collegata al neutro in fase di installazione, perciò il test L-PE sottopone a stress gli stessi identici componenti del test tra fase e neutro, senza aggiungere informazioni.

3.3 Cavo di alimentazione

Come cavo di alimentazione per l'EUT è stato utilizzato un cavo di 1,6 m di lunghezza, standard H05VV-F 3G0,75 a norma "60227 IEC 53" a 3 conduttori da 0,75 mm² con isolante in PVC e dotato ad un estremo di spina da 16 A a standard "Schuko" CEE 7/7. All'altro estremo è stato fissato un morsetto maschio Phoenix Contacts modello MSTB 2.5/2-ST-5.08 adatto ad agganciarsi ai prototipi costruiti ed alle schede analizzate.

Tale cavo, da collegare al generatore di Surge EM Test mediante un adattatore previsto dal costruttore, è visibile in Fig. 3.2 e misurato con l'impedenziometro Fluke a varie frequenze presenta i valori equivalenti serie riportati in Tabella 3.1. Si è effettuata la misura collegando le sonde di misura ai contatti della spina; per la misurazione di resistenza e induttanza si è collegato al morsetto maschio un morsetto femmina in cortocircuito, in modo da includere nella lettura anche i parametri parassiti dei connettori. Si è ritenuto indispensabile caratterizzare il cavo di alimentazione e i morsetti visti gli elevati valori impulsivi di corrente in gioco e si è preferito utilizzare un cavo a conduttori appaiati per impedire a cavi singoli di spostarsi reciprocamente, introducendo valori parassiti sempre diversi. Per le simulazioni si è scelto un modello di cavo con un valore di 0,11 Ω , 1,2 μ H e 150 pF, visibile in Fig. 3.3.



Figura 3.2: Fotografia del cavo di alimentazione utilizzato durante le prove

Parametro	50 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
Resistenza serie equivalente (Ω)	0,105	0,11	0,107	0,118
Induttanza equivalente (μH)	0,8	1,2	1,17	1,18
Capacità equivalente (pF)	160	157	140	125

Tabella 3.1: Cavo di alimentazione: valori equivalenti serie misurati con l'impedenziometro

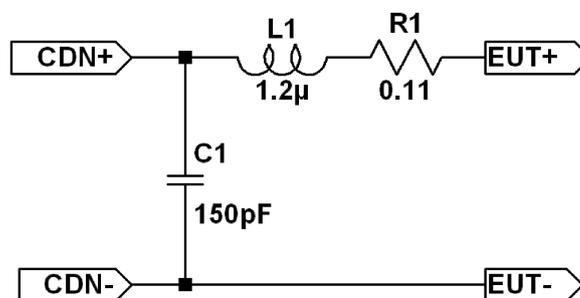


Figura 3.3: Modello Spice del cavo di alimentazione utilizzato

3.4 Prototipo A

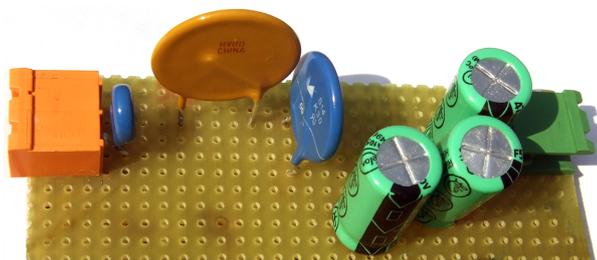


Figura 3.4: Prototipo A: fotografia della realizzazione su basetta millefori

3.4.1 Schema e misure

Questo prototipo di test (visibile in Fig. 3.4) è costituito da:

- Connettore di alimentazione 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm, Phoenix Contacts MSTBA2,5/2-G-5,08, color arancio.
- Varistore Epcos S07K275 (7 mm di diametro, 275 V massimi di lavoro) posto in parallelo all'ingresso.
- Fusibile autoripristinante (PTC) Tyco Electronics modello RXEF250-2 corrente massima di lavoro 2,5 A, resistenza serie 0,05-0,08 Ω .
- Varistore Epcos S14K30 (14 mm, 30 V massimi di lavoro).
- Diodo raddrizzatore On Semiconductor 1N5401, 3 A, 100 V massimi ripetitivi inversi.
- 3 condensatori elettrolitici ad alluminio Lelon RGA 470 μF , 50 V, ESR dichiarato 0,28 Ω .
- Connettore di uscita 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm Phoenix Contacts colore verde.
- Resistenza di carico da 100 Ohm corazzata collegata ai morsetti di uscita.

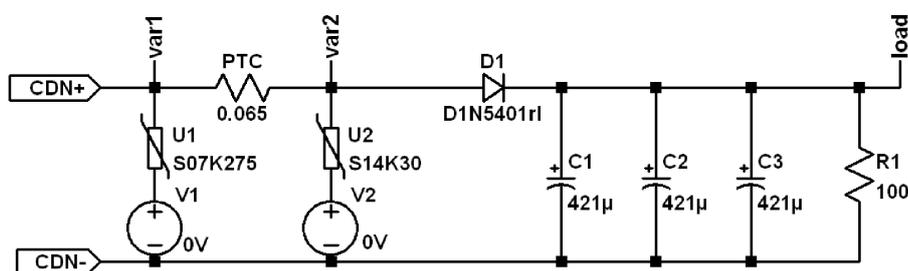


Figura 3.5: Prototipo A: schema elettrico

Lo schema elettrico di tale circuito è visibile in Fig. 3.5. Effettuando le prove di surge con l'oscilloscopio LeCroy waverunner 62Xi e la sonda 10x è possibile osservare andamenti della tensione in uscita, misurata ai capi del condensatore elettrolitico, del tipo di Fig. 3.6.

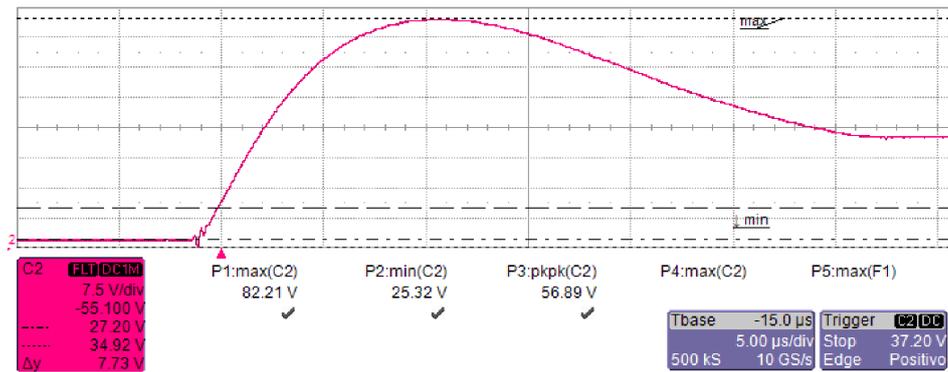


Figura 3.6: Prototipo A: Tensione di prova 4000 V, forma d'onda misurata in uscita

Si sono effettuate su questo circuito prove di surge multiple a tensioni comprese fra 1000 V e 5000 V e le tensioni massime di picco rilevate vengono riportate in Tabella 3.2.

Tensione di surge (V)	Tensione di picco misurata (V \pm 3%)
1000	43,4
1500	50,8
2000	57,6
2500	65,3
3000	72,4
3500	78,5
4000	82,2
4500	89,8
5000	94,2

Tabella 3.2: Prototipo A: tensioni di picco rilevate sull'uscita al variare della tensione di surge

3.4.2 Simulazione

Per ridurre le sorgenti di incertezza si è provveduto alla misura mediante impedenziometro del PTC presente in serie al circuito, a temperatura ambiente, che risulta di 0,065 Ω .

Si è poi eseguita una simulazione con LTSpice inserendo nello schema elettrico:

- Il generatore di surge calcolato al paragrafo 1.3.3.

- Il modello di trasformatore equivalente alla serie di un trasformatore di isolamento e del trasformatore 230V/24V Marini calcolato al paragrafo 2.2.3. Pur non essendo il trasformatore usato nelle prove si è ritenuto esserne una buona approssimazione.
- La rete di accoppiamento/disaccoppiamento descritta precedentemente.
- Il modello del cavo di alimentazione con i valori misurati.
- I modelli Spice dei varistori presenti nel circuito.
- Il modello Spice del diodo 1N5401 utilizzato.

L'unico parametro incognito risulta ora essere l'ESR dei condensatori elettrolitici perché, come dimostrato al paragrafo 2.1.2, il valore effettivamente misurato con l'impedenziometro si scosta parecchio da quello dichiarato dal costruttore e cambia in base alla frequenza di lavoro.

Proviamo ora a vedere quanto influisce tale valore sulle simulazioni: al variare dell'ESR, per una medesima tensione di surge di 2000 V, si ottengono le tensioni di picco in uscita riportate in Tabella 3.3.

Come si può notare, al variare dell'ESR all'interno dei valori misurati alle varie frequenze per il condensatore Lelon in uso, si ottiene un range di tensione di uscita molto ampio con un escursione che va da 40 V a 100 V circa, con un errore che va da -36,3% al +70,4% del valore effettivamente misurato. E' ancora più

ESR simulazione (Ω)	Tensione picco uscita sim. (V)	Errore relativo
0,282 (max dich.)	98,1	70,4%
0,237	90,2	56,7%
0,156	72,6	26,1%
0,1	58,5	1,6%
0,085	54,6	-5,1%
0,082	53,8	-6,5%
0 (default LTSpice)	36,7	-36,3%

Tabella 3.3: Prototipo A: Simulazione della tensione di picco al variare dell'ESR

evidente la variabilità della tensione di uscita in dipendenza dal valore di ESR scelto nel grafico di Fig. 3.7.

Si è proceduto identificando il valore di ESR che rende il risultato della simulazione identico alla misura effettuata in laboratorio, alla tensione di surge di 2000 V. Si tratta di un valore di 0,0965 Ω che corrisponde al 3,5% in meno dell'ESR dell'elettrolitico misurato ad 1 kHz con l'impedenziometro digitale. Si è poi provveduto a simulare il risultato a diverse tensioni di surge e confrontare la tensione di uscita con quella misurata in analoghe condizioni.

I dati sono riportati in Tabella 3.4. I varistori Epcos utilizzati sono tutti specificati con una tolleranza del 10%. Modificando la tolleranza dei varistori nella simulazione (parametro TOL nelle proprietà del componente) dal -10% al +10% si ottiene un range di valori massimo e minimo di tensione come visibile in Tabella 3.5. Si può osservare come, inserito nel circuito in esame, il comportamento

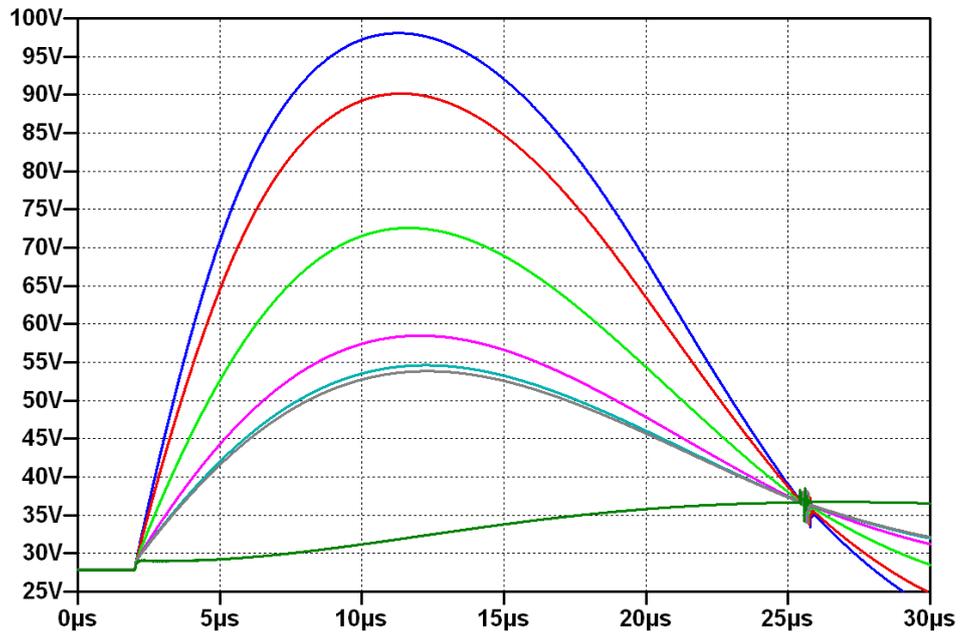


Figura 3.7: Prototipo A: simulazione della tensione di uscita al variare dell'ESR degli elettrolitici nell'intervallo di valori tra $0,282 \Omega$ (max dichiarato dal costruttore a 120 Hz) e 0Ω (default di LTSpice).

Tensione di surge (V)	Tensione picco mis. (V $\pm 3\%$)	Tensione picco sim. (V)	Errore relativo sim./mis.
1000	43,4	42,7	-1,4%
1500	50,8	50,2	-1,3%
2000	57,6	57,6	0
2500	65,3	64,9	-0,5%
3000	72,4	72,1	-0,5%
3500	78,5	78,9	0,5%
4000	82,2	85,3	3,8%
4500	89,8	91,5	1,9%
5000	94,2	97,4	3,4%

Tabella 3.4: Prototipo A: confronto fra tensione di picco di uscita misurata e simulata utilizzando per i condensatori il valore di ESR che rende nullo l'errore a 2000 V di tensione di surge

dei varistori comporti un aumento dell'incertezza relativa della tensione di uscita all'aumentare della tensione di surge fino ad un 2,5% massimo rispetto al valore con tolleranza zero.

Ricordando che si ha una incertezza relativa di misura con l'oscilloscopio del 3% i valori simulati si accordano con buona approssimazione con quelli reali.

Tensione Surge	TOL 0 (standard)	TOL -10	TOL +10	TOL -10 Incert. rel.	TOL +10 Incert. rel.
1000	42,7	42,7	42,7	0,0%	0,0%
1500	50,2	50,2	50,2	0,0%	0,0%
2000	57,6	57,5	57,6	-0,1%	0,0%
2500	64,9	64,7	65,0	-0,4%	0,1%
3000	72,1	71,4	72,3	-0,8%	0,4%
3500	78,9	77,8	79,4	-1,3%	0,7%
4000	85,3	83,8	86,3	-1,8%	1,1%
4500	91,5	89,5	92,8	-2,2%	1,5%
5000	97,4	95,0	99,1	-2,5%	1,8%

Tabella 3.5: Prototipo A: incertezza relativa della tensione di uscita nella simulazione al variare della tolleranza dei varistori

3.4.3 Correnti, energie e potenze massime sui varistori

Una volta verificato che la tensione di uscita massima sia inferiore al limite accettabile dalla componentistica che viene alimentata, compito del progettista è determinare che i varistori scelti lavorino all'interno delle specifiche.

In particolare come già indicato al paragrafo 1.2.7 è necessario controllare che la corrente massima, la potenza e l'energia siano inferiori al limite consentito, che per i varistori utilizzati in questo schema (S07K275 e S14K30), sono riportati in Fig. 3.8, tratta dal catalogo del costruttore. Per quanto riguarda il primo

Maximum ratings ($T_A = 85\text{ }^\circ\text{C}$)

Type (untaped) SIOV-	V_{RMS} V	V_{DC} V	i_{max} (8/20 μs) A	W_{max} (2 ms) J	P_{max} W
S14K30	30	38	1000	9.0	0.10
S07K275	275	350	1200	21.0	0.25

Figura 3.8: Prototipo A: limiti di corrente, energia e potenza dei varistori impiegati

varistore che il surge incontra propagandosi lungo il circuito (U1 nello schema elettrico), la simulazione indica che non interviene mai (corrente nulla) e perciò su di esso non è necessario effettuare alcuna analisi. Ciò si spiega con il fatto

che l'impedenza presente tra i due varistori, costituita dalla piccola resistenza del PTC, non è sufficiente a creare un partitore di tensione tale da innalzare la tensione sul primo varistore al di sopra della sua soglia di intervento.

Il secondo varistore (U2), che ha soglia tensione di lavoro più bassa, deve quindi smaltire tutta l'energia della scarica. L'andamento della corrente circolante su tale componente è simulato in Fig. 3.9 al variare della tensione di surge da 1000 V a 5000 V mentre i valori di picco sono riportati in Tabella 3.6.

Viene considerato qui il caso peggiore dal punto di vista della corrente massima che attraversa il varistore, ottenuto impostando su di esso tolleranza -10% nella simulazione. Ciò corrisponde ad avere sull'uscita tensione più bassa, e quindi è il caso migliore dal punto di vista del carico che viene alimentato.

Tensione di surge (V)	Corrente di picco simulata (A)
1000	0,2
1500	0,4
2000	2,2
2500	10,5
3000	29,5
3500	60,0
4000	100,6
4500	149,6
5000	205,4

Tabella 3.6: Prototipo A: Simulazione delle correnti di picco sul varistore U2

Non è sufficiente verificare che il picco di corrente sia inferiore alla corrente massima i_{max} specificata dal costruttore. E' necessario considerare il derating di corrente del relativo grafico (Fig. 3.10) considerando la curva relativa a 10^2 interventi del varistore. Ciò garantisce che le 50 scariche che vengono erogate durante una prova completa secondo la normativa CEI 61000-4-5 (vedi par. 1.1.4) non danneggino il componente. Osservando il grafico si può constatare come il limite passi dai 1000 A non ripetitivi dichiarati ai 250 A con 100 ripetizioni. Per individuare tale valore bisogna scegliere lungo l'asse delle ascisse un t_r pari a $20 \mu s$, perché ad esso corrisponde l'onda di corrente $8/20 \mu s$ del generatore combinato di forme d'onda usato nelle prove. Il t_r del grafico si riferisce ad una forma d'onda rettangolare con un'area sottesa dalla curva equivalente a quella della forma d'onda applicata durante il surge.

La simulazione ci consente di affermare che in tutti i casi il varistore da U2 da 14 mm viene attraversato da una corrente inferiore ai 250 A e perciò la condizione sulla corrente massima è verificata.

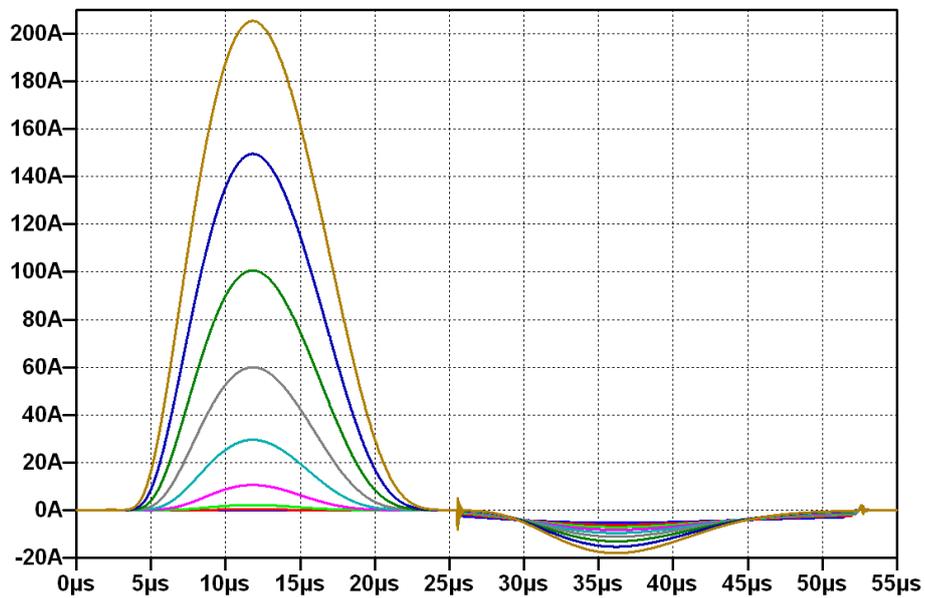


Figura 3.9: Prototipo A: Andamento della corrente circolante sul varistore U2

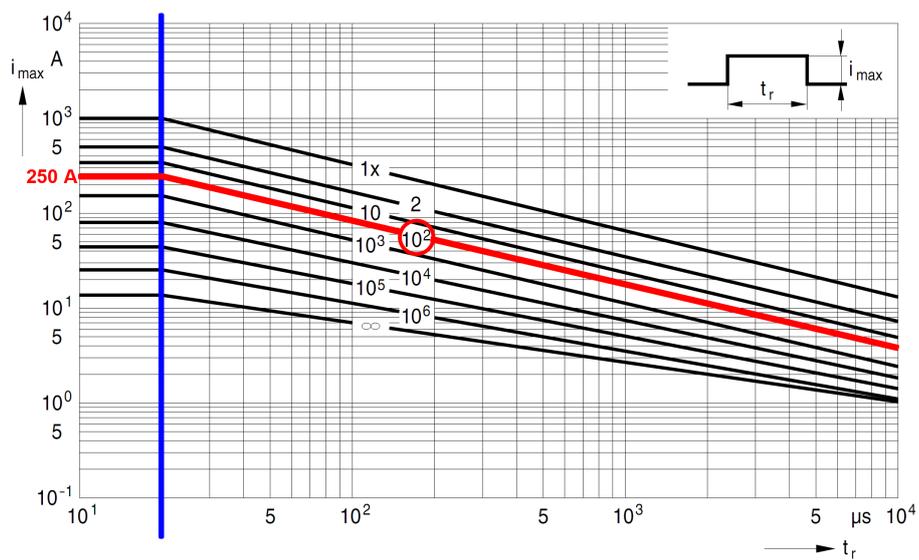


Figura 3.10: Curve di derating per il varistore Epcos S14K30

Per quanto riguarda la condizione da rispettare sull'energia massima dissipata dal varistore si può invece fare affidamento sul valore delle tabelle del costruttore, senza ulteriori derating, che indicano per il componente in oggetto 9 J massimi.

Il calcolo necessario per determinare l'energia dissipata è stato indicato al paragrafo 1.2.7 ed è:

$$W = \int_{t_0}^{t_1} v(t)i(t)dt$$

In LTSpice è possibile ottenere il valore desiderato mediante uno stratagemma. E' necessario nello schema elettrico della simulazione porre in serie ai varistori un generatore di tensione (con tensione nulla), per consentire la lettura della corrente che attraversa quel ramo di circuito. Ciò non ha alcun effetto sul risultato della simulazione. Inoltre si colloca in un punto qualsiasi dello schematico un generatore di tensione di tipo "B" (arbitrary Behavioural voltage source) e si inserisce come espressione di calcolo il comando di integrazione del prodotto fra tensione e corrente in esame:

$$V = idt(V(var2) * i(V2))$$

Operando in tal modo si ottengono le curve di Fig. 3.11 i cui valori di picco sono riportati in Tabella 3.7. Come si può osservare si è ben al di sotto dell'energia massima consentita.

Si può andare a considerare ora il vincolo sulla potenza massima. E' possibile determinare ogni quanti secondi si può ripetere una prova di surge con i valori in gioco, verificando che sia inferiore o uguale ai 60 secondi previsti dalla norma utilizzando la formula:

$$T_{\min} = \frac{W}{P_{\max}}$$

Ciò porta per il surge a 5000 V ad un tempo minimo fra test successivi di 2,34 secondi che scendono fino a 0,8 s nel caso di 500 V. Possiamo concludere che in questo prototipo il primo varistore è superfluo. Il secondo varistore è correttamente dimensionato per qualunque tensione di surge (ricordiamo che la norma prevede come tensione massima i 2000 V per i dispositivi in classe 4, e noi abbiamo misurato e simulato il comportamento fino ai 5000).

Tensione di surge (V)	Energia dissipata sul varistore (J)
1000	0
1500	0
2000	0,01
2500	0,02
3000	0,03
3500	0,06
4000	0,1
4500	0,16
5000	0,23

Tabella 3.7: Prototipo A: Energia dissipata sul varistore U2

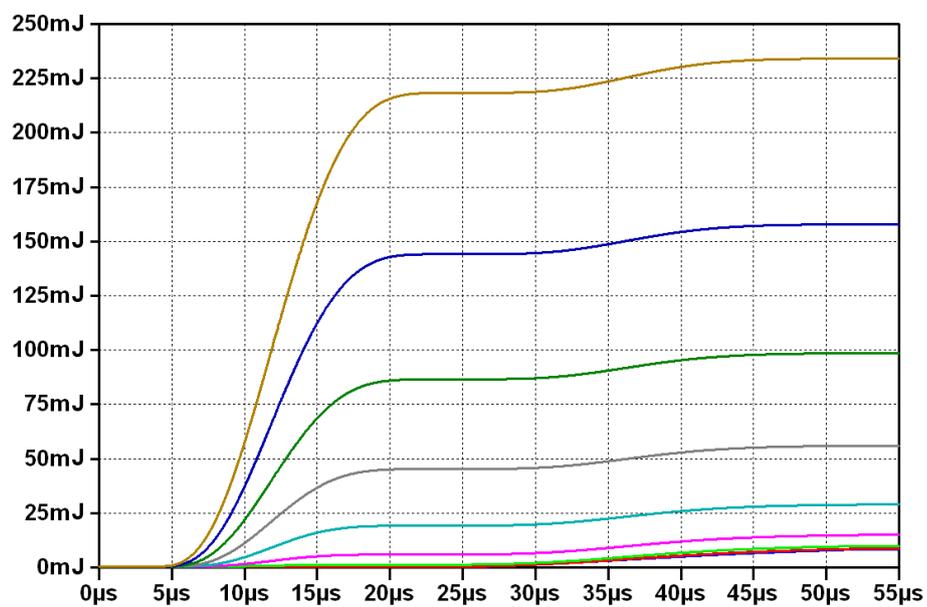


Figura 3.11: Prototipo A: Andamento nel tempo dell'energia sul varistore U2

3.5 Prototipo B

3.5.1 Schema e misure

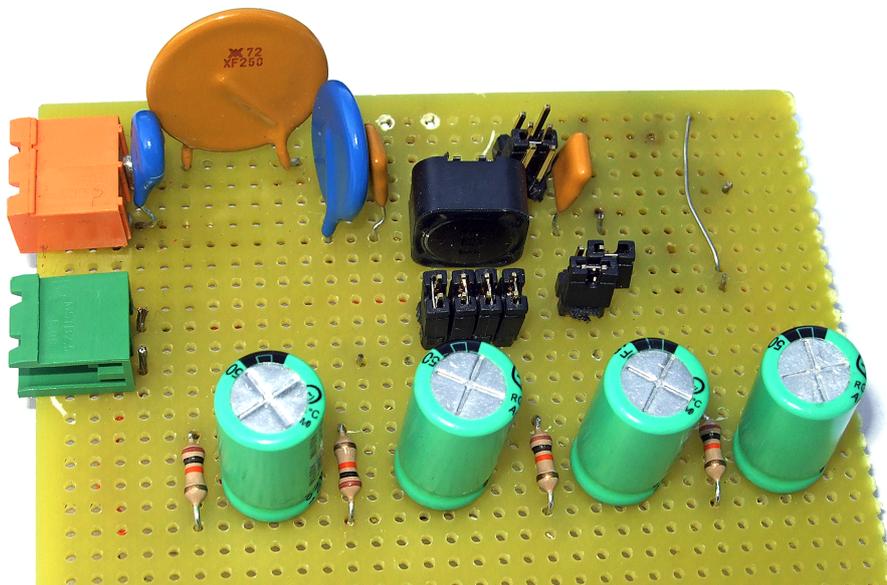


Figura 3.12: Prototipo B: fotografia della realizzazione su basetta millefori

Questo prototipo è costituito da:

- Connettore di alimentazione 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm, Phoenix Contacts, color arancio.
- Varistore Epcos S07K275 (7 mm di diametro, 275 V RMS massimi di lavoro) posto in parallelo all'ingresso.
- Fusibile autoripristinante (PTC) Tyco Electronics modello RXEF250-2 corrente massima di lavoro 2,5 A.
- Varistore Epcos S14K30 (14 mm, 30 V RMS massimi di lavoro).
- Condensatore ceramico da 1 μF .
- Ponticello amovibile per effettuare un cortocircuito o inserire una induttanza da 100 μH .
- Condensatore ceramico da 1 μF .
- 4 diodi raddrizzatori SMD modello S8KC collegati a ponte (saldati sul lato inferiore).
- Ponticello amovibile per effettuare un raddrizzamento a singola o doppia semionda.
- 4 ponticelli amovibili per abilitare singolarmente i condensatori elettrolitici di livellamento.
- 4 condensatori elettrolitici ad alluminio Lelon RGA 470 μF , 50 V ognuno con una resistenza da 10 $\text{K}\Omega$ in parallelo (per velocizzare la scarica ad alimentazione spenta) collegati in serie ad ogni ponticello.
- Connettore di uscita 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm Phoenix Contacts colore verde.
- Resistenza di carico da 100 Ohm corazzata collegata ai morsetti di uscita.

Lo schema elettrico di tale circuito utilizzato per la simulazione in LTSpice, con tutti i 4 condensatori e il ponte a diodi inseriti tramite i ponticelli sopra descritti, è visibile in Fig. 3.13. Le resistenze indicate come “Rponticello” ed “Rparass.” non sono componenti fisicamente presenti e il loro significato verrà spiegato nel seguito.

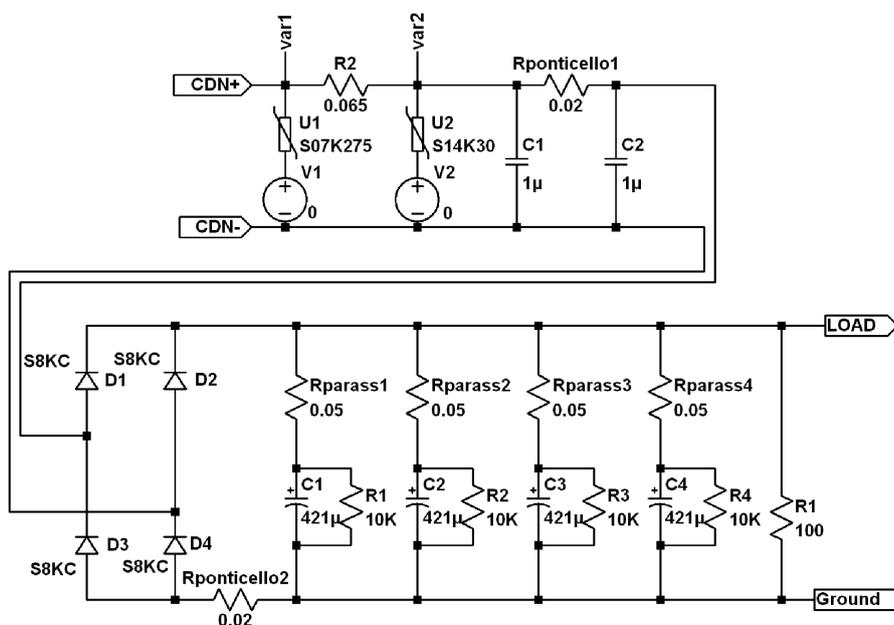


Figura 3.13: Prototipo B: schema elettrico

Effettuando le prove di surge con l’oscilloscopio LeCroy waverunner 62Xi e la sonda di tensione 10x è possibile osservare andamenti della tensione in uscita, misurata ai capi del condensatore elettrolitico, del tipo di Fig. 3.14 (tensione di Surge 2000 V, 3 condensatori collegati)

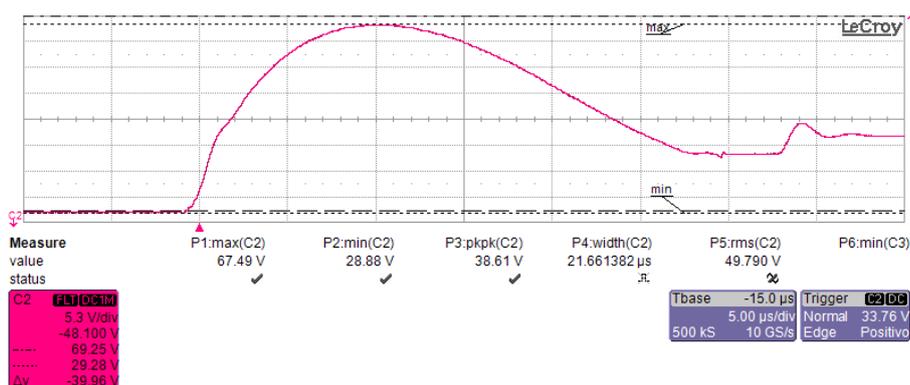


Figura 3.14: Prototipo B: forma d’onda della tensione di uscita per una tensione di surge di 2000 V con 3 condensatori elettrolitici in funzione

Si sono effettuate su questo circuito prove di surge a tensioni comprese fra 1000 V e 5000 V, con un numero di condensatori collegati variabile tra 1 e 4 e le tensioni

massime di picco rilevate vengono riportate in Tabella 3.8.

Tensione di surge (V)	Tensione di picco misurata (V $\pm 3\%$)			
	4 Cond.	3 Cond.	2 Cond.	1 Cond.
500	37,2	39,7	45,1	59,7
1000	44,8	49,7	60,1	81,1
2000	59,2	67,5	82,1	103,6
3000	69,8	80,2	96,4	119,2
4000	77,6	89,5	107,0	131,6
5000	84,8	97,8	116,8	142,6

Tabella 3.8: Prototipo B: tensione di picco di uscita misurata

3.5.2 Simulazione

Il prototipo B presenta alcune criticità da affrontare per una corretta simulazione:

1. I ponticelli amovibili (Jumper) inseriti per poter selezionare configurazioni circuitali diverse in maniera semplice, presentano una resistenza che si è rivelata non trascurabile se confrontata con l'ESR dei condensatori in uso (valore determinato in $0,0965 \Omega$ mediante il Prototipo A).
2. Lungo i rami in cui sono presenti i condensatori elettrolitici C1-C4 l'aver utilizzato per le piste di collegamento i reofori dei componenti stessi (di sezione ridotta) ha causato un incremento ulteriore della resistenza serie presente. Inoltre l'aver inserito i ponticelli in serie ha accresciuto il numero di saldature, con resistenza anch'essa non nulla.

Per ovviare a tali problematiche si è provveduto a misurare le resistenze parassite in gioco mediante un multimetro Fluke da banco ricavando così un valore di:

- $0,02 \Omega$ per quanto riguarda ogni singolo ponticello ("RPonticello" nello schema elettrico).
- $0,05 \Omega$ per l'intero ramo verso ogni condensatore, somma della resistenza causata dai ponticelli, dalle saldature e dai fili di collegamento.

Si è poi eseguita una simulazione con LTSpice inserendo nello schema elettrico:

- Il generatore di surge calcolato al paragrafo 1.3.3.
- Il modello di trasformatore equivalente alla serie di un trasformatore di isolamento e del trasformatore 230V/24V Marini calcolato al paragrafo 2.2.3. Pur non essendo il trasformatore usato nelle prove si è ritenuto esserne una buona approssimazione.
- La rete di accoppiamento/disaccoppiamento descritta precedentemente.
- Il modello del cavo di alimentazione con i valori misurati.
- I modelli Spice dei varistori presenti nel circuito.
- Il modello Spice del diodo 1N5401 utilizzato.

Il confronto fra misure e simulazioni è riportato in Tabella 3.9.

E' possibile osservare come alla tensione di 500 V, alla quale i varistori intervengono in maniera molto limitata o nulla, ci sia sostanziale esattezza fra la simulazione e le misure.

Un buon accordo si ritrova anche per tensioni di surge più elevate, con scostamenti massimi all'interno dell'incertezza di misura, in tutto l'intervallo di interesse normativo (tensione massima 2000 V). Nel caso di un solo condensatore inserito e tensioni di surge sopra i 2000 V si ha un aumento dell'errore relativo al di sopra del 5% e fino al 13% nel caso peggiore (5000 V di surge). Si riporta anche in Fig. 3.15 l'andamento della tensione d'uscita al variare del numero di condensatori in funzione per una stessa tensione di surge di 2000 V. Come si può apprezzare l'effetto di filtro dei condensatori è rilevante: passando da 1 a 4 condensatori il picco della tensione d'uscita quasi raddoppia. Anche questo è un grado di libertà in mano al progettista.

4 Condensatori				3 Condensatori			
Tensione di surge (V)	Tensione mis. (V±3%)	Tensione sim. (V)	Errore relativo	Tensione di surge (V)	Tensione mis. (V±3%)	Tensione sim. (V)	Errore relativo
500	37,2	37,0	-0,4%	500	39,7	39,6	-0,3%
1000	44,8	44,9	+0,3%	1000	49,7	50,0	+0,4%
2000	59,2	58,7	-1,0%	2000	67,5	66,9	-0,9%
3000	69,8	69,0	-1,1%	3000	80,2	79,2	-1,3%
4000	77,6	77,7	+0,1%	4000	89,5	89,6	+0,1%
5000	84,8	85,5	+0,8%	5000	97,8	99,0	+1,2%

2 Condensatori				1 Condensatore			
Tensione di surge (V)	Tensione mis. (V±3%)	Tensione sim. (V)	Errore relativo	Tensione di surge (V)	Tensione mis. (V±3%)	Tensione sim. (V)	Errore relativo
500	45,1	44,6	-1,0%	500	59,7	59,2	-0,8%
1000	60,1	59,5	-0,9%	1000	81,1	81,7	+0,8%
2000	82,1	80,7	-1,7%	2000	103,6	108,2	+4,4%
3000	96,4	95,9	-0,4%	3000	119,2	127,9	+7,3%
4000	107,0	108,9	+1,8%	4000	131,6	145,2	+10,4%
5000	116,8	120,8	+3,4%	5000	142,6	161,3	+13,1%

Tabella 3.9: Prototipo B: confronto fra tensione di picco misurata e simulata al variare della tensione di prova da 500 V a 5000 V e del numero di condensatori in funzione da 1 a 4

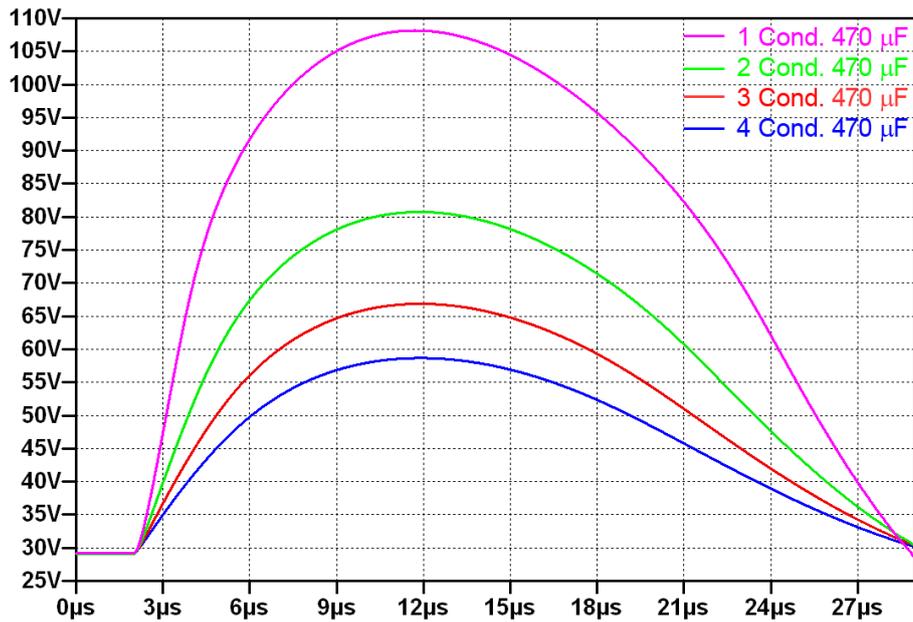


Figura 3.15: Prototipo B: andamento della tensione d'uscita per una tensione di surge di 2000 V al variare del numero di condensatori in funzione

3.5.3 Correnti, energie e potenze massime sui varistori

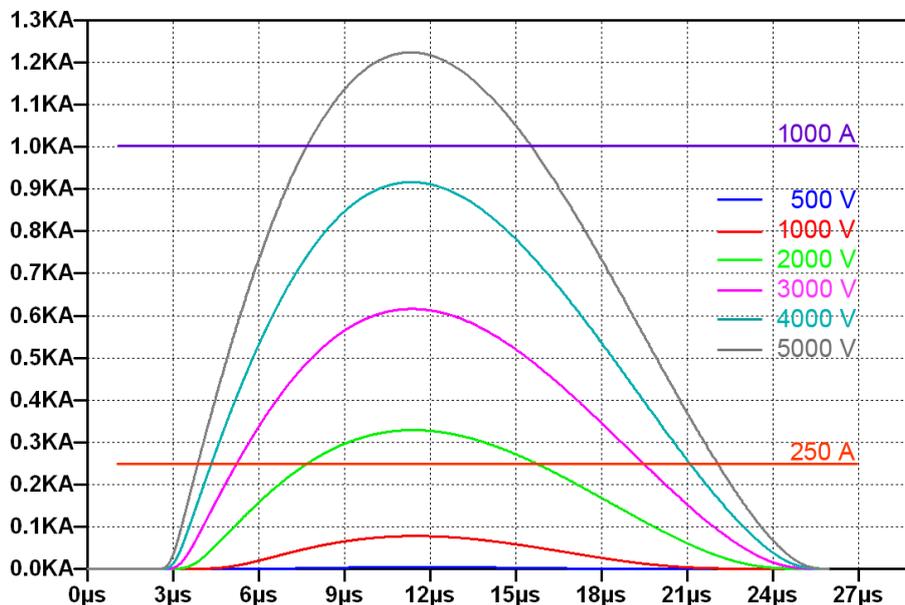
Tensione di surge (V)	Corrente massima sul secondo varistore in base al numero di Condensatori (A)			
	4 Cond.	3 Cond.	2 Cond.	1 Cond.
500	0,0	0,0	0,2	4,4
1000	3,0	6,7	19,7	77,8
2000	88,7	121,9	185,2	328,8
3000	258,6	315,9	414,9	615,9
4000	463,4	540,1	667,9	916,4
5000	686,1	779,7	933,0	1224,0

Tabella 3.10: Prototipo B: corrente massima sul secondo varistore (l'unico che entra in funzione) al variare della tensione di surge e del numero di condensatori collegati

Per analizzare nella simulazione la corrente sul secondo varistore si utilizza lo stesso metodo descritto per il prototipo A ricavandone i valori riportati in Tabella 3.10. Si può osservare che quando nel circuito è presente un solo condensatore già per una tensione di surge di 2000 V si sia al di sopra dei 250 A. Tale soglia, come visto in precedenza per il prototipo A, è il valore massimo da non superare per garantire il corretto superamento delle 50 ripetizioni che prevede la norma, con un buon margine di sicurezza.

Inoltre per il solo surge a 5000 V si è anche oltre la corrente massima di 1000

A sopportabile dal componente per una singola ripetizione. Ciò spiega l'elevato scostamento della simulazione dalla misurazione rilevato in precedenza, poiché al di fuori dei limiti fisici del componente il modello non è più valido.



Per quanto riguarda l'energia dissipata, si è utilizzato ancora in LTSpice l'accorgimento di far effettuare l'integrazione da un generatore di tensione, mediante un'opportuna equazione matematica.

Il risultato è visibile in Tabella 3.11. Non si eccede mai il limite di 9 J previsti dal costruttore del varistore, anche nei casi in cui si superava la corrente di picco massima consentita.

Tensione di surge (V)	Energia dissipata durante il surge in base al numero di Cond. (J)			
	4 Cond.	3 Cond.	2 Cond.	1 Cond.
500	0	0	0	0
1000	0	0	0	0,05
2000	0,04	0,07	0,15	0,41
3000	0,23	0,32	0,51	1,03
4000	0,55	0,72	1,05	1,84
5000	1,01	1,27	1,74	2,82

Tabella 3.11: Prototipo B: simulazione dell'energia dissipata sul varistore

Passando all'analisi della potenza massima, si utilizza nuovamente la formula:

$$T_{\min} = \frac{W}{P_{\max}}$$

Per la condizione peggiore, cioè il surge a 5000 V con un solo condensatore, con essa si calcola un tempo minimo fra test successivi di 28,2 secondi, comunque inferiore ai 60 secondi previsti dalla normativa come intervallo massimo accettabile.

Si può perciò concludere che in questo prototipo il primo varistore è superfluo e il dimensionamento è comunque corretto fino ai 2000 V massimi previsti dalla normativa ad esclusione del caso di un solo condensatore di livellamento.

Prove e simulazioni: prodotti commerciali

Verranno ora analizzati prodotti regolarmente in vendita, già sottoposti a certificazione, per verificare se le ipotesi e le considerazioni sviluppate per le simulazioni sui prototipi si possono estendere ad essi e se il dimensionamento dei varistori rispetta i limiti dei componenti.

Anche in questo caso tutte le prove di surge ad alta tensione sono state effettuate presso Eurotest S.r.l, laboratorio certificato dotato di attrezzature e procedure di test in conformità alle direttive europee.

4.1 Scheda Alfa

4.1.1 Schema e misure

Questa scheda è costituita da uno stadio di raddrizzamento a mezza semionda, prevalentemente composto da componenti SMD. Il suo schema elettrico è visibile in Fig. 4.1.

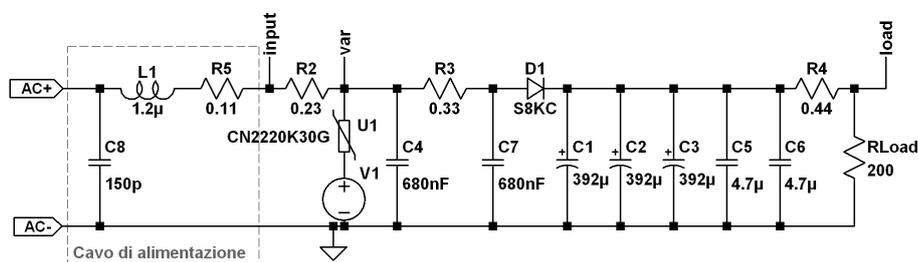


Figura 4.1: Scheda Alfa: schema elettrico

Troviamo a partire dall'ingresso:

- Connettore di alimentazione 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm.
- 3 fusibili autoripristinanti (PTC) in parallelo, Tyco Electronics SMD modello SMD075F/60 corrente massima di lavoro 0,75 A, tensione massima 60 V, cia-

scuno con resistenza minima dichiarata di $0,35 \Omega$. (La resistenza complessiva misurata del loro parallelo è di $0,23 \Omega$).

- Condensatore ceramico a film autocicatizzante AVX SMD serie CB da 680 nF.
- Varistore Epcos multilayer ceramico CN2220K30G SMD (30 V RMS massimi di lavoro).
- Resistenza a filo da 3 W valore $0,33 \Omega$.
- Condensatore ceramico a film autocicatizzante AVX SMD serie CB da 680 nF.
- Diodo raddrizzatore Diodes Inc. modello S8KC, SMD da 8 A, 800 V inversi massimi ripetitivi di picco.
- 3 condensatori elettrolitici ad alluminio Elna RJ3 $470 \mu\text{F}$, 50 V.
- Resistenza SMD 2512 da 1 W da $0,47 \Omega$.
- Connettore di uscita SMD 4 vie a 90 gradi passo 2.5 mm.
- Resistenza di carico da 200 Ohm corazzata collegata ai morsetti di uscita per simulare il carico.

Molti dei componenti presenti non hanno una funzionalità strettamente legata al raddrizzamento e sono stati aggiunti per ridurre l'entità dei disturbi condotti causati dal circuito collegato a valle. La scelta dei progettisti è ricaduta su resistenze piuttosto che su filtri di modo comune o induttanze per motivi economici, viste le basse potenze in gioco e le relative piccole perdite per dissipazione. Si

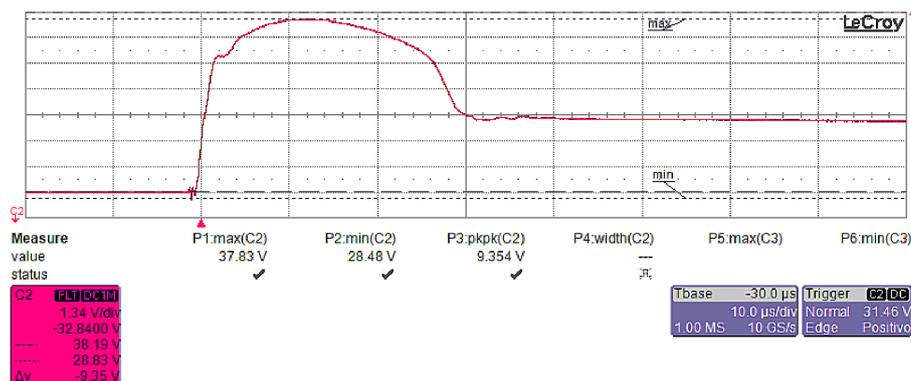


Figura 4.2: Scheda Alfa: tensione di prova 2000 V, forma d'onda della tensione misurata in uscita

sono effettuate su questo circuito prove di surge a tensioni comprese fra 500 V e 2000 V, e le tensioni massime di picco rilevate vengono riportate in Tabella 4.1.

Tensione di surge (V)	Tensione di picco misurata (V $\pm 3\%$)
500	35,0
1000	36,3
2000	37,8

Tabella 4.1: Scheda Alfa: tensioni di picco misurate in uscita

4.1.2 Simulazione

La simulazione è stata effettuata seguendo fedelmente lo schema elettrico, utilizzando per l'ESR dei condensatori Elna da $470 \mu\text{F}$ il valore di $0,106 \Omega$ che corrisponde a quello misurato al paragrafo 2.1.2 alla frequenza di 1 kHz a cui è stato sottratto il $3,5\%$. Si sta perciò ipotizzando che questo modello di condensatore si comporti come il Lelon utilizzato nei Prototipi A e B.

Per tutti gli altri condensatori presenti nello schema si è utilizzato un ESR pari a $0,1 \Omega$ ma visti i piccoli valori di capacità in gioco l'effetto è trascurabile.

Si è poi eseguita una simulazione con LTSpice inserendo nello schema elettrico:

- Il generatore di surge calcolato al paragrafo 1.3.3.
- Il modello di trasformatore equivalente alla serie di un trasformatore di isolamento e del trasformatore $230\text{V}/24\text{V}$ Marini calcolato al paragrafo 2.2.3. Pur non essendo il trasformatore usato nelle prove si è ritenuto esserne una buona approssimazione.
- La rete di accoppiamento/disaccoppiamento descritta precedentemente.
- Il modello del cavo di alimentazione con i valori misurati.
- Il modelli Spice del varistore presente nel circuito.
- Il modello Spice del diodo S8KC utilizzato.

I valori di picco ottenuti sono confrontati con quelli misurati in Tabella 4.2. Come si può constatare si ottiene un buon accordo con i valori rilevati mediante l'oscilloscopio, con un errore relativo che è prossimo all'incertezza di misura. In Tabella 4.3 si può poi apprezzare l'influsso della tolleranza del varistore sulla tensione di uscita della simulazione: l'incertezza si mantiene entro il 3% circa.

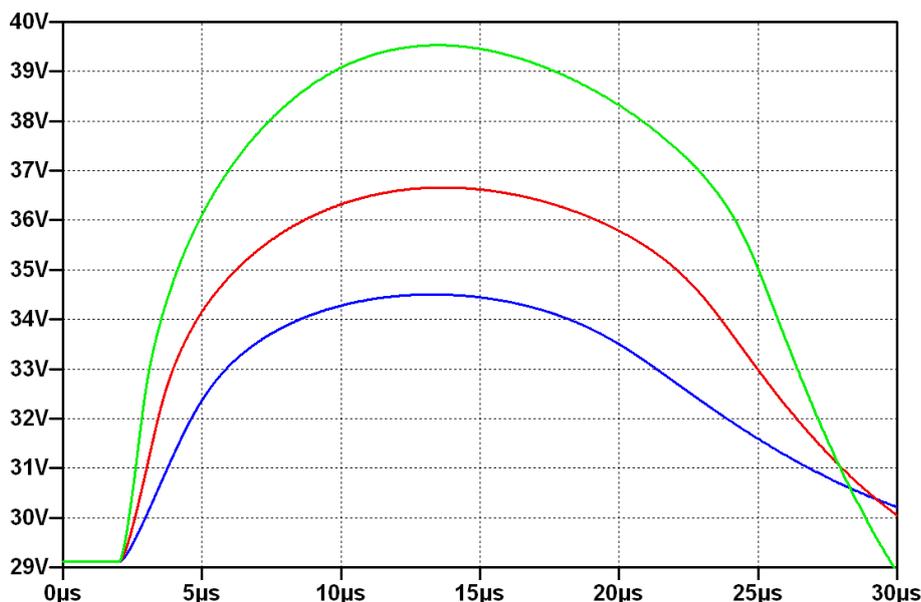


Figura 4.3: Scheda Alfa: simulazione della tensione di uscita al variare della tensione di surge

Tensione di surge (V)	Tensione picco mis. (V $\pm 3\%$)	Tensione picco sim. (V)	Errore relativo sim./mis.
500	35,0	34,5	-1,5%
1000	36,3	36,7	1,1%
2000	37,8	39,5	4,5%

Tabella 4.2: Scheda Alfa: confronto fra tensione di picco misurata e simulata

Tensione Surge	TOL = 0 (standard)	TOL -10	TOL +10	TOL -10 Incert. rel.	TOL +10 Incert. rel.
500	34,5	33,4	35,0	-3,2%	+1,4%
1000	36,7	35,8	37,4	-2,5%	+1,9%
2000	39,5	38,4	40,6	-2,8%	+2,8%

Tabella 4.3: Scheda Alfa: incertezza sulla tensione di uscita dovuta alla tolleranza del varistore

4.1.3 Corrente, energia e potenza massime sui varistori

Una volta stabilite le tensione massime d'uscita è necessario controllare che il varistore scelto lavori all'interno delle specifiche del costruttore. In particolare come già indicato al paragrafo 1.2.7 è necessario controllare che la corrente massima, la potenza e l'energia siano inferiori al limite consentito.

Come già illustrato per il Prototipo A, si prosegue con l'analisi della corrente di picco che attraversa il varistore, impostando nel modello LTSpice del varistore la massima tolleranza negativa (TOL=-10) prevista nelle specifiche, per avere la corrente nel caso peggiore (che coincide con la tensione di uscita minore, cioè il caso di un componente "fortunato", migliore della media per efficacia di protezione).

In Fig. 4.4 è possibile osservare l'andamento delle correnti che attraversano il varistore al variare della tensione di surge. Per una tensione di 2000 V la corrente di picco nella simulazione supera i 500 A. Si riportano i dettagli alle varie tensioni in Tabella 4.4

Utilizzando la procedura già descritta per il Prototipo A al paragrafo 3.4.3 si considerano le curve di derating di corrente riportate in Fig 4.5 dove si può notare come per superare con certezza le 50 scariche di prova previste dalla normativa sia preferibile non superare i 180 A di picco, nonostante il varistore sia dichiarato per una corrente massima di 1200 A (Fig. 4.6).

I 500 A circa della simulazione sarebbero al più sopportabili dal componente per un massimo di neanche due attivazioni, perciò superano i valori ammessi dal costruttore. Avendo il dispositivo superato la fase di certificazione con successo questi limiti non devono essere considerati assoluti, ma come riferimenti per assicurare l'affidabilità della protezione.

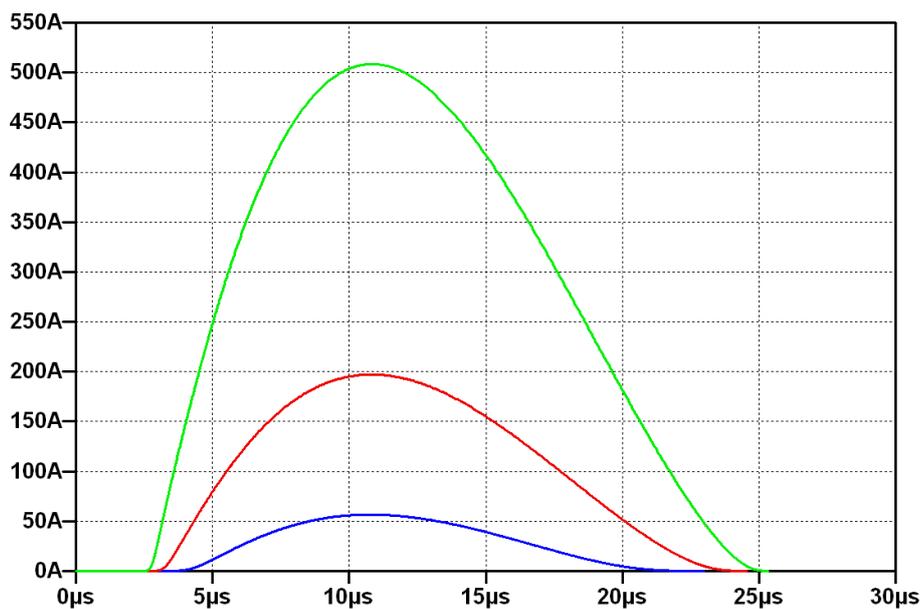


Figura 4.4: Scheda Alfa: simulazione delle correnti che attraversano il varistore

Tensione di surge (V)	Corrente di picco simulata (A)
500	57,0
1000	197,8
2000	509,4

Tabella 4.4: Scheda Alfa: valori di picco della corrente attraverso il varistore forniti dalla simulazione nel caso peggiore di tolleranza del componente (-10%)

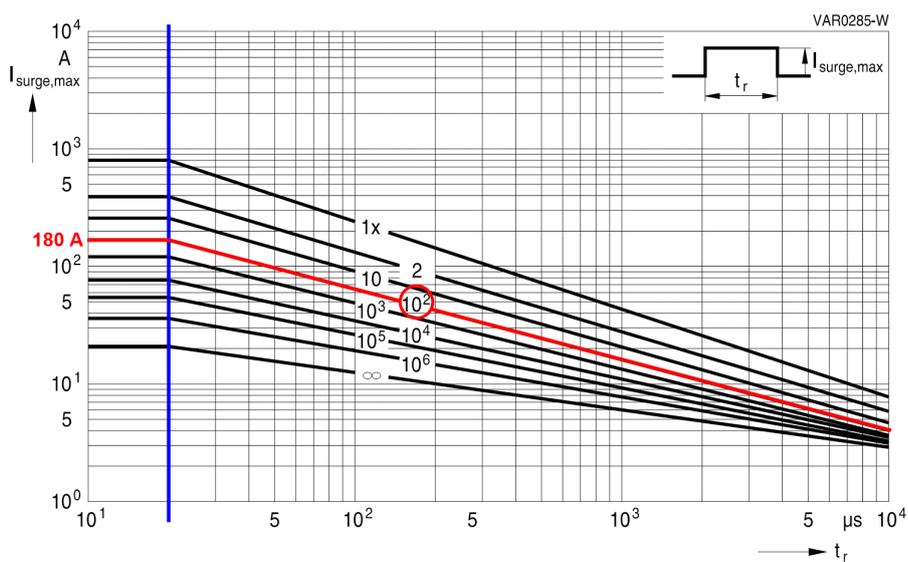


Figura 4.5: Curve di derating di corrente per il varistore CN2220K30G

Maximum ratings ($T_{op,max}$)

Type	Ordering code	$V_{RMS,max}$	$V_{DC,max}$	$I_{surge,max}$ (8/20 μ s)	W_{max} (2 ms)	$P_{diss,max}$	$T_{op,max}$
		V	V	A	mJ	mW	$^{\circ}$ C
CN2220K30G	B72540V0300K062	30	38	1200	12000	20	+125

Characteristics ($T_A = 25^{\circ}$ C)

Type	V_V (1 mA)V	ΔV_V %	$V_{clamp,max}$ V	I_{clamp} (8/20 μ s) A	C_{typ} (1 kHz, 1 V) pF
CN2220K30G	47	± 10	77	10	4000

Figura 4.6: Limiti di corrente, energia e potenza per il varistore CN2220K30G

Tensione di surge (V)	Energia dissipata sul varistore (J)
500	0,04
1000	0,20
2000	0,72

Tabella 4.5: Scheda Alfa: simulazione dell'energia dissipata sul varistore

L'energia dissipata nel varistore alle varie tensioni di surge viene riportata in Tabella 4.5. Si può constatare come si sia ben al di sotto dei 12 J previsti dal costruttore.

Per verificare il limite sulla potenza massima dissipata determiniamo ogni quanti secondi è possibile ripetere una prova di surge e verifichiamo che tale intervallo sia inferiore ai 60 secondi previsti dalla norma. Si utilizza anche qui la formula:

$$T_{min} = \frac{W}{P_{max}}$$

Ciò porta per il caso peggiore del surge a 2000 V a 35,5 secondi, perciò anche in questo caso si rimane entro il limite di 60 secondi.

4.2 Scheda Beta

4.2.1 Schema e misure

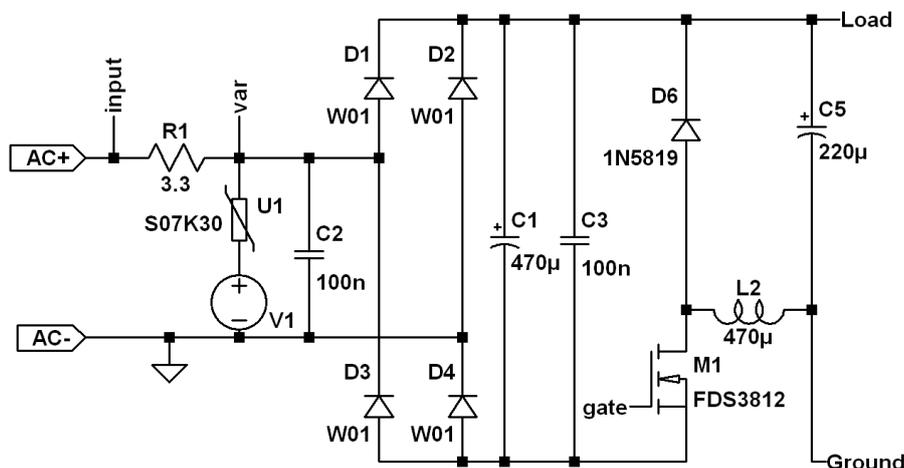


Figura 4.7: Scheda Beta: schema elettrico

Lo stadio di alimentazione presente su questa scheda (un prodotto completo che comprende anche un microprocessore e un display LCD) è riassunto in Fig. 4.7. Esso è un alimentatore switching composto da:

- Resistenza a filo da 3 W, 3,3 Ω (R1).
- Varistore Epcos S07K30 (U1).
- Condensatore ceramico X7R da 100 nF (C2).
- Ponte a diodi 1A, 100 V, W01 (D1-D4).
- Condensatore elettrolitico Teapo RE2J da 470 μF , 50 V (C1).
- Condensatore ceramico Y5V, 100 nF, 50 V, SMD 0805 (C3).
- Circuiteria di controllo del mosfet (omessa dallo schema elettrico).
- Diodo Schottky 1 A, 40 V, modello 1N5819 (D6).
- Mosfet canale N, Fairchild FDN5630, 1,7 A, 60 V, SMD SOT23 (M1).
- Induttanza 3L Coils PK0809-471K-2 da 470 μH $\pm 10\%$, I max 450 mA (L2).
- Condensatore elettrolitico Teapo RE2J da 220 μF , 25 V.

Il circuito stabilizza la tensione di uscita sui 13 V DC circa, indipendentemente dalla tensione di ingresso che può variare entro i 24 V RMS massimi.

Si sono effettuate su questo circuito prove di surge a tensioni comprese fra 500 V e 2000 V, e le tensioni massime di picco rilevate vengono riportate in Tabella 4.6.

4.2.2 Simulazione

Ipotizziamo che il circuito switching a valle del condensatore elettrolitico di livellamento C1 e tutto il resto dei componenti possano essere semplicemente rappresentati da una resistenza di carico da 2000 Ω (RLoad), tale da portare allo stesso assorbimento di corrente all'ingresso del circuito reale (40 mA).

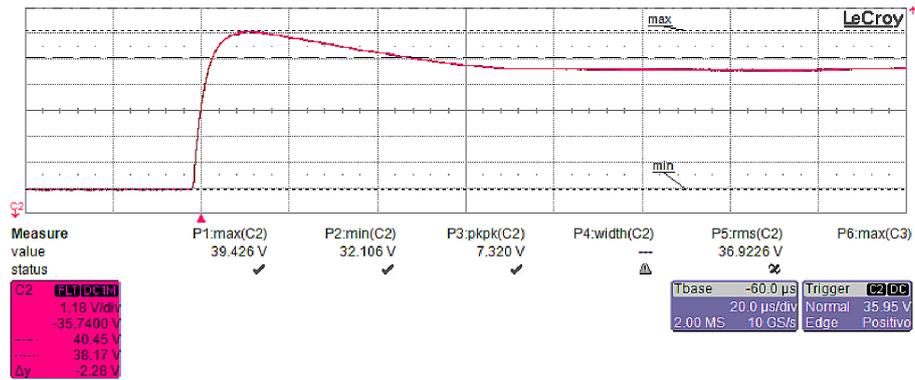


Figura 4.8: Scheda Beta: tensione di prova 500 V, forma d'onda della tensione misurata in uscita

Tensione di surge (V)	Tensione di picco misurata (V $\pm 3\%$)
500	39,4
1000	47,8
2000	60,3

Tabella 4.6: Scheda Beta: tensione di picco di uscita misurata

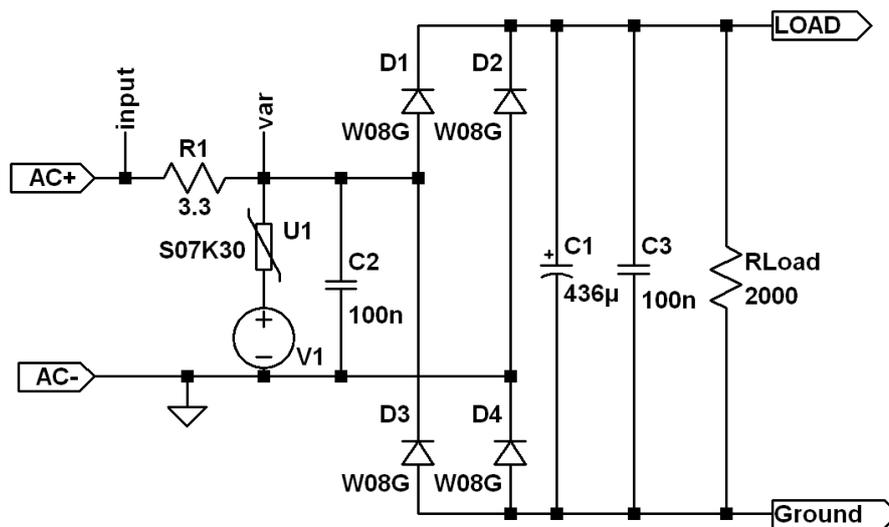


Figura 4.9: Scheda Beta: schema elettrico utilizzato per la simulazione

Lo schema oggetto della simulazione perciò diventa quello di Fig. 4.9 ed è costituito da un semplice alimentatore con raddrizzatore a doppia semionda.

Per l'ESR del condensatore elettrolitico C1 (Teapo da 470 μF) si è ipotizzato che il valore da utilizzare sia 0,065 Ω . Ciò corrisponde ad un valore inferiore del 3,5% rispetto a quello medio misurato con l'impedenziometro a 1 kHz (paragrafo 2.1.2). Si è infatti supposto un comportamento analogo al condensatore Lelon usato per i prototipi. Per il suo valore stimato di capacità si è invece inserito il valore medio misurato su analoghi modelli di 436 μF .

E' stato anche inserito nella simulazione il modello del cavo di collegamento utilizzato per l'alimentazione. I valori di picco ottenuti sono confrontati con quelli misurati in Tabella 4.7. Come è possibile constatare si rivelano fondate entrambe le supposizioni effettuate:

- E' possibile trascurare ai fini del calcolo del picco di tensione tutto ciò che si trova a valle del condensatore di raddrizzamento.
- Il valore di ESR da utilizzare per gli elettrolitici è leggermente inferiore (3,5%) a quello misurato ad 1 kHz con l'impedenziometro.

Tensione di surge (V)	Tensione picco mis. (V $\pm 3\%$)	Tensione picco sim. (V)	Errore relativo sim./mis.
500	39,4	39,5	0,3%
1000	47,8	46,4	-2,9%
2000	60,3	60	-0,5%

Tabella 4.7: Scheda Beta: confronto fra tensione di picco misurata e simulata

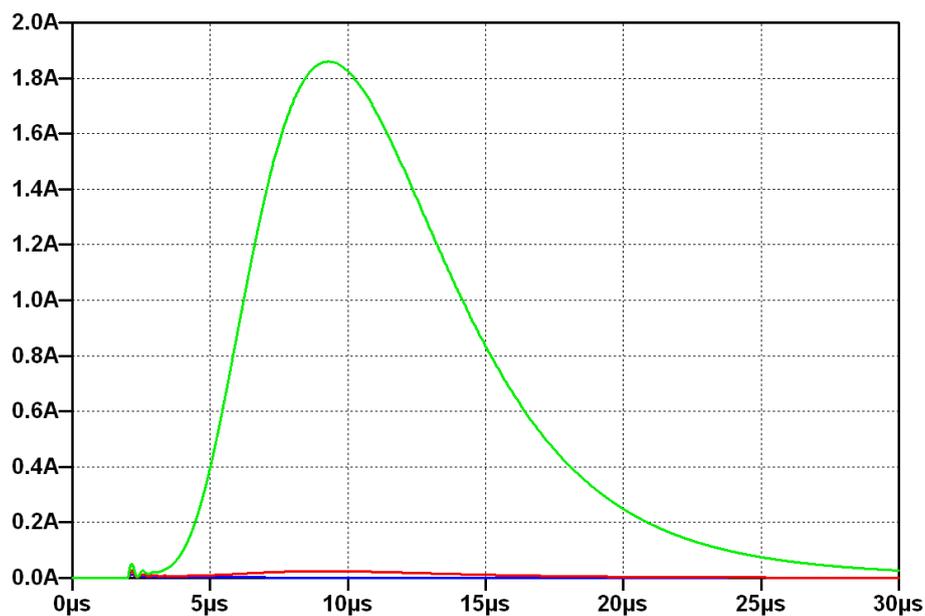
4.2.3 Corrente, energia e potenza massime sul varistore

Le correnti che attraversano il varistore al variare della tensione di surge, secondo i calcoli della simulazione, sono riportate in Tabella 4.8. E' evidente come non sia necessario effettuare i calcoli sul derating dato che il varistore S07K30 può sopportare una corrente massima di 250 A (calcolata per il Prototipo A), due ordini di grandezza più elevata di quella simulata.

Tensione di surge (V)	Corrente di picco simulata (A)
500	0,01
1000	0,05
2000	1,86

Tabella 4.8: Scheda Beta: simulazione delle correnti sul varistore, valore di picco

Per quanto riguarda l'energia dissipata, ricavata mediante integrazione nel tempo del prodotto fra tensione ai capi del varistore e corrente che lo attraversa (Paragra-



fo 3.4.3), i risultati della simulazione sono visibili in Tabella 4.9: l'assorbimento energetico è trascurabile.

Tensione di surge (V)	Energia dissipata sul varistore (J)
500	0,000
1000	0,000
2000	0,004

Tabella 4.9: Scheda Beta: simulazione dell'energia dissipata sul varistore

4.3 Scheda Gamma

4.3.1 Schema e misure

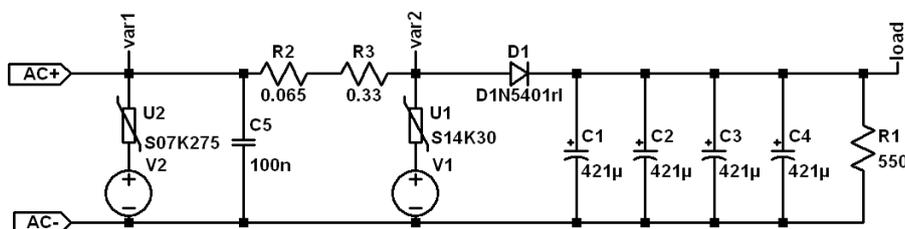


Figura 4.10: Scheda Gamma: schema elettrico

Questa scheda è costituita da raddrizzatore a mezza semionda seguito da quattro condensatori di livellamento e da un alimentatore switching (che non consideriamo) e in particolare sono presenti a partire dall'ingresso:

- Connettore di alimentazione 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm.
- Varistore Epcos S07K275 (7 mm di diametro, 275 V massimi di lavoro) posto in parallelo all'ingresso.
- Condensatore ceramico X7R da 100 nF.
- Fusibile autoripristinante (PTC) Tyco Electronics modello RXEF250-2 corrente massima di lavoro 2,5 A, resistenza serie 0,05-0,08 Ω .
- Resistenza a filo da 0,33 Ω , 3 W, 5% di tolleranza.
- Varistore Epcos S14K30 (14 mm, 30 V massimi di lavoro).
- Diodo raddrizzatore 1N5401.
- 4 condensatori elettrolitici ad alluminio Lelon RGA 470 μF , 50 V, ESR dichiarato 0,28 Ω .
- Circuiteria switching di tipo buck che abbassa la tensione raddrizzata a circa 13 V.
- Resistenza di carico da 100 Ohm corazzata collegata all'uscita per simulare la scheda principale in funzionamento (la scheda di alimentazione è stata analizzata isolata dal resto).

Si sono effettuate su questo circuito prove di surge a tensioni comprese fra 500 V e 2000 V, e le tensioni massime di picco rilevate vengono riportate in Tabella 4.10.

Tensione di surge (V)	Tensione di picco misurata (V $\pm 3\%$)
500	35,5
1000	40,1
2000	49,5

Tabella 4.10: Scheda Gamma: tensione di picco di uscita misurata

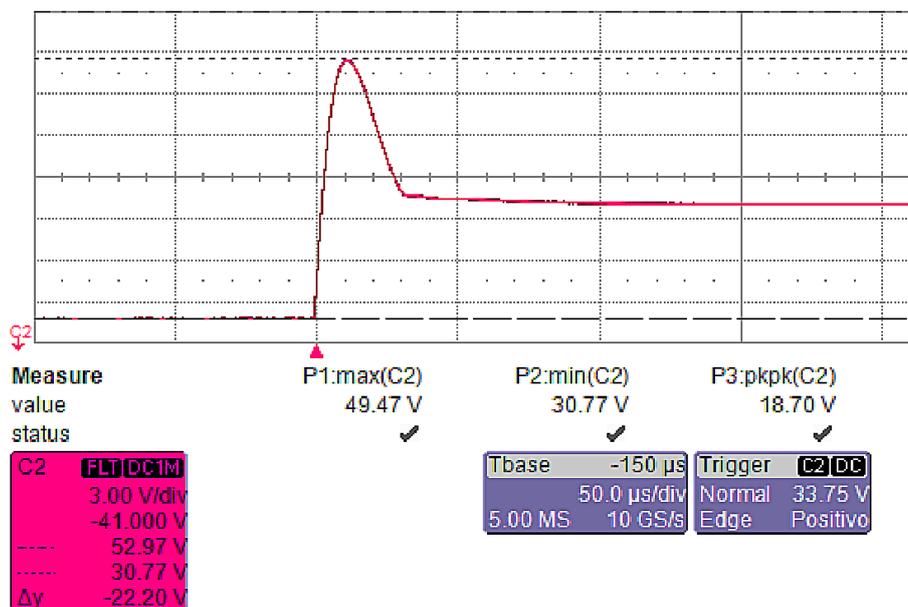


Figura 4.11: Scheda Gamma: forma d'onda della tensione d'uscita per una tensione di surge di 2000 V

4.3.2 Simulazione

Si è fatta l'ipotesi, come per la scheda Beta, che il circuito switching e il carico ad esso collegato possano essere sostituiti da una resistenza di carico di valore tale da assorbire in ingresso la stessa potenza. Si è poi eseguita una simulazione con LTSpice inserendo nello schema elettrico:

- Il generatore di surge calcolato al paragrafo 1.3.3.
- Il modello di trasformatore equivalente alla serie di un trasformatore di isolamento e del trasformatore 230V/24V Marini calcolato al paragrafo 2.2.3. Pur non essendo il trasformatore usato nelle prove si è ritenuto esserne una buona approssimazione.
- La rete di accoppiamento/disaccoppiamento descritta precedentemente.
- Il modello del cavo di alimentazione con i valori misurati.
- Il modelli Spice del varistore presente nel circuito.
- Il modello Spice del diodo 1N5401 utilizzato.

I valori di picco ottenuti sono confrontati con quelli misurati in Tabella 4.11 e il loro andamento nel tempo è simulato in Fig. 4.12.

4.3.3 Corrente, energia e potenza massime sui varistori

Sfruttando il simulatore possiamo anche in questo caso analizzare le correnti che circolano sui varistori. Ne risulta come esse siano trascurabili e di conseguenza anche l'energia dissipata, derivando dal prodotto fra tensione e corrente istantanee sia molto limitata. Per completezza in Tabella 4.12 si riportano comunque i valori della simulazione dell'energia, limitatamente al secondo varistore (S14K30) in quanto il primo presenta valori nulli.

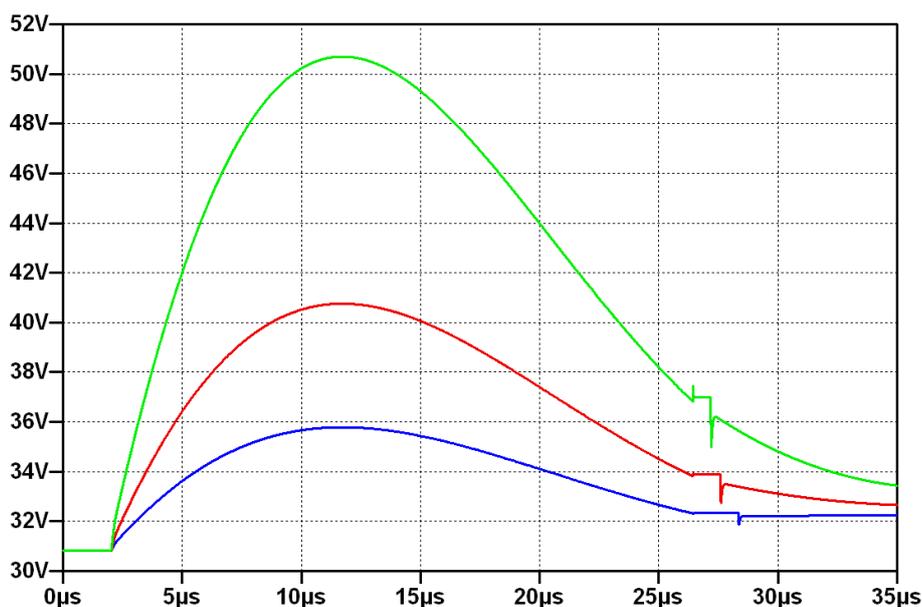


Figura 4.12: Scheda Gamma: simulazione della tensione di uscita al variare della tensione di surge

Tensione di surge (V)	Tensione picco mis. (V $\pm 3\%$)	Tensione picco sim. (V)	Errore relativo sim./mis.
500	35,5	35,8	0,8%
1000	40,1	40,8	1,7%
2000	49,5	50,7	2,4%

Tabella 4.11: Scheda Gamma: confronto fra tensione di picco misurata e simulata

Possiamo perciò affermare che in questo caso la protezione mediante varistori è superflua. Di fatto il filtro contro i surge è realizzato dalla resistenza serie da $0,33 \Omega$ e dai 4 condensatori elettrolitici di elevata capacità.

Tensione di surge (V)	Corrente di picco simulata (A)	Energia dissipata sul varistore (J)
500	0,01	$\cong 0$
1000	0,02	$\cong 0$
2000	0,06	$\cong 0$

Tabella 4.12: Scheda Gamma: simulazione dell'energia dissipata sul secondo varistore

4.4 Scheda Delta

4.4.1 Schema e misure

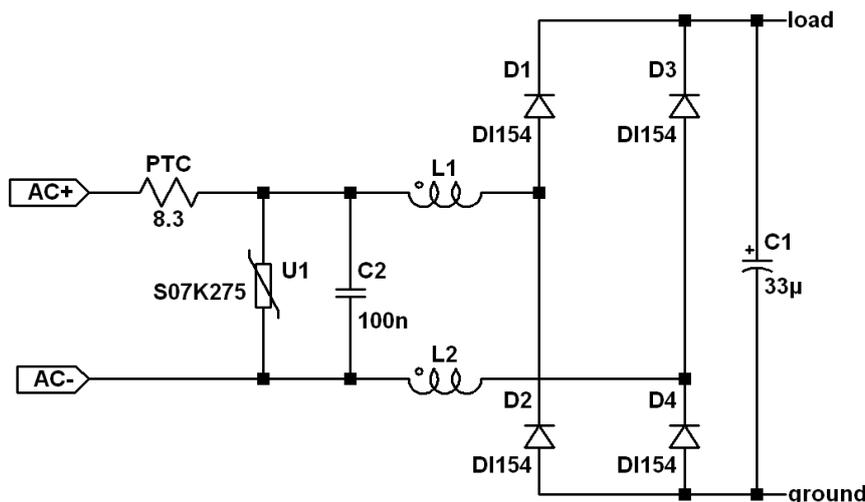


Figura 4.13: Scheda Delta: schema elettrico

Questo stadio di alimentazione, il cui schema elettrico è visibile in Fig. 4.13 è costituito da un raddrizzatore a doppia semionda, seguito da un condensatore di livellamento. Il tutto è poi seguito da un convertitore switching di tipo Flyback. La particolarità in questo caso è che prima del ponte a diodi è presente un filtro di modo comune. Sono presenti a partire dall'ingresso:

- Connettore di alimentazione 2 vie a 90 gradi passo 5,08 mm
- Fusibile autoripristinante (PTC) Epcos C850, 200 mA, 265 V con resistenza minima dichiarata di 6,4 Ω .
- Varistore Epcos S07K275 (7 mm, 275 V massimi di lavoro)
- Condensatore ceramico X7R da 100 nF
- Filtro di modo comune Epcos B82791 da 47 mH, 0,25 A
- Ponte a diodi smd Panjit DI154S, 1,5 A, 400 V
- Condensatore elettrolitico ad alluminio Panasonic A/EE da 33 μ F, 400 V di lavoro
- Carico costituito da uno stadio switching e dal resto del prodotto in funzione.

Si sono effettuate su questo circuito prove di surge a tensioni comprese fra 500 V e 2000 V, e le tensioni massime di picco rilevate vengono riportate in Tabella 4.13.

Tensione di surge (V)	Tensione di picco misurata (V $\pm 3\%$)
500	376,3
1000	397,7
2000	421,2

Tabella 4.13: Scheda Delta: tensioni di picco misurate in uscita

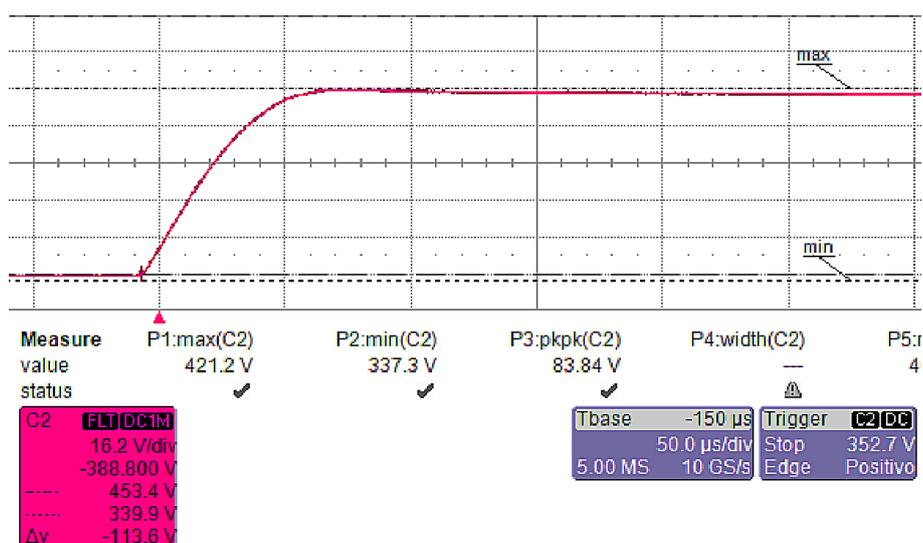


Figura 4.14: Scheda Gamma: tensione di prova 2000 V, forma d'onda della tensione misurata in uscita

4.4.2 Simulazione

Analisi del filtro di modo comune

Un filtro di modo comune viene utilizzato in fase di omologazione per superare i test sulle emissioni condotte, disturbi creati durante il funzionamento dell'apparecchiatura che si propagherebbero sulla linea elettrica senza ulteriori accorgimenti, interferendo con il funzionamento degli altri dispositivi alimentati. Tale componente è costituito da due induttori avvolti sullo stesso nucleo ferromagnetico e presenta elevata impedenza per i disturbi di modo comune, che corrono cioè su entrambe le linee di alimentazione e si chiudono sulla terra, mentre fornisce un percorso a bassa impedenza per le correnti di modo differenziale, che si richiudono fra le due fasi.

Tolleranze costruttive ed effetti parassiti non consentono però di avere un'induttanza nulla di modo differenziale (desiderabile). Proprio tale valore è ciò che è di interesse nelle prove sui surge effettuate tra fase e neutro, in quanto influenza la forma d'onda dell'impulso (di tipo differenziale) durante le prove. Si

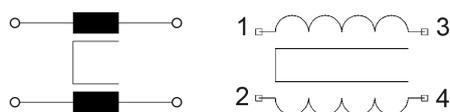


Figura 4.15: Simboli elettrici di un induttanza di modo comune

sono effettuate quattro diverse serie di misure in varie configurazioni (Tabella 4.14):

- induttanza di ciascuno dei due avvolgimenti (essendo risultati praticamente identici si riporta una sola serie di valori) misurata tra i piedini 1-3 e 2-4 (vedi Fig. 4.15).
- induttanza di un avvolgimento con l'altro in cortocircuito, misurata fra 1-3 con 2 e 4 collegati insieme
- induttanza di modo comune, ottenuta collegando gli avvolgimenti in serie con uno dei due in controfase, misurata fra 1-4 con 2 e 3 collegati insieme
- induttanza di modo differenziale, ottenuta collegando gli avvolgimenti in serie, cioè misurata fra 1-2 con 3 e 4 collegati fra loro.

Configurazione	50 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
	40,8 mH	40,2 mH	64,8 mH	52,8 mH	59,0 mH
	3,84 Ω	5,99 Ω	40,9 Ω	62 Ω	1,87 K Ω
	1,42 mH	734 μ H	485 μ H	482 μ H	481 μ H
	4,66 Ω	4,67 Ω	4,67 Ω	0,542 Ω	5,75 Ω
	90 mH	98 mH	241 mH	204 mH	281 mH
	10,4 Ω	18,2 Ω	76,8 Ω	151 Ω	9,5 K Ω
	475 μ H	481 μ H	484 μ H	484 μ H	483 μ H
	4,75 Ω	4,73 Ω	4,70 Ω	4,71 Ω	5,90 Ω

Tabella 4.14: Filtro di modo comune: caratterizzazione completa al variare della modalità di funzionamento e della frequenza di misura. L'ultima riga presenta i valori di modo differenziale, utili per la simulazione sui surge

Il valore da utilizzare non è perciò quello delle specifiche di targa del componente (47 mH), ma deve essere ricavato dalle misure di tipo differenziale (ultima riga della tabella). In seguito ai valori medi riscontrati si può sostituire al filtro un circuito equivalente costituito da due induttori, ognuno di 240 μ H con resistenza equivalente serie di 2,35 Ω . Così facendo bisogna ricordarsi di non specificare in LTSpice alcun coefficiente K di mutuo accoppiamento. Infatti si potrebbe sostituire al filtro anche un solo induttore con valori esattamente identici a quelli

della tabella, ma si preferisce tenerli separati per conservare la verosimiglianza estetica dello schema elettrico con il circuito reale.

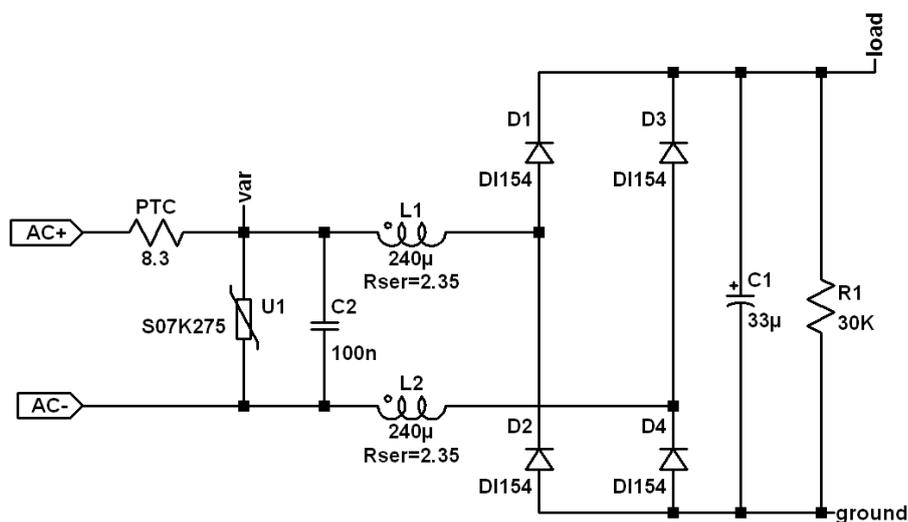


Figura 4.16: Scheda Delta: schema elettrico utilizzato per la simulazione

Si ipotizza anche in questo caso che il circuito switching a valle del condensatore elettrolitico di livellamento e tutto il resto dei componenti possano essere semplicemente sostituiti ai fini della simulazione da una resistenza di carico, in questo caso da $30\text{ K}\Omega$ (RLoad), tale da portare allo stesso ripple di tensione sull'uscita (circa 3 V picco-picco). L'assorbimento di corrente del dispositivo infatti è minimo e difficilmente misurabile con precisione.

Lo schema oggetto della simulazione perciò diventa quello di Fig. 4.16.

Per l'ESR del condensatore elettrolitico C1 (Panasonic da $33\ \mu\text{F}$) si è ipotizzato che il valore da utilizzare sia $0,34\ \Omega$. Non avendo campioni per effettuare la misura di questo esemplare, si è fatto riferimento alle misure effettuate sullo stesso modello nel taglio da $22\ \mu\text{F}$. E' un'approssimazione lecita in quanto il costruttore discrimina l'ESR in base alla tensione di lavoro che è la medesima per entrambi i modelli. Anche in questo caso si è scelto un valore inferiore del 3,5% rispetto a quello misurato con l'impedenziometro ad 1 kHz (paragrafo 2.1.2).

Per il PTC Epcos è stato utilizzato nella simulazione il valore misurato di $8,3\ \Omega$ e si è provveduto a considerare nella simulazione anche il modello del cavo di alimentazione. I valori di picco ottenuti sono confrontati con quelli misurati in Tabella 4.15.

4.4.3 Energia e correnti massime sui varistori

Passando ad analizzare la corrente di picco derivante dalla simulazione (ottenuta impostando il parametro di tolleranza al caso peggiore, -10%), si ottengono i valori riportati in Tabella 4.16. Nella stessa tabella viene anche indicata l'energia dissipata dal varistore da 275 V RMS massimi. Andando a verificare le specifiche

Tensione di surge (V)	Tensione picco mis. (V $\pm 3\%$)	Tensione picco sim. (V)	Errore relativo sim./mis.
500	376,3	367,9	-2,2%
1000	397,7	381,6	-4,0%
2000	421,2	395,4	-6,1%

Tabella 4.15: Scheda Delta: confronto fra tensione di picco misurata e simulata

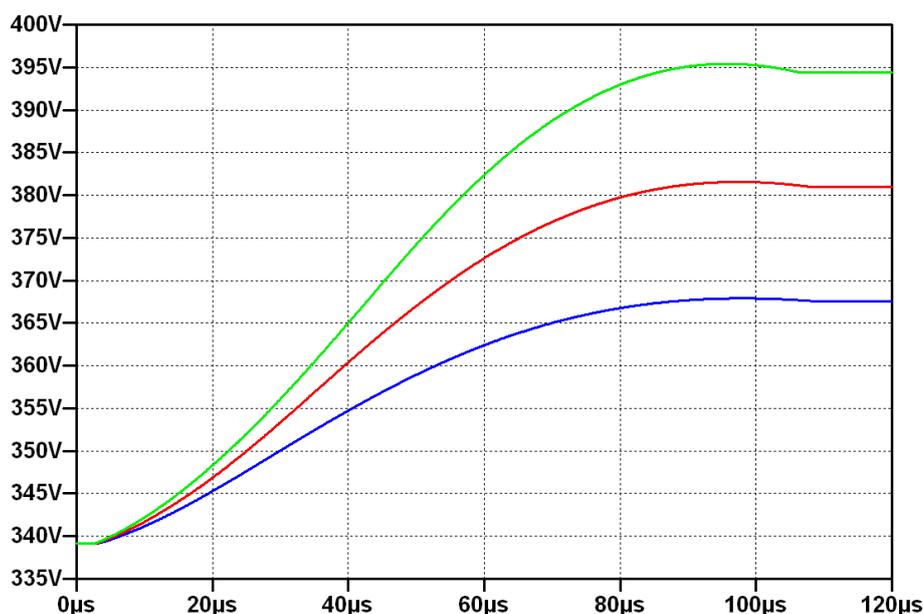


Figura 4.17: Scheda Delta: simulazione della tensione di uscita al variare della tensione di surge

del costruttore per l'energia (21 J massimi) si può notare come siamo ampiamente all'interno delle specifiche.

Per calcolare il limite di corrente del dispositivo bisogna applicare la consueta procedura: consultare la curva di derating per il modello interessato relativa a 10^2 interventi del varistore. Ciò garantisce che le 50 scariche erogate durante una prova completa secondo la normativa CEI 61000-4-5 non danneggino il componente. Per individuare tale valore bisogna scegliere lungo l'asse delle ascisse un t_r pari a $20 \mu s$, perché ad esso corrisponde la forma d'onda di corrente $8/20 \mu s$ del generatore combinato usato nelle prove. Il t_r del grafico si riferisce ad una forma d'onda rettangolare con un'area sottesa dalla curva equivalente a quella della forma d'onda applicata durante il surge. In questo caso si ha un limite di 150 A, con 100 ripetizioni, che viene raggiunto durante il surge a 2000 V ma non superato in maniera preoccupante. Ricordiamoci che ci siamo messi nel caso di tolleranza del componente più sfavorevole, con un riferimento prudenziale di 100 ripetizioni invece che le 50 della norma.

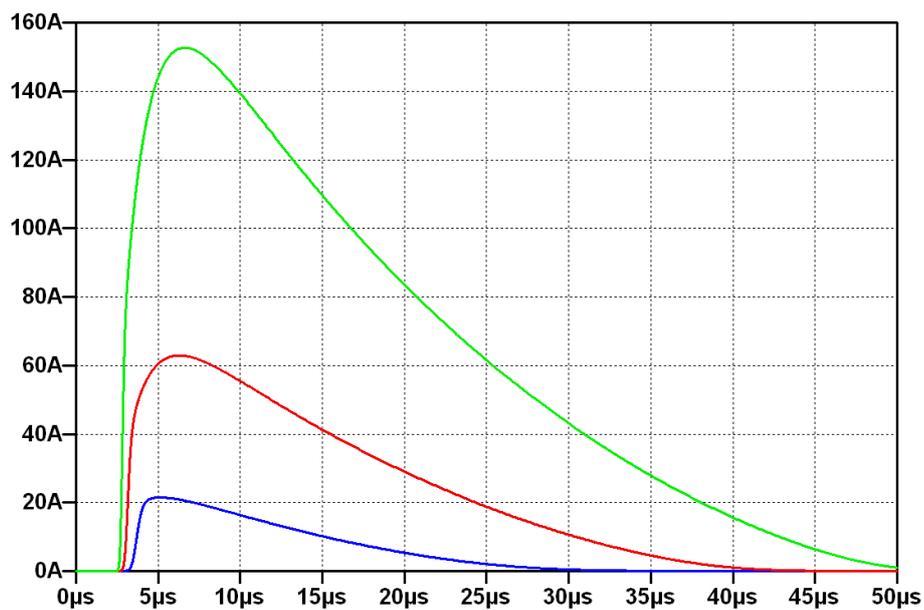


Figura 4.18: Scheda Delta: simulazione delle correnti che attraversano il varistore

Il varistore è quindi correttamente dimensionato.

Tensione di surge (V)	Corrente di picco simulata (A)	Energia dissipata sul varistore (J)
500	21,5	0,15
1000	62,9	0,67
2000	152,7	2,09

Tabella 4.16: Scheda Delta: simulazione dell'energia dissipata sul varistore (da 275 V)

4.5 Riassunto dei risultati e considerazioni

Si ritiene opportuno riassumere i risultati ottenuti dal raffronto fra le simulazioni e le misure al fine di valutare il grado di accuratezza raggiunto con le simulazioni.

Nome circuito	Errore relativo massimo sulla tensione di uscita
Prototipo A	1,4% (entro i 2000 V)
Prototipo B	4,4% (entro i 2000 V)
Scheda Alfa	3,4%
Scheda Beta	2,9%
Scheda Gamma	2,4%
Scheda Delta	6% (filtro modo comune)

Tabella 4.17: Errori massimi relativi, sulla tensione di uscita, delle simulazioni rispetto alle misure

Come si può notare dal riassunto effettuato in Tabella 4.17, si è riusciti ad ottenere una tensione stimata all'uscita con un errore prossimo all'incertezza di misura (3%) nella maggior parte dei casi.

Se si considera poi che possono essere stati introdotti piccoli errori sistematici nel corso delle misurazioni, tenutesi a distanza di tempo l'una dall'altra, possiamo ritenerci soddisfatti.

Particolarmente significativo il fatto che si sia riusciti a caratterizzare il comportamento della scheda dotata del filtro di modo comune, consentendo di prevedere le conseguenze di eventuali modifiche ai prototipi dovute a esigenze di riduzione dei disturbi condotti.

Tutte le simulazioni sono state effettuate adeguandosi alla tensione di rete al momento del test per poter verificare i risultati.

In particolare per ogni circuito analizzato si è provveduto a variare la tensione imposta al generatore (24 V o 230 V RMS) presente nelle simulazioni in modo da uguagliare quella misurata nell'istante del surge. Si tratta di correzioni che non hanno conseguenze significative sul dimensionamento dei componenti o sulla determinazione della tensione massima di picco in uscita ma hanno lo scopo di evitare errori di offset nelle valutazioni.

Il caso peggiore si otterrebbe operando ai limiti della tolleranza consentita dall'ente di distribuzione dell'energia elettrica (+10%). Data la non linearità del comportamento dei varistori, è possibile prevedere solo per via simulativa la tensione di uscita al variare della tensione di alimentazione: fortunatamente il tempo di esecuzione di una singola simulazione, ad una data tensione di surge, è normalmente inferiore al minuto (a seconda della potenza di calcolo disponibile), quindi riesaminare i risultati caso per caso non pone particolari complessità.

A titolo di esempio si riportano in Tabella xxx i valori di uscita stimati dalla simulazione per una tensione di surge di 2000 V con variazione del +10% della tensione di alimentazione. E' evidente come il 10% in ingresso non porti ad un 10% in uscita e neanche ad un offset calcolabile a priori.

Nome circuito	Picco Tens. Uscita rete nominale (V)	Picco Tens. Uscita rete massima (V)
Prototipo A (24 V RMS)	57,6	60,4
Scheda Beta (24 V RMS)	60,0	63,3
Scheda Delta (230 V RMS)	395,4	399,5

Si è riscontrata una grande sensibilità del risultato finale ai parametri di impedenza dei componenti effettivamente presenti nei circuiti analizzati.

Ciò significa che, anche se misurando effettivamente i componenti utilizzati si ottiene un'ottima approssimazione del comportamento reale, è necessario comunque conservare un certo margine di sicurezza.

In questo modo si può garantire l'affidabilità dei dispositivi al variare delle tolleranze produttive dei componenti che li costituiscono.

In particolare la grande tolleranza produttiva dei condensatori elettrolitici, specificati al $\pm 20\%$ per quanto riguarda la sola capacità, si può ritenere costituisca di fatto la componente di incertezza prevalente.

Si suggerisce perciò, nell'utilizzo industriale del simulatore, di conservare un margine del 20% sul limite della tensione massima di picco ammissibile durante il surge.

Qualora poi possano venire utilizzati durante la fase di montaggio modelli diversi di condensatori, è necessario dimensionare lo stadio di protezione utilizzando nelle simulazioni il valore di ESR più elevato.

Conclusioni

In questa tesi, svolta nell'ambito di un progetto di collaborazione tra università e aziende, si è progettato un simulatore in grado di stimare con accuratezza notevole il comportamento dei varistori durante le prove di surge a norma CEI EN 61000-4-5.

Nella fase iniziale si è proceduto allo studio di tutta la normativa e delle specifiche richieste e si sono analizzati nel dettaglio i varistori all'ossido di zinco e il loro comportamento.

Si è passati quindi alla realizzazione nel simulatore LTSpice del modello di generatore di onde combinate $1,2/50 \mu\text{s}$ necessario per i test, della relativa rete di accoppiamento/disaccoppiamento, del trasformatore di alimentazione, scegliendo il miglior compromesso fra approssimazione e tempi di calcolo. Il comportamento di ogni elemento è stato validato singolarmente verificando il rispetto di tutti i vincoli imposti dal legislatore.

Parallelamente si sono creati alcuni prototipi su basette millefori, con lo scopo di identificare tutti gli elementi di incertezza, il grado di approssimazione utilizzabile e i parametri parassiti da considerare.

Nella fase finale si è proceduto alla validazione dell'intero sistema su prodotti commerciali già certificati per verificare la robustezza del simulatore su casi concreti.

Per giungere a tale risultato si è proceduto in varie direzioni:

- Misurazione accurata, in un laboratorio certificato, delle tensioni presenti all'uscita degli stadi di raddrizzamento e ai capi dei componenti principali dei prototipi e dei prodotti analizzati.

Ciò è stato necessario data la mancanza assoluta di informazioni relative al comportamento dei dispositivi durante i surge e alle tensioni presenti. La normativa infatti impone semplicemente che l'apparecchiatura non si danneggi in maniera irreversibile e non prevede alcuna misura. Ciò ha comportato un notevole impegno con la generazione di un migliaio di prove e l'acquisizione delle relative misure con l'oscilloscopio digitale. Per giungere a risultati affidabili è

stato necessario identificare la corretta procedura di collegamento delle apparecchiature coinvolte nel test (utilizzo di due trasformatori di isolamento, oscilloscopio scollegato dalla terra), onde evitare di influenzare il comportamento dei dispositivi in prova e alterare le forme d'onda rilevate.

- Generazione dei modelli di tutti gli elementi presenti nel circuito di cui si è resa necessaria la simulazione. Ciò è avvenuto in maniera iterativa, partendo dalla massima semplificazione e incrementando via via il grado di dettaglio impiegato.

I problemi affrontati sono stati numerosi, come era facile prevedere trattandosi di prove di immunità ai disturbi che fanno parte del mondo della compatibilità elettromagnetica (EMC). In particolare tra le altre esperienze accumulate si è dovuto:

- Ripetere alcune prove in seguito al setup non ottimale o alla variazione di alcuni componenti (trasformatori, generatori, sonde) che portavano ad una non omogeneità delle misure.
- Scartare l'utilizzo delle sonde di alta tensione (1000x) e ripetere le misure con esse effettuate a causa dell'incertezza introdotta, impiegando normali sonde 10x fino alla massima tensione di picco da esse sopportata.
- Impiegare una procedura di test che preveda di iniziare sempre da una tensione di surge bassa e salire progressivamente, per evitare di superare i limiti fisici dei dispositivi che in alcuni casi si sono superati (si segnalano ad esempio una resistenza a filo esplosa, un piedino dei morsetti scollegatosi durante il surge a causa di una saldatura fredda, svariati diodi sostituiti nei prototipi).
- Effettuare misure sull'ESR dei condensatori elettrolitici con un buon livello di accuratezza limitando al massimo l'incertezza di misura.
- Porre attenzione nella realizzazione dei prototipi, in particolare per quanto riguarda saldature e collegamenti a filo, assicurando un'impedenza sufficientemente bassa in modo da poter sfruttare le informazioni ricavate anche durante le prove con i prodotti realizzati su circuito stampato.
- Scendere in dettaglio nella caratterizzazione dei componenti circuitali per la simulazione oltre le stime iniziali. Anche minime variazioni sull'impedenza in serie al circuito esaminato hanno notevoli effetti sulle tensioni di uscita. Per esempio inizialmente non si era considerato l'effetto del cavo di alimentazione che si è scoperto invece essere avvertibile. Anche un semplice fusibile in serie al circuito richiede attenzione e misure in laboratorio (si possono superare i 1000 V di tensione ai suoi capi durante il surge).
- Riuscire ad individuare i parametri corretti per riuscire a completare tutte le simulazioni in LTSpice senza errori ("timestep too small"). In particolare il momento in cui il generatore eroga il surge causa problemi di stabilità agli algoritmi matematici risolti incrementando la precisione di calcolo di 1000 volte. Alcuni modelli scelti rendono poi impossibile o spaventosamente lenta la simulazione (ad es. il trasformatore di alimentazione a due avvolgimenti). Si è dovuto cercare per ogni singolo problema la soluzione ottimale.

Tra i risultati interessanti a cui si è giunti si può citare:

- La corretta stima della tensione di picco di uscita degli stadi di alimentazione protetti da varistori con un errore relativo di pochi punti percentuali.
- L'identificazione del valore di ESR adatto ad essere utilizzato nel simulatore per le prove di surge, che è prossimo a quello misurato con l'impedenziometro alla frequenza di 1 kHz.

Proprio tale valore parassita è il più critico ai fini delle simulazioni in quanto la sua variazione da zero (il default di LTSpice) fino al valore dichiarato dal costruttore porta nella simulazione ad una variazione notevole della tensione di picco di uscita (per es. dal -36% al +70% del valore reale).

- La possibilità di considerare nella simulazione dei circuiti di alimentazione il solo stadio raddrizzatore (varistori, ptc, diodi) fino ai condensatori elettrolitici di livellamento, escludendo un eventuale convertitore switching ad esso collegato e tutto il circuito a valle, che deve essere sostituito nello schematico da una resistenza di carico di valore opportuno.
- La trascurabilità della tolleranza del 10% con cui sono dichiarati i varistori utilizzati, se fatti lavorare entro i loro limiti di funzionamento, perché essa comporta una incertezza relativa sulla tensione di uscita relativamente bassa (0-3%).
- La possibilità di simulare la corrente di picco e l'energia dissipate dai varistori in maniera da dimensionarli adeguatamente.
- La capacità di verificare in anticipo le conseguenze di modifiche circuitali come l'inserimento di induttori o resistori in serie al circuito per esempio per ridurre il picco di tensione all'uscita o redistribuire l'energia fra due varistori in parallelo.
- L'inutilità di collegare due varistori con tensioni di lavoro diverse in parallelo, se tra essi non è presente una sufficiente impedenza.
- Il raggiungimento di un'elevata velocità di esecuzione delle simulazioni, che richiedono un tempo di calcolo normalmente inferiore al minuto, ottenuta tramite la ricerca del miglior compromesso fra aderenza del modello alla realtà e semplicità di calcolo.

Il software utilizzato per la realizzazione della simulazione è LTSpice, uno Spice per ambiente Windows distribuito gratuitamente che si sta facendo apprezzare per la velocità e il continuo processo di affinamento, oltre che per la nutrita comunità di utilizzatori sul web.

Come sviluppo futuro potrebbe essere interessante concentrare l'attenzione sullo studio degli elettrolitici sottoposti a surge, anche mediante impedenziometri più sofisticati di quello utilizzato o tramite modelli più complessi. Non si è ritenuto necessario operare in tal senso visti da un lato i buoni risultati ottenuti in tempi consoni alla realtà industriale.

Riferimento:

Luca.Racconci@gmail.com

Elenco delle tabelle

1.1	Definizione dei parametri delle forme d'onda di tensione e di corrente	3
1.2	Relazione tra tensione e corrente di picco	3
1.3	Selezione del livello di test	4
1.4	Parametri del generatore di onde combinate	28
1.5	Valori dei componenti del generatore di surge	30
1.6	Confronto fra parametri richiesti e obiettivi raggiunti	31
1.7	Riassunto delle direttive LTSpice usate nelle simulazioni	32
1.8	Direttive Spice per effettuare in automatico le misurazioni sulle forme d'onda del generatore	33
1.9	Valori richiesti e misurati con il generatore simulato in LTSpice	34
1.10	Simulazione della tensione di surge residua all'ingresso della rete di disaccoppiamento	36
1.11	Valore di k_p della distribuzione normale razionalizzata	55
1.12	Gradi effettivi di libertà e valore di k_p	59
2.1	Parametri stimati del condensatore Elna RJ3 da 470 μF	66
2.2	Confronto fra simulazione e dati misurati	67
2.3	Riassunto delle misure di ESR sui condensatori elettrolitici ad alluminio	71
2.4	Valori di "loss tangent" ($\tan \delta$) al variare della tensione nominale di lavoro	72
2.5	Riassunto delle misure di capacità sui condensatori elettrolitici ad alluminio	73
2.6	Parametri dei trasformatori, misurati con l'impedenziometro e il multimetro digitale	74
2.7	Parametri del modello a "T" per i vari trasformatori esaminati	75
2.8	Parametri riportati al secondario dei trasformatori esaminati	75
2.9	Parametri del modello spice del secondario per i trasformatori esaminati	76
2.10	Parametri del modello semplificato serie*	77
2.11	Stima dell'incertezza di ripetibilità	79

2.12	Stima dell'incertezza estesa relativa di misurazione	80
3.1	Cavo di alimentazione: valori equivalenti serie misurati con l'im- pedenzimetro	84
3.2	Prototipo A: tensioni di picco rilevate sull'uscita al variare della tensione di surge	86
3.3	Prototipo A: Simulazione della tensione di picco al variare dell'ESR	87
3.4	Prototipo A: confronto fra tensione di picco di uscita misurata e simulata	88
3.5	Prototipo A: incertezza relativa della tensione di uscita nella simu- lazione al variare della tolleranza dei varistori	89
3.6	Prototipo A: Simulazione delle correnti di picco sul varistore U2 .	90
3.7	Prototipo A: Energia dissipata sul varistore U2	93
3.8	Prototipo B: tensione di picco di uscita misurata	96
3.9	Prototipo B: confronto fra tensione di picco misurata e simulata .	97
3.10	Prototipo B: corrente massima sul secondo varistore	98
3.11	Prototipo B: simulazione dell'energia dissipata sul varistore	99
4.1	Scheda Alfa: tensioni di picco misurate in uscita	102
4.2	Scheda Alfa: confronto fra tensione di picco misurata e simulata .	104
4.3	Scheda Alfa: incertezza sulla tensione di uscita dovuta alla tolle- ranza del varistore	104
4.4	Scheda Alfa: valori di picco della corrente attraverso il varistore . .	105
4.5	Scheda Alfa: simulazione dell'energia dissipata sul varistore	106
4.6	Scheda Beta: tensione di picco di uscita misurata	108
4.7	Scheda Beta: confronto fra tensione di picco misurata e simulata .	109
4.8	Scheda Beta: simulazione delle correnti sul varistore, valore di picco	109
4.9	Scheda Beta: simulazione dell'energia dissipata sul varistore	110
4.10	Scheda Gamma: tensione di picco di uscita misurata	111
4.11	Scheda Gamma: confronto fra tensione di picco misurata e simulata	113
4.12	Scheda Gamma: simulazione dell'energia dissipata sul secondo varistore	113
4.13	Scheda Delta: tensioni di picco misurate in uscita	115
4.14	Filtro di modo comune: caratterizzazione completa	116
4.15	Scheda Delta: confronto fra tensione di picco misurata e simulata .	118
4.16	Scheda Delta: simulazione dell'energia dissipata sul varistore (da 275 V)	119
4.17	Errori massimi relativi, sulla tensione di uscita, delle simulazioni rispetto alle misure	120

Elenco delle figure

1.1	Forma d'onda di tensione a circuito aperto	2
1.2	Forma d'onda di corrente in cortocircuito	3
1.3	Allestimento di prova con accoppiamento linea-linea, L-N	5
1.4	Allestimento di prova con accoppiamento linea-terra, L-PE o N-PE	6
1.5	Spettro della forma d'onda di tensione	8
1.6	Forma d'onda e relativa densità spettrale per un impulso di surge	8
1.7	Fotografia di due dei modelli di varistori utilizzati nelle prove	10
1.8	Meccanismo di conduzione in un varistore	10
1.9	Design dei varistori	12
1.10	Caratteristica V/I e regioni di funzionamento	13
1.11	Circuito equivalente ad un MOV	13
1.12	Circuito equivalente ad un MOV nella regione di pre-breakdown	14
1.13	Circuito equivalente ad un MOV nella regione di breakdown	15
1.14	Circuito equivalente ad un MOV nella regione di elevata corrente	15
1.15	Caratteristica V/I ed R/V in scala lineare	16
1.16	Caratteristica V/I ed R/V in scala bilogaritmica	16
1.17	Caratteristica V/I reale di un varistore ad ossido di zinco	17
1.18	Relazione tra resistenza statica e tensione ai capi di un varistore	17
1.19	Banda di tolleranza di un varistore all'ossido di zinco	18
1.20	Forma d'onda rettangolare utilizzata per testare i varistori	19
1.21	Derating di temperatura per varie serie di varistori	20
1.22	Curva di lavoro per un varistore sottoposto a surge	22
1.23	Metodo grafico per il calcolo della tensione massima durante il surge	23
1.24	Modello Spice di un varistore	24
1.25	Curva caratteristica ottenuta dal modello Spice	25
1.26	Schema elettrico del generatore di surge secondo IEC 61000-4-5	27
1.27	Schema elettrico del generatore di Surge implementato in LTSpice	31
1.28	Forme d'onda di tensione e di corrente del generatore simulato in LTSpice	33

1.29	Schema elettrico della rete di accoppiamento/disaccoppiamento implementata in LTSpice	35
1.30	Andamento della tensione di surge residua all'ingresso della rete di disaccoppiamento	36
1.31	Impedenza di un elettrolitico da 270 μ F in funzione di frequenza e temperatura	38
1.32	Schema di un condensatore elettrolitico	39
1.34	Capacità di un elettrolitico 270 μ F in funzione di frequenza e temperatura	40
1.35	Struttura del condensatore elettrolitico ad alluminio	41
1.36	ESR di un elettrolitico 270 μ F in funzione di frequenza e temperatura	42
1.37	Modello generale di un condensatore elettrolitico con componenti discreti in Spice	43
1.38	Modello Spice RLC di un condensatore elettrolitico	44
1.39	Simbolo del trasformatore ideale	45
1.40	Schema elettrico in LTSpice equivalente al modello di trasformatore ideale	46
1.41	Simbolo LTSpice utilizzato per rappresentare il trasformatore ideale	47
1.42	Modello completo di trasformatore a due avvolgimenti	47
1.43	Modello completo di trasformatore a due avvolgimenti in LTSpice	48
1.44	Modello a "T" di un trasformatore con parametri riportati al secondario	49
1.45	Modello del secondario del trasformatore	49
1.46	Serie di due trasformatori e modello equivalente	50
1.47	Densità di probabilità di una distribuzione gaussiana	55
2.1	Il generatore di segnale HP 33120A utilizzato	64
2.2	L'oscilloscopio digitale LeCroy 9350A utilizzato	64
2.3	Schema LTSpice per simulare la risposta in frequenza del condensatore elettrolitico esaminato	65
2.4	Misura e simulazione di tensione di picco e sfasamento per il condensatore Elna esaminato	68
2.5	L'impedenziometro Fluke PM6304 utilizzato per le misure	69
2.6	Vista d'insieme (a grandezza naturale) dei condensatori elettrolitici oggetto delle misure con impedenziometro	70
2.7	Misurazione con l'impedenziometro su un condensatore elettrolitico	71
2.8	Modello completo di trasformatore a due avvolgimenti in LTSpice	75
2.9	Modello semplificato di trasformatore utilizzato nelle simulazioni	76
2.10	Modello equivalente alla serie di un trasformatore di isolamento e uno di alimentazione	77
3.1	Setup di prova: collegamenti fra le apparecchiature	82
3.2	Fotografia del cavo di alimentazione utilizzato durante le prove	84
3.3	Modello Spice del cavo di alimentazione utilizzato	84
3.4	Prototipo A: fotografia	85
3.5	Prototipo A: schema elettrico	85
3.6	Prototipo A: Tensione di prova 4000 V, forma d'onda misurata in uscita	86

3.7	Prototipo A: simulazione della tensione di uscita al variare dell'E-SR degli elettrolitici	88
3.8	Prototipo A: limiti di corrente, energia e potenza dei varistori impiegati	89
3.9	Prototipo A: Andamento della corrente circolante sul varistore U2	91
3.10	Curve di derating per il varistore Epcos S14K30	91
3.11	Prototipo A: Andamento nel tempo dell'energia sul varistore U2	93
3.12	Prototipo B: fotografia della realizzazione su basetta millefori . . .	94
3.13	Prototipo B: schema elettrico	95
3.14	Prototipo B: forma d'onda della tensione di uscita per una tensione di surge di 2000 V con 3 condensatori elettrolitici in funzione . . .	95
3.15	Prototipo B: andamento della tensione d'uscita	98
4.1	Scheda Alfa: schema elettrico	101
4.2	Scheda Alfa: tensione di prova 2000 V, forma d'onda della tensione misurata in uscita	102
4.3	Scheda Alfa: simulazione della tensione di uscita al variare della tensione di surge	103
4.4	Scheda Alfa: simulazione delle correnti che attraversano il varistore	105
4.5	Curve di derating di corrente per il varistore CN2220K30G	105
4.6	Limiti di corrente, energia e potenza per il varistore CN2220K30G	106
4.7	Scheda Beta: schema elettrico	107
4.8	Scheda Beta: tensione di prova 500 V, forma d'onda della tensione misurata in uscita	108
4.9	Scheda Beta: schema elettrico utilizzato per la simulazione	108
4.10	Scheda Gamma: schema elettrico	111
4.11	Scheda Gamma: forma d'onda della tensione d'uscita per una tensione di surge di 2000 V	112
4.12	Scheda Gamma: simulazione della tensione di uscita al variare della tensione di surge	113
4.13	Scheda Delta: schema elettrico	114
4.14	Scheda Gamma: tensione di prova 2000 V, forma d'onda della tensione misurata in uscita	115
4.15	Simboli elettrici di un induttanza di modo comune	116
4.16	Scheda Delta: schema elettrico utilizzato per la simulazione	117
4.17	Scheda Delta: simulazione della tensione di uscita al variare della tensione di surge	118
4.18	Scheda Delta: simulazione delle correnti che attraversano il varistore	119

Bibliografia

- [1] CEI Comitato Elettrotecnico Italiano. *CEI EN 61000-4-5*. CEI Milano, 2nd edition, July 2007.
- [2] R. B. Standler. Equations for some transient overvoltage test waveforms. *IEEE Transaction on Electromagnetic*, 30(1), Feb 1988.
- [3] International Electrotechnical Commission. *IEC 1000-4-1: Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 4: Testing and Measurement Techniques*. IEC, 1992.
- [4] International Electrotechnical Commission. *IEC 60060-1: High Voltage Test Techniques - Part 1: General Definitions and Test Requirements*. IEC, 2nd edition, 1989.
- [5] Zitnik Babuder Muhr Thottapillil. Numerical modelling of metal oxide varistors. In *Proceedings of the XIVth International Symposium on High Voltage Engineering, Tsinghua University, Beijing, China*, Aug 2005.
- [6] Bayadi Narid Zehar Belkhiat. Simulation of metal oxide surge arrester dynamic behaviour under fast transients. In *International Conference on Power Systems Transients, IPST, New Orleans*, 2003.
- [7] M. Babuder. The ability of different simulation models to describe the behaviour of metal oxide varistors. In *28th International Conference on Lightning Protection, Kazanaka, Japan*, 2003.
- [8] Christodoulou Assimakopoulou Gonos Stathopoulos. *Simulation of Metal Oxide Surge Arresters Behaviour*. IEEE, 2008. National Technical University of Athens.
- [9] Brocke Goehlsch Noack. Numerical simulation of low-voltage protective devices. In *International Zurich Symposium on EMC*, 1993.
- [10] B. Hesterman e D. Powell. *Introduction to Voltage Surge Immunity Testing*. Denver Chapter, IEEE Power Electronics Society, 2007.

- [11] S. Parler. *Improved Spice Models for Aluminium Electrolyte Capacitors for Inverter Applications*. Cornell Dubilier, 2002. Presented at IEEE Industry Applications Society Conference, Oct 17, 2002.
- [12] J. D. Primak. *Spice modeling of capacitors*. Components Technology Institute, 1995.
- [13] C. Basso. *Switch Mode Power Supplies - Simulation and Practical Design*. McGraw-Hill, 2008.
- [14] CEI Comitato Elettrotecnico Italiano. *CEI UNI ENV 13005 - Guida all'Espressione dell'Incertezza di Misura*. CEI, 2005. Identica a ENV 13005:1999-05 - Iso guide to the expression of uncertainty in measurement.
- [15] EA European co-operation for Accreditation. *EA-4/02: Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration*. EA, 1999.
- [16] United Kingdom Accreditation Service. *M3003: The Expression of Uncertainty and Confidence in Measurement*. Ukas, 2nd edition, 2007.
- [17] S. Pisa. *Misure Elettriche - Lezione 3: Misure di incertezza*. Dipartimento di Ingegneria Elettronica, Sapienza Università di Roma.
- [18] Kemet Electronics Corporation. *Electrolytic Capacitors*, Oct 2010.
- [19] P. Clayton. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. Wiley, 2nd edition, 2006.
- [20] M. Rashid H. Rashid. *Spice for Power Electronics and Electric Power*. CRC - Taylor Francis, 2006.
- [21] ISO International Organization for Standardization. *Accuracy (Trueness and Precision) of Measurement Methods and Results*. ISO, 1st edition, 1994.
- [22] S. Rabinovich. *Evaluating Measurement Accuracy - A practical approach*. Springer, 2010.
- [23] H. Ott. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. Wiley, 2009.
- [24] G.P. Fotis I.F. Gonos I.A. Stathopoulos. Simulation and experiment for surge immunity according to en 61000-4-5. In *European Power and Energy Systems (EuroPES 2004) Vol. 442*. National Technical University of Athens, Greece - School of Electrical and Computer Engineering, 2004.
- [25] P. Hiscocks J. Gaston. *Oscilloscope Probes: Theory and Practice*. Syscomp Electronic Design Limited, 2007.
- [26] IEEE The Institute of Electrical and Electronics Engineers. *C62.41.1-2002 - IEEE Guide on the Surge Environment in Low Voltage (1000 V and less) AC Power Circuits*. IEEE, 2003.
- [27] M.R. Meshkatoddini. Statistical study of the thin metal-oxide varistor ceramics. *Australian Journal of Basic and applied Sciences*, 2010. PWUT - Power and Water University of Technology, Tehran, Iran.

- [28] P. Wilson A. Brown. Effective modeling of leakage inductance for use in circuit simulation. In *Applied Power Electronics Conference - Austin*, 2008. Univ. of Southampton - Electronic System and Devices Group.
- [29] K. Kundert I. Clifford. *Achieving Accurate Results With a Circuit Simulator*. Cadence Design Systems.
- [30] Intusoft. *Solving Spice Convergence Problems*.
- [31] ABB. *Physical Properties of Zinc Oxyde Varistors*, 2002.
- [32] Agilent. *Impedance Measurement Handbook*. Agilent, 4th edition, 2009.
- [33] T. Adams. *G104 - A2LA Guide for Estimation of Measurement Uncertainty in Testing*. A2LA, 2002.
- [34] European co-operation for Accreditation. *EA4/16: Guidelines on the Expression of Uncertainty in Quantitative Testing*. EA, 2003.

Ringraziamenti

Desidero ringraziare il prof. Alessandro Sona, relatore di questa tesi, per la grande disponibilità e cortesia dimostratemi, per l'elasticità nei tempi e modi di revisione dell'intero lavoro e per avermi proposto un argomento così interessante e ricco di spunti.

Desidero inoltre ringraziare la Carel, nelle vesti dei miei tutor aziendali Alberto Bianchi e Leonardo Garzara, quest'ultimo anche mio correlatore, che hanno creduto nelle mie possibilità e mi hanno incoraggiato durante lo stage nei momenti giusti, pur lasciandomi una assoluta autonomia organizzativa. Sarò sempre loro riconoscente per avermi introdotto ad una realtà industriale così interessante.

Avendo svolto interamente la mia tesi in azienda non possono mancare i ringraziamenti a coloro che per primi sono stati miei vicini di scrivania e sono ormai diventati colleghi di lavoro: Francesco Melandri per i momenti di goliardia che solo lui sa creare con la sua simpatia e che hanno sdrammatizzato i momenti più difficili; Roberto Costantini, il mago del CAD elettronico, che guardandomi gioire di fronte ai piccoli progressi quotidiani non poteva fare a meno di esclamare in coro con Francesco un sentito "beato ti". Non può mancare un ringraziamento affettuoso anche al mitico e simpatico Mosè Burattin, responsabile del laboratorio hardware/firmware, per i consigli esperti nelle ore trascorse a saldare i prototipi ed utilizzare gli strumenti di laboratorio.

Un grazie anche a tutti i ragazzi di Eurotest che mi hanno assistito durante le prove ad alta tensione, in particolare a Filippo Roveggio e a Gianmaria, Andrea, Matteo, Fabio, Alberto e Nicola per la pazienza e la professionalità dimostrate.

Un pensiero va anche ai colleghi del progetto (Alessandro, Alberto, Luca, Stefano, Matteo), dove sono attualmente inserito per i preziosi consigli in fase di rifinitura di questo lavoro, in particolare a Marco Zordan per la sua disponibilità e competenza oltre che per i momenti di spensieratezza che contribuiscono ad allentare la tensione durante la giornata di lavoro.

Concludo questa carrellata di nomi di amici e colleghi con il ringraziare con affetto due persone a me care che, purtroppo, non potranno leggere queste righe ma che

voglio qui ricordare per tutto il bene che mi hanno voluto: mia mamma Luisa e mio nonno Lino, che sarebbero stati felici di poter festeggiare con me nel giorno della mia laurea.

Non so se trovo le parole giuste per ringraziare mio papà Dario, mia sorella Irene e mio fratello Francesco, però vorrei che questo mio traguardo raggiunto, per quanto possibile, fosse per loro motivo di orgoglio e un ringraziamento per i sacrifici che hanno fatto.

Per ultimo ma non per ordine di importanza, vorrei ringraziare la persona che ho conosciuto proprio nel periodo in cui ho iniziato questa tesi, che mi è stata vicina durante i momenti di difficoltà e che mi è accanto anche in questo giorno di festa: grazie Wania!