

La valutazione dei circuiti di protezione TVS con Spice

Jim Lepkowski
ON Semiconductor

William Lepkowski
Università dell'Arizona

L'utilizzo di macromodelli Spice può risultare particolarmente utile per valutare la capacità dei diodi TVS di dissipare le tensioni transitorie che contribuiscono al guasto prematuro dei semiconduttori

Le simulazioni di circuiti mediante Spice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) rappresentano un metodo estremamente efficace per analizzare l'immunità di un sistema nei confronti dei transitori di tensione EMI che si propagano per conduzione. Spice può infatti configurarsi come uno strumento molto utile per validare ed ottimizzare le prestazioni dei circuiti di protezione contro i transitori che utilizzano diodi a valanga di tipo TVS (Transient Voltage Suppression - Soppressione delle Tensioni Transitorie). Le caratteristiche intrinseche dei diodi TVS - ridotte dimensioni, tempo di risposta veloce, bassa tensione di aggancio e costo contenuto - ne fanno una soluzione efficace per risolvere i problemi legati ai transitori di tensione. Nel presente articolo vengono confrontate le simulazioni Spice con le prove eseguite su banco per dimostrare la capacità dei diodi a valanga TVS di bloccare i transitori di tensione provocati da sorgenti di rumore, quali dispositivi induttivi e commutazione di carichi.

Caratteristiche I/V

I diodi Zener e TVS a valanga, pur avendo caratteristiche elettriche simili, differiscono tra loro in modo significativo.

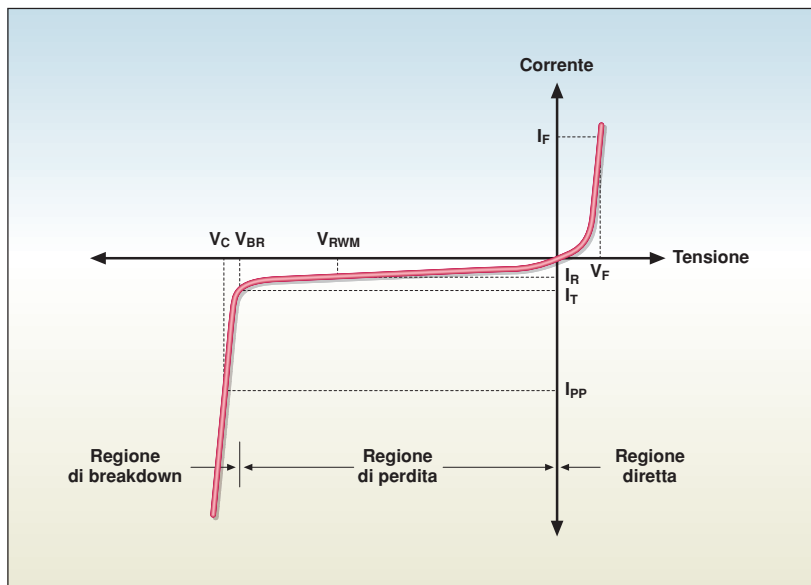


Fig. 1 - Caratteristiche I-V e definizioni delle specifiche di un diodo a valanga TVS

Mentre lo Zener è progettato per regolare una tensione stazionaria, un diodo TVS è studiato per bloccare una sovratensione transitoria.

Quest'ultimo, inoltre, ha solitamente un'area di giunzione più grande di quella di uno Zener, per cui risulta in grado di assorbire un'elevata energia di picco.

Nella figura 1 è riportata la relazione corrente-tensione di un diodo TVS.

Modelli Spice del diodo TVS a valanga

La maggior parte dei modelli Spice di diodi a valanga TVS disponibili è creata con l'istruzione diodo 'D' del program-

TABELLA 1- VALORI DI DEFAULT DELLE VARIABILI DELLO STATEMENT DIODO 'D' PSPACE

Variabile	Parametro	Valore di default Spice	Unità
IS	Corrente di saturazione	1 E-14	A
RS	Resistenza	0	Ω
BV	Tensione di breakdown inversa	∞	V
IBV	Corrente alla tensione di breakdown inversa	1 E-3	A
N	Coefficiente di emissione (h)	1	-
XT1	Coefficiente termico corrente di saturazione	3	-
TT	Tempo di transito	0	ns
CJO	Capacità giunzione a polarizzazione nulla	0	pF
VJ	Potenziale giunzione	1	V
M	Coefficiente di classificazione	0,5	-
EG	Energia di attivazione	1,11	eV
KF	Coefficiente rumore flicker	0	-
AF	Esponente rumore flicker	1	-
FC	Coefficiente polarizzazione diretta capacità di svuotamento	0,5	-
TNOM	Temperatura nominale	27	$^{\circ}\text{C}$

ma Spice. Esistono tuttavia diverse restrizioni che limitano l'uso di questa istruzione per modellare un diodo a valanga TVS. In primo luogo, l'istruzione diodo non prevede la possibilità di definire una resistenza serie separata per le regioni di breakdown a polarizzazione diretta e inversa: le resistenze nelle due regioni, infatti, non sono uguali. Quindi, non è possibile modellare con precisione la pendenza della caratteristica corrente-tensione in entrambe le regioni.

Inoltre, l'istruzione diodo 'D' non dispone di una variabile per modellare la variazione della tensione di breakdown con la temperatura. La tabella 1 descrive le variabili disponibili con il modello di diodo 'D' Pspace.

Sottocircuito del macromodello

Un macromodello del diodo TVS offre numerosi vantaggi rispetto al modello di diodo standard disponibile in Spice, compresa una rappresentazione più precisa della caratteristica di breakdown. I macromodelli TVS sono creati combinando dispositivi Spice standard in un

sottocircuito. La figura 2 descrive uno schema e una netlist Pspace di un macromodello. Il macromodello TVS è basato sul modello del diodo Zener fornito nei riferimenti [3] e [4].

Nei riferimenti [1] e [2] è possibile trovare ulteriori informazioni sulla modellazione dei dispositivi TVS. Nella regione di polarizzazione diretta, il diodo D_1 è

il componente chiave quando la tensione V_D è maggiore di zero.

Le caratteristiche di polarizzazione diretta del diodo TVS sono controllate dalle seguenti variabili: corrente di saturazione (IS), coefficiente di emissione (N) e resistenza serie (RS) di D_1 . Le equazioni di polarizzazione diretta sono le seguenti:

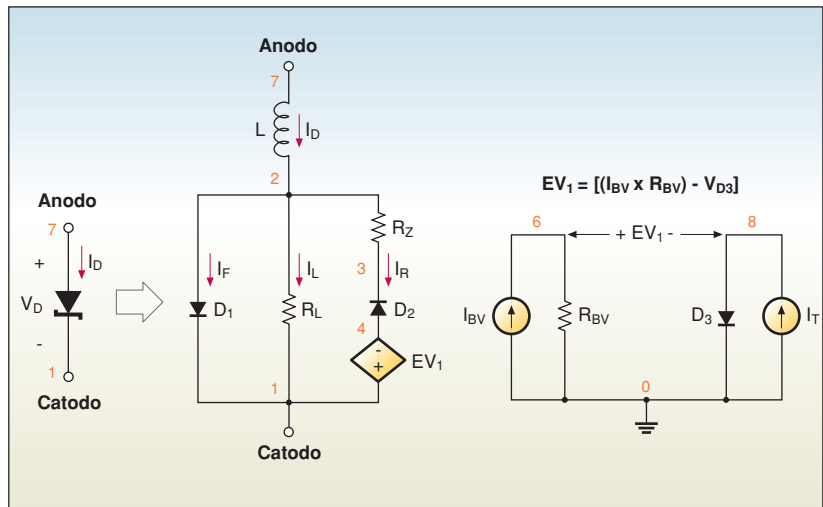


Fig. 2 - Macromodello Spice del diodo a valanga TVS

$$\begin{aligned}
 I_D &= I_F + I_L + I_R \\
 &= I_{F_D1} + \frac{V_D}{R_L} + I_{S_D2} \quad I_L \ \& \ I_R \ll I_F \\
 \therefore I_D &\cong I_{F_D1} \cong I_{S_D1} \left(e^{\frac{V_{D1}}{\eta V_T}} - 1 \right) \cong I_{S_D1} \left(e^{\frac{V_{D1}}{\eta V_T}} \right) \quad V_T = \frac{kT}{q} \cong 26 \text{ mV} @ 25^\circ\text{C}
 \end{aligned}$$

La regione di perdita o di polarizzazione inversa prima della regione di breakdown viene definita quando la tensione V_D è compresa fra 0 V e la tensione di breakdown (V_{BR}). Le correnti I_F e I_R sono piccole rispetto a I_L , perché i diodi D_1 e D_2 sono polarizzati inversamente. Pertanto, la corrente di perdita è uguale all'incirca a V_D/R_L .

$$\begin{aligned}
 I_D &= I_F + I_L + I_R \\
 &= I_{S_D1} + \frac{V_D}{R_L} - I_{S_D2} \quad I_F \ \& \ I_R \ll I_L \\
 \therefore I_D &\cong \frac{V_D}{R_L}
 \end{aligned}$$

La regione di breakdown è modellata da EV_1 , D_2 e R_Z . La corrente attraversa questo percorso quando la tensione supera la somma data da EV_1 e dalla tensione diretta di D_2 . La tensione di breakdown (V_{BR}), rappresentata da EV_1 , è uguale al prodotto del generatore di corrente I_{BV} e del resistore R_{BV} , meno la tensione di D_3 . D_3 è utilizzato per compensare la caduta di tensione di D_2 . La tensione di aggancio (V_C), specificata alla corrente I_{PP} , è uguale alla somma delle tensioni di EV_1 , R_Z e D_2 , come illustrato di seguito.

$$I_D \cong I_S \left(e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} \right) \quad \therefore V_D \cong \eta V_T \left[\ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right) \right]$$

$$\begin{aligned}
 V_C @ I_{PP} &= V_{BR} + V_{D2} + V_{RZ} \\
 &= \left[(I_{BV} R_{BV}) - \eta_3 V_T \ln \left(\frac{I_T}{I_{S3}} \right) \right] + \eta_2 V_T \ln \left(\frac{I_{PP}}{I_{S2}} \right) + (I_{PP} R_Z)
 \end{aligned}$$

La risposta ai transitori del macromodello è simulata includendo le caratteristiche di impedenza-frequenza del dispositivo TVS.

È necessario modellare l'impedenza perché il rapido tempo di salita e l'elevata corrente di picco dell'impulso transitorio creano informazioni ad alta frequenza che influenzano le prestazioni della risposta di blocco in regime transitorio. La modellazione dell'induttanza permette invece di simulare l'ampiezza dell'impulso di sovralongazione dovuto all'in-

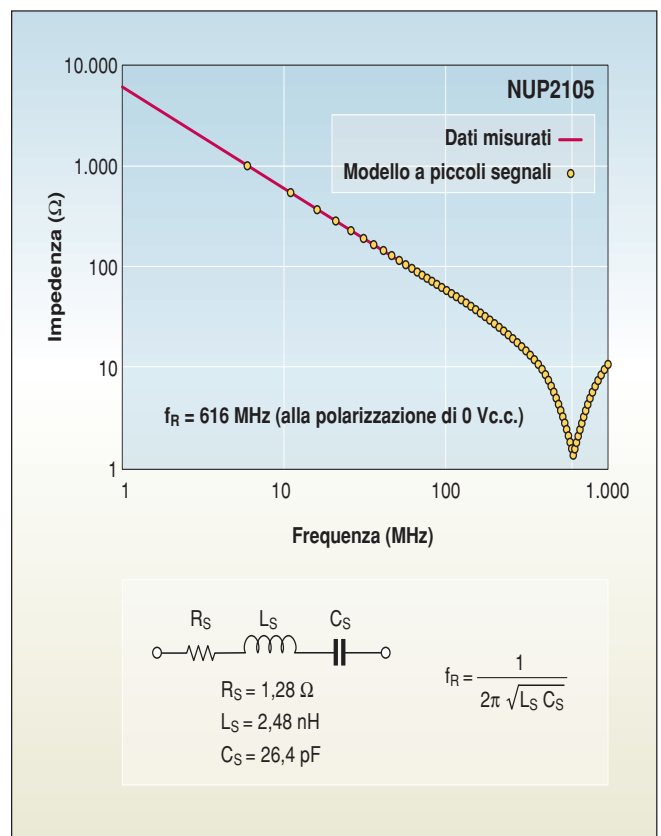


Fig. 3 - L'impedenza di un diodo TVS può essere modellata come un condensatore a frequenze relativamente basse; tuttavia, mano a mano che la frequenza si avvicina alla frequenza di risonanza, è necessario includere anche l'induttanza del package dell'integrato

duzzanza ($V = L (\Delta I / \Delta t)$) del package dell'integrato. L'adattamento della capacità aiuta a predire la forma della forma d'onda "agganciata", mentre l'integrazione di un termine di resistenza accurato è importante al fine di prevedere la capacità di potenza del dispositivo. Nella figura 3 è riportato il grafico di un diodo TVS a valanga. L'impedenza misurata può essere modellata tramite un circuito equivalente formato da un resistore (R_S), un induttore (L_S) e un condensatore (C_S) collegati in serie. R_S è

TABELLA 2 - CORRELAZIONE FRA I COMPONENTI DEL MODELLO IN C.A. E DEL MACROMODELLO

Componente del modello in c.a.	Componente equivalente del macromodello	Commenti
R_S	$R_Z + D_{2_RS}$	$R_Z \propto$ tensione di blocco V_C $R_Z \propto 1/\text{potenza nominale}$
L_S	L	L genera un breve impulso di sovralongazione a causa di $(\Delta I/\Delta t)$
C_S	D_{1_CJ0}	D_{1_CJ0} è specificato a 0 V e diminuisce mano a mano che la tensione di polarizzazione inversa aumenta

uguale alla parte reale dell'impedenza complessa ed è misurata alla frequenza di risonanza (f_R). A questa frequenza l'impedenza è puramente resistiva, perché le impedenze di L_S e C_S hanno la stessa ampiezza ma polarità opposte.

C_S si ottiene misurando la capacità a 1 MHz mentre L_S si ottiene dalla frequenza di risonanza, che corrisponde all'impedenza minima. La tabella 2 fornisce una correlazione fra il modello a piccoli segnali e il macromodello Spice.

Risultati dei test della simulazione

La capacità del macromodello Spice di prevedere le prestazioni di un dispositivo TVS si può desumere dal confronto tra i dati di simulazione e quelli ottenuti

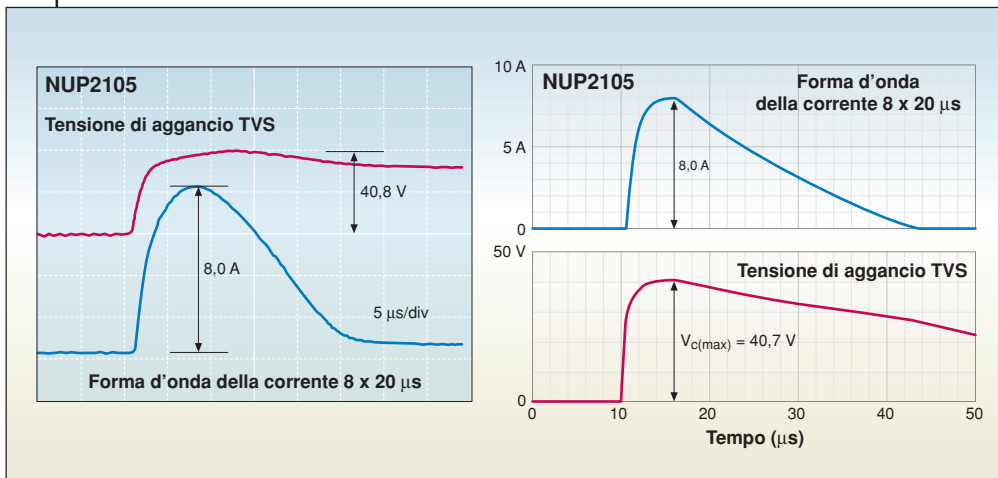


Fig. 4 - Spice prevede una tensione di blocco massima di 40,7 V, che corrisponde alla misura del test su banco di 40,8 V

Fig. 5 - Spice prevede una tensione di blocco massima di 28,9 V con la resistenza nominale del dispositivo ($R_Z = 1,28 \Omega$), mentre il test su banco ha prodotto un valore di 35,6 V. I risultati simulati corrispondono al test su banco se si aumenta R_Z a 8Ω

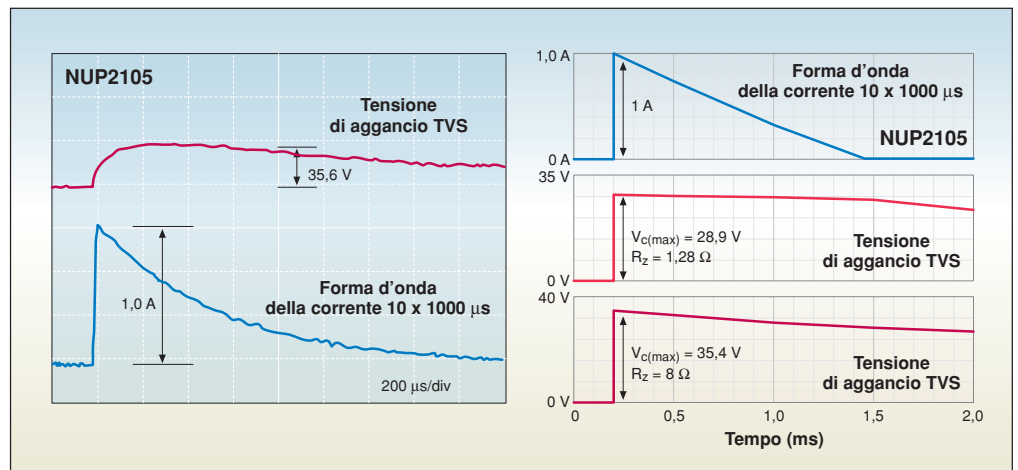


TABELLA 3 - LIMITI DI SIMULAZIONE DEI MACROMODELLI DEL DIODO TVS

Regione	Parametro chiave di progettazione	Limite
Diretta	Tensione diretta (V_F)	V_F è tipicamente specificata come valore massimo a un singolo punto di corrente nel datasheet La precisione aumenta se si utilizzano due punti di test tipici
Perdita	Corrente di perdita (I_L)	I_L è modellata come funzione lineare della tensione di polarizzazione I_L varia effettivamente come funzione esponenziale della tensione di polarizzazione
Breakdown	Tensione di blocco (V_C)	Il ΔV_C dovuta all'autoriscaldamento non è modellato I guasti per sovracorrenti non sono modellati

con le prove da banco per i test sui transistori di $8 \times 20 \mu s$ e $10 \times 1000 \mu s$. Queste forme d'onda sono spesso utilizzate per specificare la potenza di un dispositivo TVS, oltre a rappresentare gli impulsi transitori prodotti da sorgenti di rumore comuni. Gli impulsi transitori sono definiti dal loro tempo di salita (t_r) (misurato fra il 10 e il 90%) e la durata dell'impulso (misurata al 50%). Le forme d'onda di tensione e corrente rappresentano rispettivamente le condizioni di circuito aperto e cortocircuito ($R = 2 \Omega$).

La figura 4 illustra le prestazioni di aggancio di un diodo TVS per il test sul transitorio di $8 \times 20 \mu s$. L'impulso transitorio di $8 \times 20 \mu s$ rappresenta il transitorio di tensione positiva che viene creato dall'improvvisa interruzione della corrente in un carico collegato in parallelo con un modulo elettronico. I driver low-side impiegati per l'attivazione di moduli elettronici, motori e relè sono esempi di sistemi che possono generare questo impulso transitorio.

La figura 5 illustra le prestazioni di blocco di un diodo TVS per il test sul transitorio di $10 \times 1000 \mu s$.

Questo impulso transitorio si verifica quando si interrompe simultaneamente l'alimentazione di un carico induttivo e del dispositivo in prova (DUT).

Motori a c.c., solenoidi e relè sono esempi comuni di carichi induttivi che possono generare un impulso transitorio di questo tipo.

La discordanza fra la tensione di blocco

misurata e simulata nel caso dell'impulso di $10 \times 1000 \mu s$ è dovuta all'autoriscaldamento del dispositivo provocata dalla corrente transitoria.

Inoltre, il macromodello è stato calibrato per l'impulso di $8 \times 20 \mu s$ anziché di $10 \times 1000 \mu s$. La precisione della tensione di aggancio prevista per impulsi a elevata energia e lunga durata può essere aumentata calibrando il modello con l'impulso di $10 \times 1000 \mu s$.

Ulteriori miglioramenti del macromodello prevedono l'integrazione di un modello termico per simulare l'incremento della temperatura di giunzione del dispositivo TVS provocato dall'autoriscaldamento.

Limiti della rappresentazione Spice

I macromodelli offrono una rappresentazione Spice precisa delle caratteristiche di corrente e tensione del diodo a valanga TVS per la maggior parte delle applicazioni. I macromodelli permettono inoltre di superare molte delle limitazioni associate all'istruzione diodo 'D' Spice. I macromodelli si propongono dunque come uno strumento di progettazione efficace per analizzare i circuiti di soppressione dei transistori. Tuttavia, essi non possono sostituire i test di sviluppo hardware.

In tabella 3 è riportata una sintesi dei limiti dei macromodelli.

In definitiva, i progettisti di sistemi si trovano a dover soddisfare stringenti

requisiti in termini di soppressione dei transistori. Per realizzare prodotti competitivi, essi devono aumentare l'affidabilità e ridurre le dimensioni e il costo dei loro circuiti. I diodi TVS a valanga possono essere utilizzati per aumentare l'immunità ai transistori senza incrementare significativamente costi, dimensioni e complessità dei circuiti di potenza. La capacità dei diodi TVS di dissipare le tensioni transitorie che contribuiscono al guasto prematuro dei semiconduttori può essere valutata utilizzando macromodelli Spice. ✍

ON Semiconductor
readerservice.it n. 22

Bibliografia

- [1] Bley, M., Filho, M. e Raizer, A. "Modeling Transient Discharge Suppressors", Ieee Potentials, Agosto/Settembre 2004
- [2] Hageman, S. "Model Transient Voltage Suppression Diodes", MicroSim Application Notes, 1997
- [3] Lepkowski, J. "AND8250 - Zener Macro-Models Provide Accurate Spice Simulations", ON Semiconductor, 2005
- [4] Wong, S.; Hu, C. e Chan, S. "Spice Macro Model for the Simulation of Zener Diode Current-Voltage Characteristics", International Journal of Electronics, Volume 71, No. 24, Agosto 1991