

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE
IN INGEGNERIA ELETTRONICA

GENERATORE A PETTINE
MEDIANTE IMPIEGO DI DIODO SRD
PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE

LAUREANDO: *Andrea Petucco*

CORRELATORE: *Ing. Marco Stellini*

RELATORE: *Prof. Leopoldo Rossetto*

Padova, 11 Dicembre 2012

Alla mia famiglia

con infinita gratitudine

Indice

1	Introduzione	1
1.1	Nozioni teoriche	2
1.2	Specifiche di progetto	6
2	Progetto del circuito elettronico	8
2.1	Diodo Step Recovery	8
2.2	Circuito con diodo step-recovery	12
2.3	BJT in zona di scarica a valanga	24
2.4	Generatore di impulsi tramite BJT in zona a valanga	29
3	Dimensionamento	37
3.1	Dimensionamento del generatore di impulsi	37
3.2	Dimensionamento del circuito a diodo step-recovery	46
4	Progetto del circuito stampato	47
4.1	Montaggio del circuito su PCB	51
5	Test e misure sul comb-generator	53
5.1	Collaudo del generatore a valanga	53
5.2	Collaudo del circuito a diodo SRD	57
5.3	Analisi delle misure	61
5.4	Margini di miglioramento	67
6	Conclusioni	68
7	Appendice	70

1 Introduzione

Oggetto del lavoro di tesi è la progettazione di un generatore a pettine con spettro a radiofrequenza da utilizzare come generatore di armoniche spettrali nei test di immunità alle emissioni elettromagnetiche.

Un generatore a pettine o “comb generator” è un generatore che produce un segnale composto da armoniche multiple di una certa frequenza di base. Il contenuto spettrale del segnale prodotto, che può essere visualizzato tramite analizzatore di spettro, ricorda la struttura a denti di un pettine, da qui il nome “comb generator”.

Esistono comb generator con caratteristiche molto differenti a seconda delle applicazioni in cui vengono utilizzati, nonostante ciò il principio di funzionamento resta invariato. Le principali differenze riguardano l'intervallo di frequenze di lavoro e la spaziatura tra le armoniche generate.

Ad esempio esistono comb generator per audio, utilizzati per rilevare le risposte impulsive di un sistema (riverberi a convoluzione software, simulatori di cassa, analizzatori di risposte impulsive) che lavorano su frequenze nello spettro dell'udibile. Altri invece lavorano su spettri RF e vengono utilizzati nei test di sistemi di comunicazione, test EMC su dispositivi elettronici consumer o per valutazioni e caratterizzazioni dei siti di misura (es. camere anecoiche). Collegando il generatore ad un'antenna lo si utilizza come emettitore di rumore stabile e ripetibile.

Lo spettro di un comb generator “ideale” presenta infinite armoniche, multiple della fondamentale F , di ampiezza costante nell'intero spettro. Il segnale temporale che presenta questo spettro è un treno di impulsi di Dirac distanziati l'uno dall'altro del periodo $T = \frac{1}{F}$. Sempre idealmente, il delta di Dirac è una funzione rettangolare di ampiezza infinita, durata infinitesima e area unitaria, per questo fisicamente impossibile da realizzare. Ciò si traduce nell'impossibilità di ottenere uno spettro infinito e costante, nella pratica le armoniche del segnale generato da un comb generator reale avranno un'attenuazione crescente con la frequenza. In fig.1.1 è illustrato l'andamento temporale e il relativo spettro in frequenza di un treno di impulsi di delta di Dirac di periodo T .

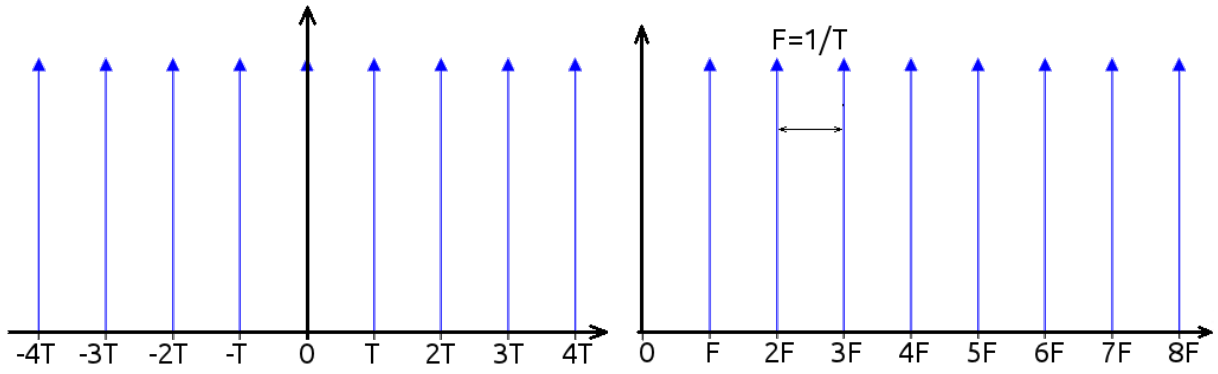


Figura 1.1: Comparazione tra un treno di impulsi di Dirac di periodo T e il suo spettro in frequenza.

1.1 Nozioni teoriche

Nonostante queste limitazioni si possono ottenere ottimi risultati generando impulsi con forma trapezoidale di durata τ adeguata all'applicazione (figura 1.2).

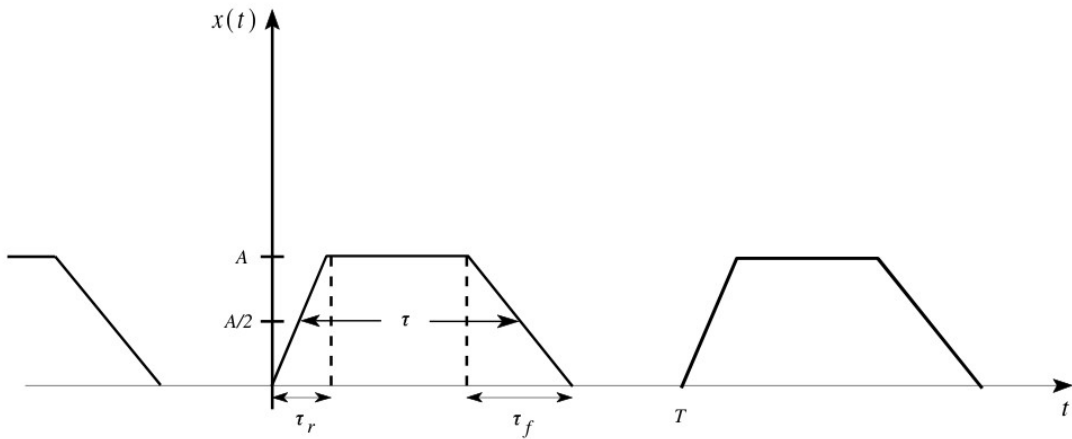


Figura 1.2: Treno di impulsi trapezoidali.

Lo spettro di questo tipo di segnale è dato dalla somma delle armoniche multiple della frequenza fondamentale $F = \frac{1}{T}$ di ampiezza c_n . Per semplificare la trattazione si eguaglia il tempo di salita con quello di discesa, $\tau_r = \tau_f$. Considerando la pulsazione fondamentale $\omega_0 = 2\pi F$, le componenti spettrali del segnale in esame si collocano nei multipli della fondamentale, $n\omega_0$, con $n \in \mathbb{N}$, altrove il suo spettro vale 0. L'ampiezza dell'ennesima componente spettrale, vale:

$$c_n(n) = A \frac{\tau}{T} \cdot \text{sinc}(n\omega_0 \frac{\tau}{2}) \cdot \text{sinc}(n\omega_0 \frac{\tau_r}{2}) \quad (1.1)$$

Per capire come meglio approssimare il comportamento del treno di impulsi trapezoidali è necessario studiare l'andamento dell'involuppo spettrale dei coefficienti in funzione della frequenza. Sostituendo $\omega_0 = 2\pi F$ e $n = \frac{f}{F}$ con $f \in \mathbb{R}$ nell'eq. 1.1, il modulo dell'involuppo è dato da:

$$|c_{inv}(f)| = 2A \frac{\tau}{T} \cdot |\text{sinc}(\pi\tau f)| |\text{sinc}(\pi\tau_r f)|$$

Questo limite superiore rappresenta il massimo valore che le armoniche del segnale possono assumere.

Rappresentando l'involuppo in scala logaritmica si ottiene:

$$|c_{inv}(f)|_{dB} = 20 \log_{10}(2A \frac{\tau}{T}) + 20 \log_{10} |\text{sinc}(\pi\tau f)| + 20 \log_{10} |\text{sinc}(\pi\tau_r f)|$$

dove il termine $20 \log_{10}(2A \frac{\tau}{T})$, essendo costante, ha una pendenza di 0 dB/dec. Nel secondo e terzo termine, gli argomenti del logaritmo assumono la forma $\frac{\sin(x)}{x}$: poichè per x piccola si ha $\sin(x) \cong x$

$$\frac{\sin(x)}{x} = \begin{cases} 1 & x \ll 1 \\ \frac{1}{x} & x \gg 1 \end{cases}$$

Questa funzione può essere logaritmicamente approssimata con 2 asintoti, il primo per $x \ll 1$, con pendenza 0dB/dec, il secondo per $x \gg 1$, con pendenza -20dB/dec . L'asintoto con pendenza 0dB/dec si incontra con quello a pendenza -20dB/dec in $f_1 = \frac{1}{\pi\tau}$, mentre quest'ultimo si incontra con quello a pendenza -40dB/dec in $f_2 = \frac{1}{\pi\tau_r}$. L'involuppo che ne risulta presenta perciò due spezzamenti, posti a frequenza $f_1 = \frac{1}{\pi\tau}$, e $f_2 = \frac{1}{\pi\tau_r}$ rispettivamente, come riportato in figura 1.3.

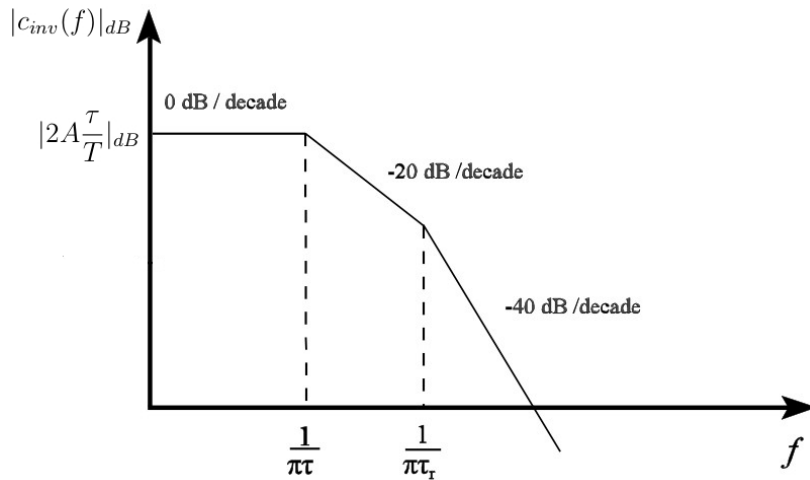


Figura 1.3: Involuppo dello spettro di un treno di impulsi trapezoidali.

1 Introduzione

In fig. 1.4 è evidenziato lo spettro di due treni di impulsi trapezoidali con diversi valori di τ_r .

In fig. 1.5 è rappresentato il comportamento dello spettro in dBm (calcolati su una resistenza di 50Ω) di diversi treni di impulsi trapezoidali in funzione dell'ampiezza in tensione A, della frequenza di ripetizione F e dei tempi τ e τ_r .

Le caratteristiche dei segnali analizzati, sono elencate in tab.1.1.

	τ [ps]	τ_r [ps]	F [MHz]	Ampiezza [V]	f_τ [MHz]	f_{τ_r} [MHz]
Segnale 1, fig.1.4	5000	100	100	5	63	3180
Segnale 2, fig.1.4	5000	500	100	5	63	636
Segnale 3, fig. 1.5	900	100	20	10	353	3180
Segnale 4, fig. 1.5	1600	200	20	10	198	1590
Segnale 5, fig. 1.5	900	100	50	10	353	3180

Tabella 1.1: Caratteristiche dei segnali simulati in fig. 1.5

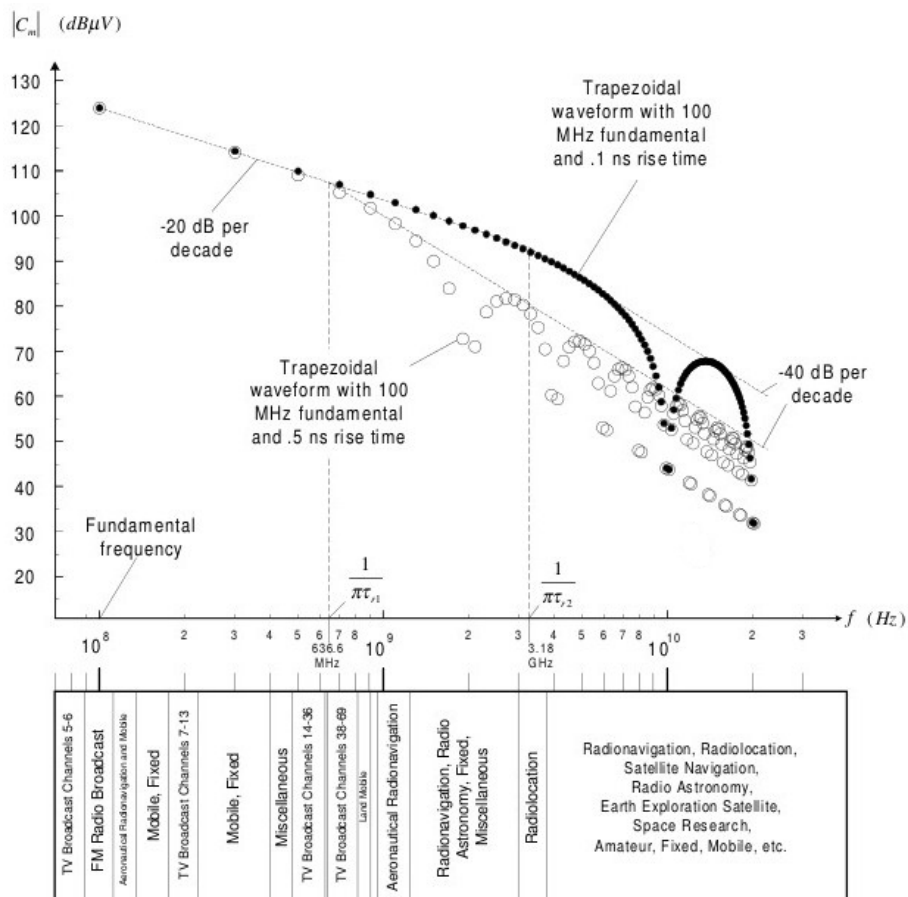


Figura 1.4: Confronto tra due segnali con diverse caratteristiche elencate in tab. 1.1.

1 Introduzione

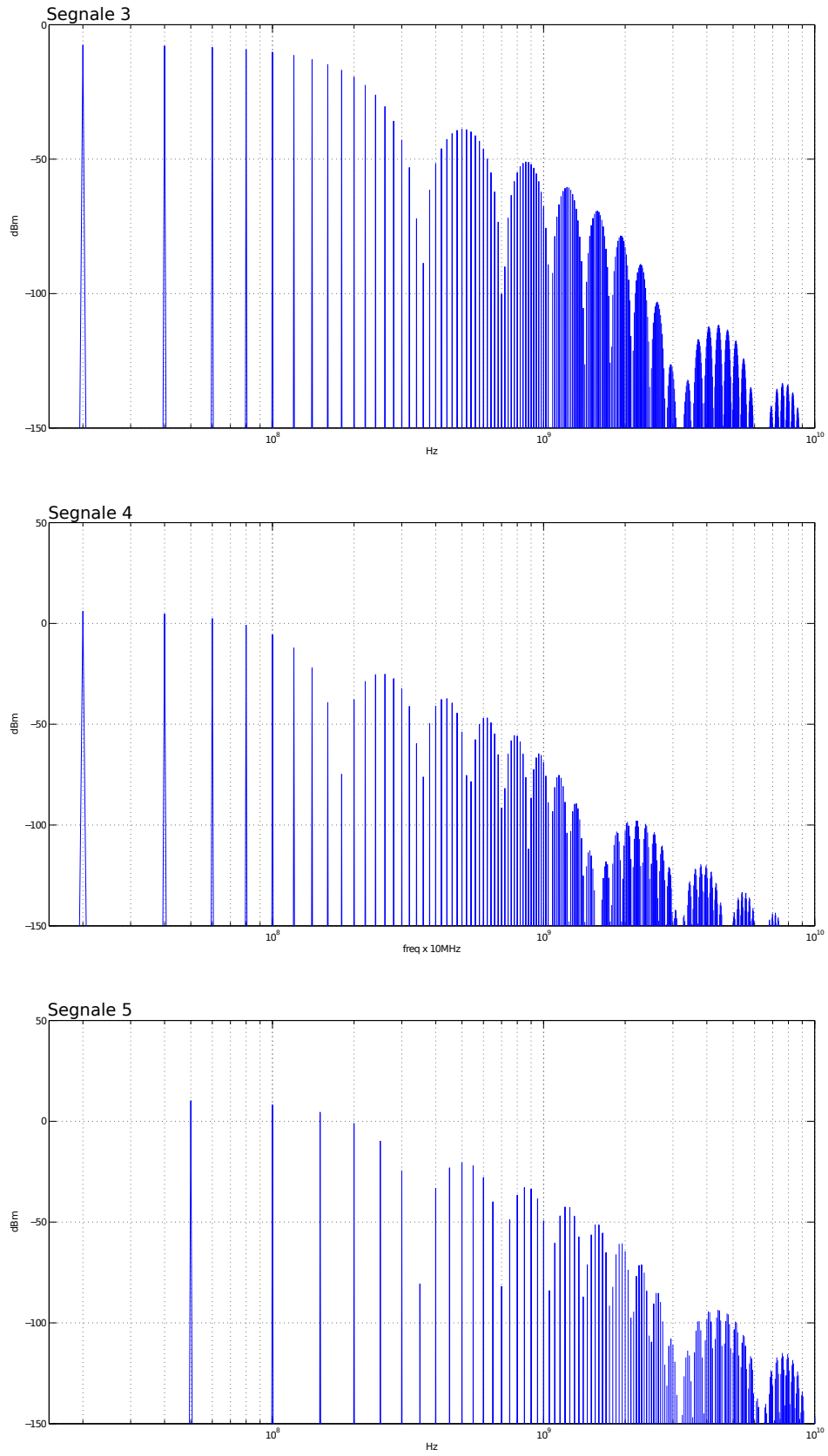


Figura 1.5: Confronto tra differenti simulazioni dello spettro di segnali con caratteristiche elencate in tab. 1.1

Analizzando i grafici ottenuti si possono fare alcune considerazioni sui legami delle caratteristiche temporali del segnale con quelle in frequenza:

- Minore è la durata dell'impulso temporale, maggiore sarà l'estensione della banda non attenuata ($0dB/dec$) del suo spettro in frequenza.
- Minori sono i tempi di salita e discesa dell'impulso, maggiore sarà la frequenza di taglio che delimita la banda attenuata di $-20dB/dec$ da quella attenuata di $-40dB/dec$ del suo spettro in frequenza.
- Maggiore è la frequenza di ripetizione degli impulsi e maggiore il modulo delle componenti spettrali del segnale.
- Maggiore è la frequenza di ripetizione degli impulsi e maggiore sarà la distanza tra le componenti spettrali.
- Maggiore è la durata dell'impulso temporale, maggiori saranno le ampiezze delle componenti spettrali nella banda non attenuata.
- Maggiore è l'ampiezza dell'impulso, maggiori saranno le ampiezze delle componenti spettrali del treno di impulsi.

Per ottenere un buon risultato bisogna minimizzare τ_r e trovare un compromesso tra densità di componenti spettrali, potenza del segnale, durata dell'impulso e banda base del suo inviluppo spettrale.

1.2 Specifiche di progetto

In questo lavoro di tesi si vuole realizzare un comb generator in grado di riprodurre un'occupazione spettrale nel range $30MHz - 1GHz$, tipico del settore EMC.

Per garantire una buona densità dello spettro, la frequenza fondamentale, e conseguentemente la separazione tra le armoniche spettrali, si richiede essere pari a $2MHz$.

La potenza delle componenti spettrali in uscita al generatore a pettine dovrà essere maggiore di $-30dBm$.

Segnali con queste caratteristiche vanno incontro a problematiche introdotte dalle grandezze parassite dei componenti utilizzati che normalmente non vengono considerate nello studio sulla carta.

A causa di questi effetti indesiderati è spesso difficile prevedere analiticamente il comportamento del circuito fisico. Inoltre possono verificarsi problemi dovuti a emissioni elettromagnetiche causate dalle alte frequenze in gioco nel sistema. Per la realizzazione fisica

del circuito e per il collaudo sono necessari strumenti molto veloci che comunque, data la delicatezza del circuito, introducono errori di misura poco prevedibili e quantificabili.

Preso atto di tutto ciò ci si immerge nell'affascinante mondo da esplorare in questo particolare settore dell'elettronica analogica.

2 Progetto del circuito elettronico

Da quanto emerge dalle considerazioni affrontate nel precedente capitolo, l'aspetto più delicato nella progettazione e realizzazione di un comb generator è quello di trasformare un segnale a frequenza fondamentale F_0 nel treno di impulsi. Per lo sviluppo del progetto di questo lavoro si è adottato uno schema basato sull'impiego dello step recovery diode (SRD), il cui funzionamento è illustrato nel corso del seguente capitolo.

2.1 Diodo Step Recovery

Per soddisfare la necessità di ottenere fronti di commutazione dell'ordine delle centinaia di picosecondi, un componente chiave è lo step-recovery diode.

Lo step recovery diode è un diodo P-I-N con caratteristiche statiche molto simili alla comune giunzione P-N, ma con proprietà dinamiche differenti. La caratteristica principale che lo distingue dai comuni diodi P-N è il tempo impiegato da questo semiconduttore per passare dallo stato di conduzione a quello di interdizione, chiamato tempo di transizione t_T , che può essere inferiore ai $100ps$. Nei normali diodi P-N il tempo di transizione non è mai inferiore ad $1ns$. In un diodo SRD la commutazione tra i due stati avviene, dall'istante dell'inversione della corrente, dopo un tempo t_s , detto tempo di recovery, necessario alla corrente inversa ad estrarre la carica precedentemente accumulata nella giunzione durante la polarizzazione diretta.

Il fenomeno dell'accumulo di carica è comune a tutti i diodi a giunzione P-N ed è legato al tempo di vita dei portatori minoritari della giunzione. La carica accumulata in condizioni di polarizzazione diretta può essere ottenuta dall'equazione di continuità:

$$i_D(t) = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau}$$

dove:

- $i_D(t)$ = corrente istantanea nel diodo
- Q = carica accumulata nella giunzione
- τ_D = tempo di vita dei portatori minoritari

Considerando $i(t)$ costante, la carica accumulata nel diodo risulta:

$$Q = I_{FW}\tau_D(1 - e^{-\frac{t_F}{\tau_D}}) \quad (2.1)$$

dove:

- I_{FW} = corrente nel diodo in polarizzazione diretta
- t_{FW} = durata temporale dell'applicazione di I_{FW} nel diodo

Se $t_{FW} \gg \tau$ allora:

$$Q \simeq I_{FW}\tau_D$$

Se alla giunzione viene quindi applicata una corrente inversa I_R costante, il tempo necessario ad estrarne la carica è

$$t_s \simeq \tau_D \ln \left[1 + \frac{I_{FW}(1 - e^{-\frac{t_{FW}}{\tau_D}})}{I_R} \right]$$

dove:

- t_s = tempo necessario a rimuovere la carica accumulata da I_{FW}
- I_R = corrente inversa

Se $t_{FW} \gg \tau_D$ allora:

$$t_s \simeq \tau_D \ln \left[1 + \frac{I_{FW}}{I_R} \right]$$

Facendo in modo di avere $\frac{I_{FW}}{I_R} \ll 1$ si può introdurre la seguente semplificazione:

$$t_s \simeq \tau_D \frac{I_{FW}}{I_R}$$

In fig. 2.1 è rappresentata la carica della giunzione a corrente costante I_{FW} per un tempo t_{FW} e la sua successiva scarica attraverso la corrente inversa costante I_R . Si osserva che il diodo conduce, nonostante il verso negativo della corrente, per un tempo di recovery pari a t_s , fino all'istante di in cui la carica Q viene completamente svuotata, in cui avverrà la transizione tra stato di conduzione a quello di interdizione.

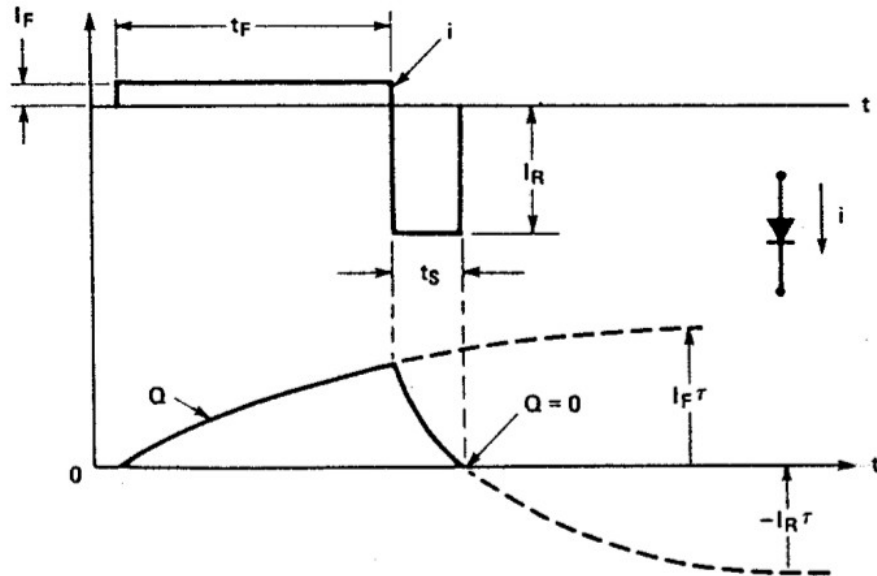


Figura 2.1: Carica e scarica a corrente costante di un diodo SRD.

Nel progetto del comb generator verrà sfruttato il tempo di transizione t_T , del diodo SRD per generare impulsi con tempi di discesa dell'ordine delle centinaia di picosecondi. La commutazione in questione è raffigurata in fig.2.2 , dove è illustrato un ingrandimento di fig. 2.1 relativo dell'istante temporale nel quale avviene l'esaurimento della carica Q accumulata nella giunzione.

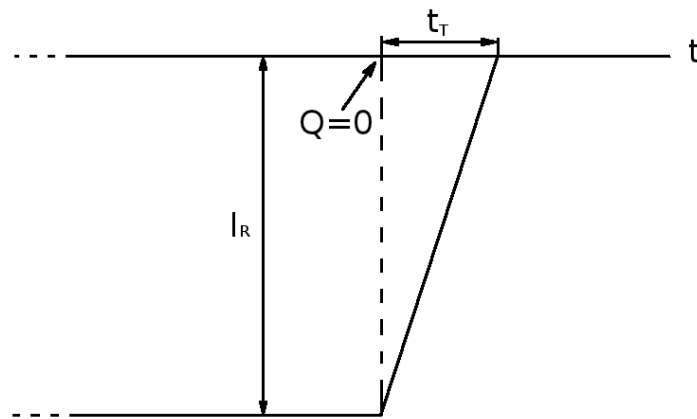


Figura 2.2: Commutazione tra lo stato di conduzione inversa e quello di interdizione del diodo SRD.

Parametri caratteristici SRD

I principali parametri che caratterizzano un diodo SRD sono:

- V_{BR} : tensione di breakdown del diodo.

- C_{VR} : capacità in polarizzazione inversa.
- r_s : resistenza serie del diodo.
- τ_D : tempo di vita dei portatori minoritari.
- t_T : tempo di transizione dallo stato di bassa a quello di alta impedenza.
- L_p : induttanza del package, dovuta alle grandezze parassite.
- C_p : capacità parassita propria del contenitore, di solito molto inferiore alla capacità in polarizzazione inversa.

Per non danneggiare il diodo bisogna prestare attenzione ai limiti assoluti della corrente di polarizzazione diretta ed inversa e alla tensione di breakdown del dispositivo.

Questo diodo non è facile da reperire sul mercato. Si tratta di un componente usato per strumentazione RF, i fornitori spesso non tengono magazzino di questi componenti.

Nell'ambito di questo progetto sono stati reperiti due modelli di step-recovery diode. Inizialmente è stato procurato il 2D528A di fabbricazione russa, costruito su specifiche militari, le cui caratteristiche sono riportate in tab. 2.1.

Successivamente, dopo aver meglio inquadrato le specifiche di progetto ci si è orientati verso un modello con tolleranze maggiori, il GC20151-2544-8A 1075. Di questo componente non è stato possibile reperire il datasheet, sono note solo alcune sue caratteristiche, misurate direttamente dal fornitore e riportate in tab. 2.2.

V_{BR}	12 V
Forward voltage V_b	0.8 - 1 V
Forward current	15 mA
Forward current pulse	200 mA
Reverse current pulse	400 mA
C_{VR}	0.6 pF
t_T	50 ps
τ	10nS
f_{MAX}	200 GHz
C_p	0.18 pF
L_p	0.4 nH

Tabella 2.1: Absolute ratings e caratteristiche dinamiche diodo SRD 2D528A

V_{BR}	45,52V
$C_{VR}(-6V)$	1,14pF
t_T	110ps
τ	20ns

Table 2.2: Caratteristiche disponibili del diodo GC20151-2544-8A 1075

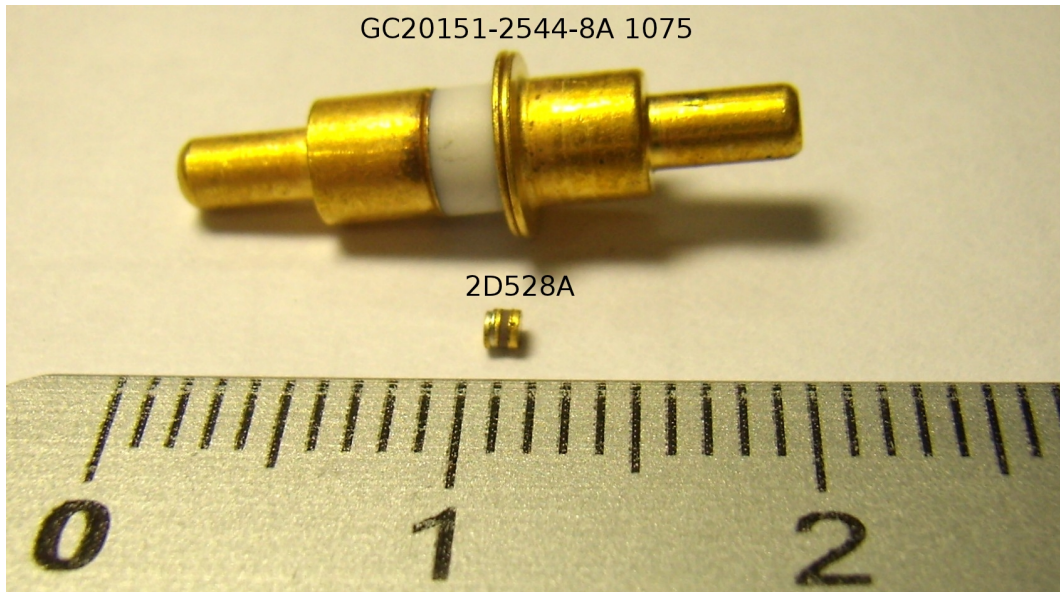


Figure 2.3: Confronto tra i due modelli di diodi step-recovery

2.2 Circuito con diodo step-recovery

Il circuito proposto in questa sezione ha la capacità di generare commutazioni con fronti di discesa molto ripidi e tempi di discesa pari al tempo di commutazione del diodo SRD t_T .

Lo schema proposto è riportato in fig. 2.4 ed è composto da un condensatore C , da una resistenza di polarizzazione R_i , da un generatore di tensione E collegato al ramo di R_i e dal diodo SRD.

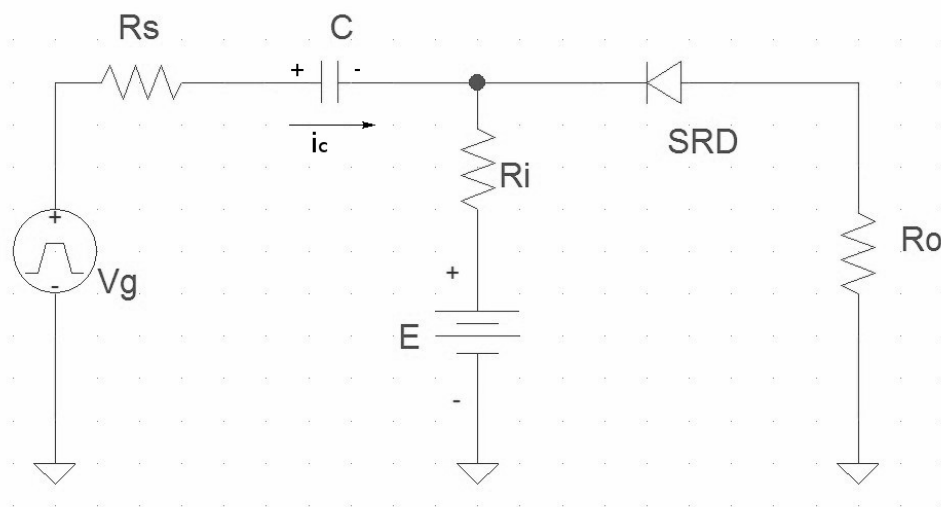


Figure 2.4: Schema del circuito base.

Il circuito presenta in ingresso un generatore di tensione V_g con resistenza interna R_s , la cui forma d'onda è rappresentata in fig. 2.5. La tensione in uscita a V_g ha forma trapezoidale con tempi di salita $t_r = t_6 - t_4$ e di discesa $t_f = t_3 - t_1$, periodo $T = t_6$ e tensione variabile tra $0V$ e V_{gmax} . Per studiare il circuito si ipotizza il condensatore C di valore abbastanza elevato da poter considerare costante la tensione ai suoi capi, in condizioni di regime perciò lo si considera come un generatore di tensione di valore V_c .

La fase di conduzione e il verso della corrente del diodo SRD è determinata dallo stato di V_g e dalla tensione sul catodo V_k :

$$V_k = \frac{ER_s + (V_g - V_c)R_i}{R_s + R_i}$$

Ponendo $V_k = 0$ ed esplicitando la tensione del generatore si ottiene la tensione V_{gx} limite tra la polarizzazione positiva e negativa del diodo SRD, detta V_{gx} :

$$V_{gx} = V_c - E \frac{R_s}{R_i}$$

- Per $V_g > V_{gx}$ si ha $V_k > 0$, il diodo SRD è polarizzato inversamente.
- Per $V_g < V_{gx}$ si ha $V_k < 0$, il diodo SRD è polarizzato direttamente.

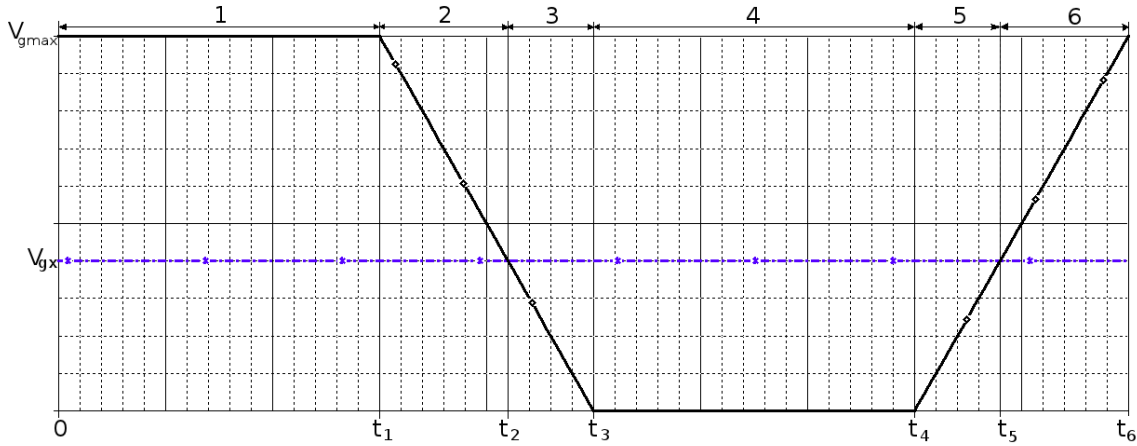


Figure 2.5: Segnale in ingresso al circuito, con i riferimenti delle sue fasi di funzionamento della tensione sul condensatore.

Come illustrato in fig. 2.5, il funzionamento del circuito è suddivisibile in 6 fasi principali, in base allo stato del generatore rispetto a V_{gx} , e in base allo stato del diodo SRD:

1. $v_g(t) = V_{gmax}$, diodo SRD interdetto.

2. $v_g(t)$ in fase di discesa con $v_g(t) > V_{gx}$, diodo SRD interdetto.
3. $v_g(t)$ in fase di discesa con $v_g(t) < V_{gx}$, diodo SRD in conduzione diretta.
4. $v_g(t) = 0V$, diodo in conduzione diretta.
5. $v_g(t)$ in fase di salita con $v_g(t) < V_{gx}$, diodo SRD in conduzione diretta.
6. $v_g(t)$ in fase di salita con $v_g(t) > V_{gx}$, diodo SRD in conduzione inversa.

In seguito viene descritto il funzionamento del circuito in ogni fase.

Fase 1: $0 < t < t_1$

Nella fase 1 il generatore presenta in uscita un livello logico alto, polarizzando inversamente il diodo. Lo schema equivalente del circuito in questo stato è riportato in figura 2.6. La corrente nel diodo è nulla, come la tensione sulla resistenza di uscita R_o .

La corrente erogata dal generatore in questo caso passa tutta per la resistenza R_i , caricando il condensatore.

Sotto queste ipotesi, per $0 < t < t_1$ la corrente sul condensatore vale:

$$i_c(t) = \frac{V_{gmax} - V_c - E}{R_s + R_i}$$

La carica accumulata nel condensatore C nella fase 1 risulta essere:

$$Q_1 = i_c(0)t_1$$

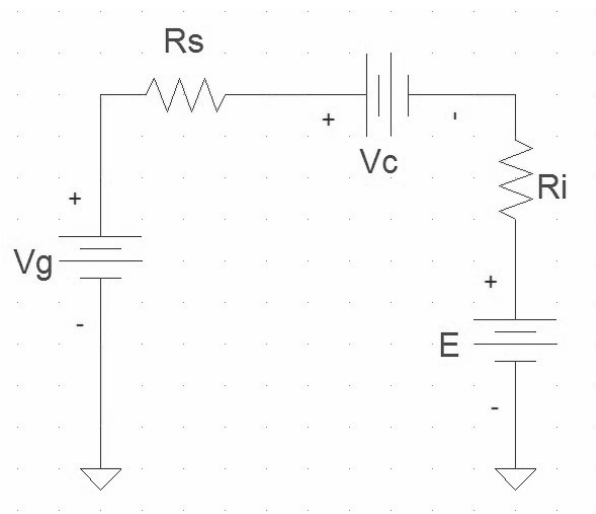


Figure 2.6: Topologia del circuito durante la fase 1.

Fase 2: $t_1 < t < t_2$

In questa fase il generatore assume una tensione positiva decrescente linearmente.

Essendo $v_g(t) > V_{gx}$, il catodo è polarizzato ad una tensione positiva, perciò diodo SRD è interdetto. Per $t_1 < t < t_2$ la corrente sul condensatore vale:

$$i_c(t) = \frac{v_g(t) - V_c - E}{R_s + R_i}$$

La carica accumulata nel condensatore C in questa fase è pari a:

$$Q_2 = \frac{i_c(t_1) - i_c(t_2)}{2}(t_2 - t_1)$$

Fase 3: $t_2 < t < t_3$

In questa fase il generatore presenta ai suoi capi una tensione positiva decrescente inferiore a V_{gx} . Per $v_g(t) < V_{gx}$ il diodo SRD è polarizzato direttamente ed entra in conduzione, cominciando ad accumulare cariche nella regione di carica spaziale (RCS).

Il modello utilizzato per descrivere il diodo è illustrato in fig. 2.7 ed è composto dalla serie di un diodo ideale con la resistenza interna r_d del diodo reale e da un generatore di tensione di valore pari alla sua tensione di polarizzazione diretta V_d .

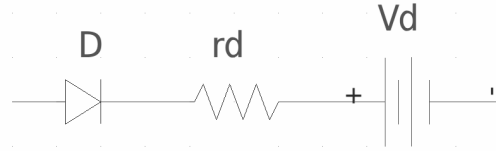


Figure 2.7: Modello del diodo SRD per il calcolo delle correnti nel circuito.

Per trovare la corrente nel condensatore è utile semplificare il circuito tramite il teorema di Thevenin alla maglia di uscita ottenendo lo schema di fig. 2.8:

$$V_{eqo} = E \frac{(r_d + R_0)}{R_i + r_d + R_o} - V_d \frac{R_i}{R_i + r_d + R_o} \quad (2.2)$$

$$R_{eqo} = \frac{R_i \cdot (r_d + R_0)}{R_i + R_0 + r_d}$$

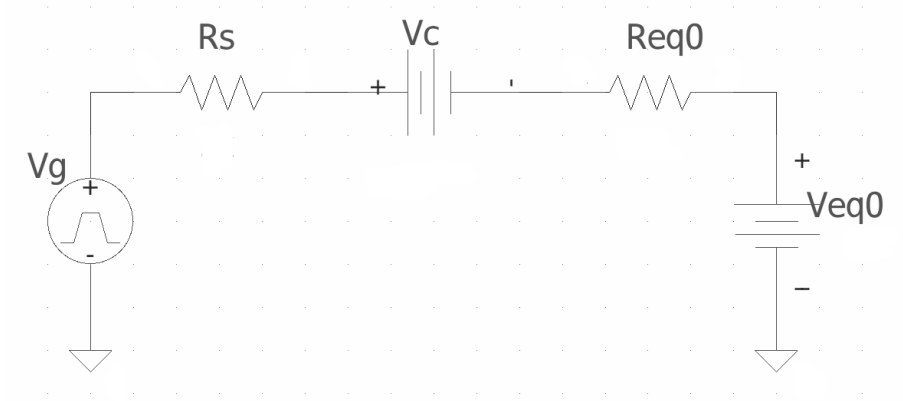


Figure 2.8: Topologia con diodo SRD in conduzione applicando Thevenin alla maglia di uscita.

Per $t_2 < t < t_3$ la corrente sul condensatore vale:

$$i_c(t) = \frac{v_g(t) - V_c - V_{eq0}}{R_s + R_{eq0}}$$

Se la rampa è lineare la carica totale sul condensatore durante questa fase è:

$$Q_3 = \frac{i_c(t_3) - i_c(t_2)}{2}(t_3 - t_2)$$

Fase 4: $t_3 < t < t_4$

Nella fase 4 il generatore si trova a $0V$ e il diodo viene polarizzato direttamente dal condensatore C e dal generatore E . Lo schema equivalente del circuito in questo stato è riportato in figura 2.9.

Utilizzando il circuito ridotto tramite teorema di Thevenon illustrato in fig.2.8 e ponendo $v_g(t) = 0$, per $t_3 < t < t_4$ la corrente sul condensatore vale:

$$i_c(t) = -\frac{V_c + V_{eq0}}{R_s + R_{eq0}}$$

La carica accumulata nel condensatore C durante la fase 4 risulta pertanto:

$$Q_4 = i_c(t_3) \cdot (t_4 - t_3)$$

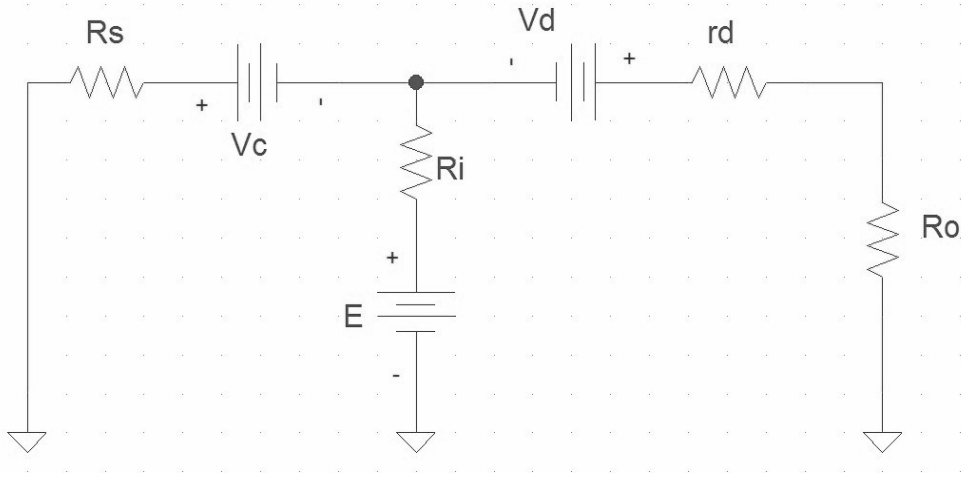


Figure 2.9: Topologia del circuito durante la fase 4.

Per ricavare la corrente sul diodo e la tensione sulla resistenza R_o conviene semplificare la maglia di ingresso con Thevenin ottenendo lo schema di fig. 2.10:

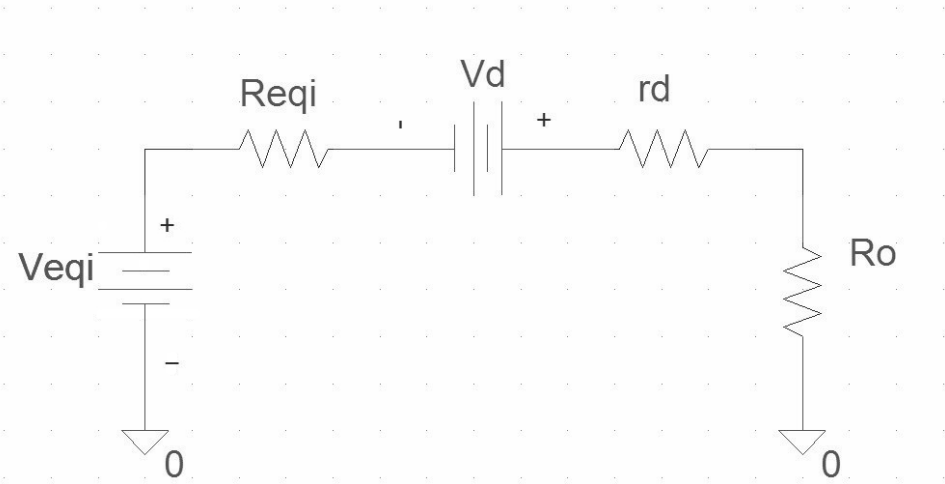


Figure 2.10: Topologia nella fase 4 applicando Thevenin alla maglia di ingresso.

$$v_{eqi}(t) = (v_g(t) - V_c) \frac{R_i}{R_s + R_i} + E \frac{R_s}{R_s + R_i} \quad (2.3)$$

$$R_{eqi} = \frac{R_i \cdot R_s}{R_i + R_s}$$

Poichè nella fase 4, per $t_3 < t < t_4$ si ha $v_g = 0$:

$$V_{eqi} = E \frac{R_s}{R_s + R_i} - V_c \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

La corrente di polarizzazione diretta del diodo I_{FW} è costante e vale:

$$I_{FW} = -\frac{V_{eqi} + V_d}{R_{eqi} + R_d + R_0}$$

Fase 5: $t_4 < t < t_5$

Nella fase 5 il generatore presenta una tensione crescente linearmente nel tempo.

Utilizzando lo schema illustrato in fig.2.8, ottenuto applicando Thevenin alla maglia di uscita, la corrente nel condensatore per $t_4 < t < t_5$ vale:

$$i_c(t) = \frac{v_g(t) - V_c - V_{eq0}}{R_s + R_{eq0}}$$

Il trasferimento di carica sul condensatore C in questa fase vale:

$$Q_5 = \frac{i_c(t_4) - i_c(t_5)}{2} \cdot (t_5 - t_4)$$

La fase 5 dura fino all'istante in cui $v_g(t) = V_{gx}$.

Fase 6: $t_5 < t < t_6$

La fase 6 ha luogo quando il generatore, aumentando la tensione ai suoi capi, supera la tensione V_{gx} . Da quell'istante il diodo viene polarizzato inversamente. Poichè il tempo di ricombinazione dei portatori minoritari non è nullo, il diodo ci mette un certo tempo, pari a quello di recovery t_s , ad entrare in interdizione. Fintanto che la regione di carica spaziale non è svuotata dall'accumulo di portatori minoritari dovuto al precedente periodo di polarizzazione diretta il diodo resta in conduzione.

La topologia che il circuito assume in questo stato è stata riportata in figura 2.11.

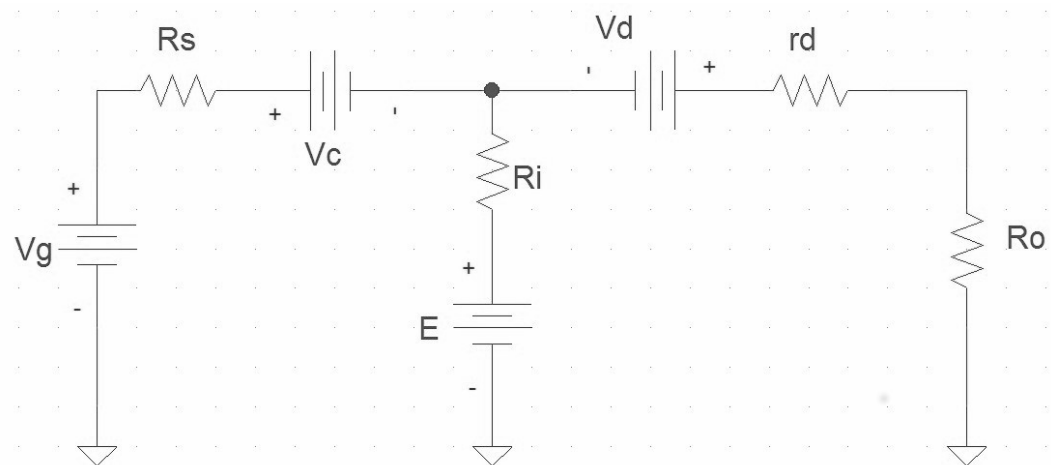


Figure 2.11: Topologia del circuito durante la fase 6.

Tramite l'equazione 2.3 si trova la corrente nel diodo:

$$i_d(t) = \frac{v_{eqi}(t) + V_d}{r_d + R_0 + R_{eqi}} \quad (2.4)$$

Tramite l'equazione 2.2 si trova la corrente nel condensatore per $t_5 < t < t_6$:

$$i_c(t) = \frac{v_g(t) - V_{eqo} - V_c}{R_s + R_{eqo}}$$

Quando la giunzione viene completamente svuotata dei portatori minoritari il diodo SRD commuta con tempi di transizione t_T che a seconda del componente possono essere inferiori ai 100ps. La carica accumulata nella RCS durante la fase di conduzione dipende dalla corrente di polarizzazione I_{FW} e dal tempo di ricombinazione τ :

$$Q = I_{FW}\tau(1 - e^{-\frac{t_{on}}{\tau}}) \quad (2.5)$$

Il tempo in cui il diodo resta in conduzione durante la polarizzazione inversa è pari a quello necessario alla corrente $i_d(t)$ per estrarre la carica Q :

$$Q = \int_0^{t_s} i_d(t)dt \quad (2.6)$$

dove $t = 0$ è l'istante in cui la corrente $i_d(t)$ diventa negativa e t_s l'istante in cui la carica Q è completamente estratta.

Per meglio illustrare il funzionamento del diodo SRD si riportano in fig.2.12 le forme d'onda della tensione su R_o , proporzionale alla corrente sul diodo, e della tensione $v_g(t) - V_{gx}$.

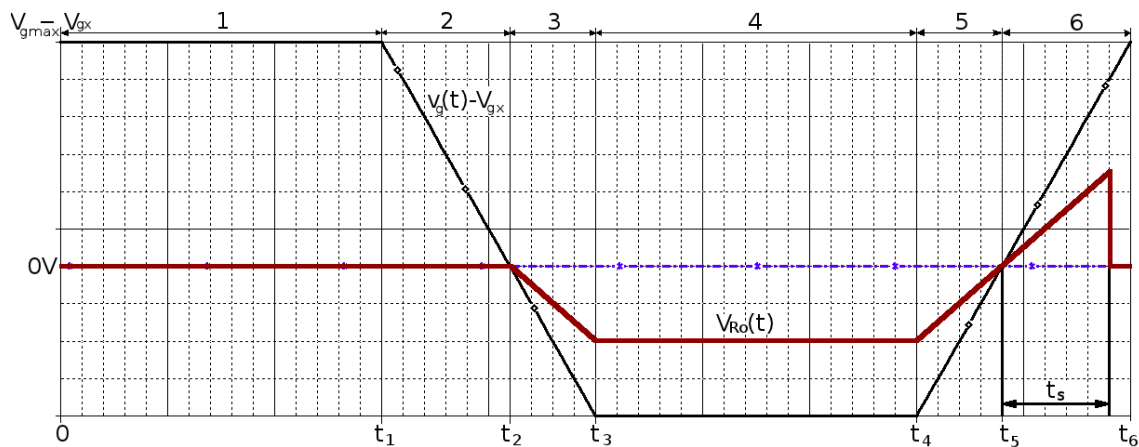


Figure 2.12: Forma d'onda della tensione sulla resistenza R_o trascurando le perdite sul diodo.

Per semplicità nel tracciare le forme d'onda di fig. 2.12 si è considerato il diodo senza

perdite ponendo $r_d = 0$ e con tensione di polarizzazione diretta nulla, $V_d = 0$.

Considerando la fase di conduzione inversa rappresentata in fig. 2.12, si può osservare che per ottenere un impulso di ampiezza massima e larghezza temporale minima è necessario dimensionare il tempo di recovery t_s in modo che coincida con il tempo in cui il sistema rimane nella fase 6:

$$t_s \cong (t_5 - t_6) \quad (2.7)$$

La durata del tempo di recovery t_s è data dal bilancio tra la carica immagazzinata nella fase di conduzione e di quella estratta dalla fase di conduzione inversa, eguagliando le eq. 2.5 e 2.6.

Approssimando il fronte di salita del generatore con una rampa lineare ed imponendo le condizioni dell'eq. 2.7, la corrente nel diodo avrà pendenza

$$D_I = \frac{di_d(t)}{dt} = \text{cost}$$

con

$$D_I \cdot t_s = i_d(t_6)$$

Dalla 2.6 si ottiene:

$$Q = D_I \frac{t_s^2}{2}$$

$$t_s = \sqrt{\frac{2Q}{D_I}}$$

L'ampiezza del picco di tensione sulla resistenza di uscita R_0 vale:

$$V_{o_{peak}} = i_d(t_6) \cdot R_0 = \frac{v_{eqi}(t_6) + V_d}{r_d + R_0 + R_{eqi}} \cdot R_0$$

Considerando la rampa lineare, la carica media nel condensatore in questa fase è:

$$Q_6 = Q + i_{Ri_{max}} \cdot \frac{(t_6 - t_5)}{2}$$

Dove tramite Thevenin

$$V_{eqRi_{max}} = \frac{(V_g - V_c)(r_d + R_0) - V_d \cdot R_s}{(R_s + r_d + R_0)}$$

$$R_{eqRi} = R_s \parallel (R_0 + r_d)$$

$$i_{Ri_{max}} = \frac{V_{eqRi_{max}} - E}{(R_{eqRi} + R_i)}$$

Bilancio della carica

Per poter dimensionare correttamente t_s in base al tempo di salita imposto dal generatore è necessario polarizzare il condensatore ad una precisa tensione V_c in modo da imporre sul diodo la corretta I_{fw} .

V_c è calcolabile impostando un'equazione sul trasferimento di carica ai capi del condensatore e imponendo nel condensatore una corrente media nulla nel periodo fondamentale T_0 .

In ogni fase di funzionamento si ha un trasferimento di carica pari a:

1. $Q_1 = i_c(0) \cdot t_1$
2. $Q_2 = \frac{i_c(t_1) - i_c(t_2)}{2} (t_2 - t_1)$
3. $Q_3 = \frac{i_c(t_2) - i_c(t_3)}{2} (t_3 - t_2)$
4. $Q_4 = i_c(t_3) \cdot (t_4 - t_3)$
5. $Q_5 = \frac{i_c(t_4) - i_c(t_5)}{2} \cdot (t_5 - t_4)$
6. $Q_6 = Q + i_{Ri_{max}} \cdot \frac{(t_6 - t_5)}{2}$

con

$$Q = I_{FW}\tau(1 - e^{-\frac{(t_4 - t_3)}{\tau}}) = \frac{V_c \frac{R_i}{R_s + R_i} - E \frac{R_s}{R_s + R_i} - V_d}{R_{eqi} + R_d + R_0} \tau(1 - e^{-\frac{(t_4 - t_3)}{\tau}})$$

Per il calcolo della carica trasferita al condensatore è necessario conoscere la durata dell'istante intermedio nel tempo di discesa $t_3 - t_2$ e di salita $t_5 - t_4$. Poichè, si suppongono le rampe di salita e di discesa lineari, sono valide le proporzioni:

$$(t_3 - t_2) : t_f = V_{gx} : V_{gmax}$$

$$t_3 - t_2 = \frac{V_{gx}}{V_{gmax}} \cdot t_f$$

Allo stesso modo:

$$t_5 - t_4 = \frac{V_{gx}}{V_{gmax}} \cdot t_r$$

Imponendo le condizioni di bilanciamento della carica nel condensatore C si ottiene l'equazione dalla quale è possibile ricavare la tensione ai suoi capi:

$$Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 + Q_5 + Q_6 = 0 \quad (2.8)$$

Per la sua risoluzione si utilizza una tecnica di tipo ricorsivo. Imponendo inizialmente un valore di V_x tale che $-V_{gmax} < V_x < 0$ si ricava una stima dei tempi intermedi $(t_3 - t_2)$ e $(t_5 - t_4)$, ottenendo dall'eq.2.8 un primo valore di V_c . Da questo valore, si ottiene una nuova stima di V_x e perciò dei tempi intermedi $(t_3 - t_2)$ e $(t_5 - t_4)$, con i quali è possibile ottenere una migliore approssimazione di V_c . Tramite simulazioni Matlab, si osserva che dopo 10 iterazioni il risultato converge.

Analizzando le formule che descrivono il circuito e tramite l'aiuto dello script matlab si possono fare le seguenti considerazioni:

- Parte della tensione in uscita viene persa nella caduta sulla resistenza r_d e sulla resistenza R_s .
- Il tempo in cui il diodo resta in conduzione inversa dipende dal valore della corrente di conduzione diretta e dal tempo in cui il circuito rimane in questa fase. La corrente di polarizzazione diretta a sua volta dipende dalla tensione sul condensatore C , dalle resistenze R_o , r_d , R_s e R_i e dal generatore E .
- La tensione sul condensatore può essere dimensionata agendo sulla resistenza R_i . Dipende inoltre da un eventuale generatore E in modo tanto più accentuato quanto più è alto il valore di R_s e basso quello di R_i .

È importante notare che se non si necessita di una corrente di polarizzazione diretta relativamente elevata, si può porre $E = 0$ e dimensionare la corrente di conduzione diretta nel diodo SRD tramite la tensione sul condensatore e la resistenza R_i . Ciò introduce una notevole semplificazione del circuito, che potrebbe portare a risultati migliori viste le elevate frequenze di lavoro del circuito. Il prezzo per questa semplicità si paga dovendo ridurre R_i per mantenere la stessa corrente di polarizzazione diretta nel diodo SRD. Una resistenza R_i di valore ridotto potrebbe assorbire correnti anche elevate durante la fase 6, introducendo delle perdite anche significative sull'ampiezza del segnale in uscita. Per questo motivo si è previsto l'utilizzo di un generatore E a tensione negativa, in modo da polarizzare direttamente il diodo SRD.

Caso particolare: tensione V_g impulsiva.

Nel caso particolare in cui il generatore V_g , normalmente a 0V, generi un impulso molto breve rispetto al periodo della frequenza fondamentale si può trascurare la tensione sul condensatore nel calcolo della corrente di polarizzazione diretta del diodo SRD. Essendo

la durata dell'impulso molto breve rispetto al periodo T , la carica accumulata in C dal generatore V_g è trascurabile, quindi il condensatore assumerà ai suoi capi una tensione pari a quella imposta dal generatore E sul catodo del diodo SRD:

$$V_c \simeq V_d + R_o I_{FW}$$

In questo modo la tensione sul condensatore diventa influente nella polarizzazione del diodo. Inoltre così facendo la resistenza R_i non serve più a dimensionare la tensione sul condensatore, perciò ponendo $R_i \gg R_o$ si possono trascurare le perdite su R_i durante la conduzione inversa del diodo SRD e controllare la sua polarizzazione diretta tramite il generatore E :

$$I_{FW} = \frac{E - V_d}{R_i + R_o}$$

Come accennato nello studio della fase 6, per ottenere un impulso di ampiezza massima e larghezza minima su R_o , è necessario scegliere la corrente di polarizzazione diretta in modo che la carica da essa accumulata si esaurisca nella fase di conduzione inversa in un tempo di recovery t_s pari a quello di salita caratteristico del generatore V_g . Per semplificare i calcoli è possibile approssimare il tempo di conduzione diretta al periodo della fondamentale, $t_{FW} \simeq T$.

Ipotizzando lineare la salita dell'impulso su V_g e ponendo la carica sul diodo SRD data dall'eq. 2.1 pari all'integrale della corrente durante il tempo di salita t_r si ottiene

$$Q_F = \frac{E - V_d}{R_i + R_o} \tau (1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) = \frac{I_{max} t_r}{2}$$

dove V_d è la tensione di polarizzazione diretta propria del diodo, T il periodo dell'impulso e $I_{max} \simeq \frac{V_{gmax}}{R_s + R_o}$ è la massima corrente nel diodo.

Risolvendo si ottiene il valore della corrente I_{FW} necessario a mantenere in polarizzazione inversa il diodo SRD per un tempo pari a quello di salita dell'impulso t_r :

$$I_{FW} = \frac{E - V_b}{R_i + R_o} = \frac{I_{max} t_r}{2\tau(1 - e^{-\frac{T}{\tau}})} \quad (2.9)$$

Il metodo appena descritto presenta numerosi vantaggi, tra cui una migliore efficienza data dalla possibilità di scegliere un valore elevato di R_i riducendo la corrente persa durante la fase impulsiva e una maggiore precisione nel dimensionamento del tempo di recovery t_s data dalla trascurabilità della tensione sul condensatore C nel calcolo della corrente di polarizzazione diretta del diodo. Per questi motivi si è scelto di progettare un generatore a forma d'onda impulsiva per pilotare il circuito a diodo SRD.

2.3 BJT in zona di scarica a valanga

In un comb generator l'impulso in uscita deve essere più breve possibile. Poichè il circuito che impiega il diodo SRD assicura tempi brevissimi solo nel fronte di discesa è necessario progettare il generatore V_g che lo pilota in modo che presenti tempi di salita dello stesso ordine di grandezza, cioè delle centinaia di ps . Inoltre, durante i transitori di salita, il generatore deve essere in grado di fornire la corrente necessaria e per questo presentare una bassa impedenza di uscita.

Una strada per ottenere questi risultati consiste nell'utilizzo di transistor BJT in zona di scarica a valanga (avalanche mode).

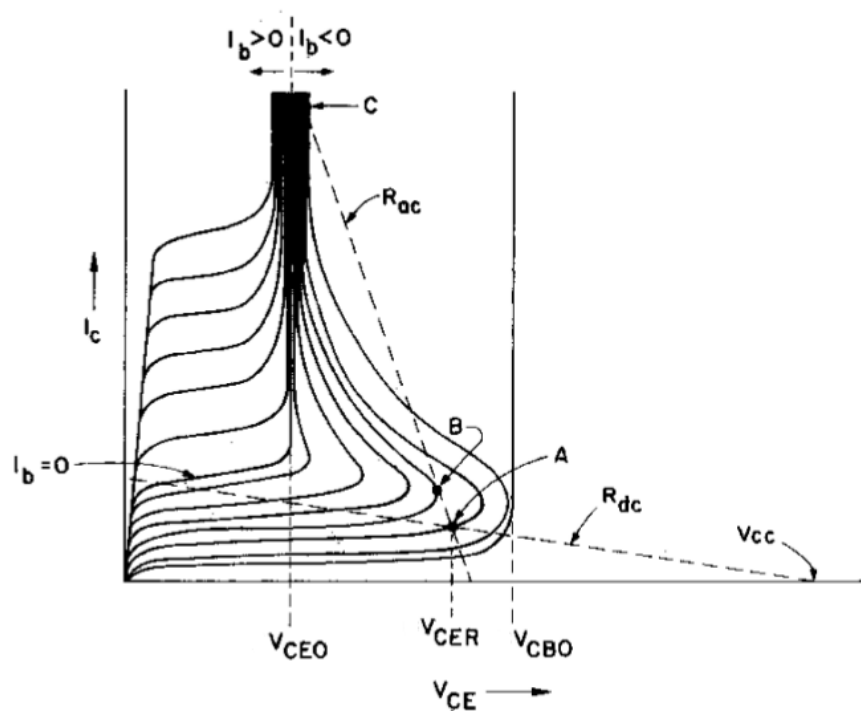


Figura 2.13: Curve I-V di un transistor BJT.

La zona a valanga di un transistor BJT è rappresentata in fig. 2.13 ed è quella relativa a $V_{CE0} < V_{CE} < V_{CB0}$. Parametri caratteristici di questa zona sono:

- V_{CE0} , massima tensione collettore-emettitore con base aperta.
- V_{CER} , massima tensione collettore-emettitore con resistenza tra base e massa.
- V_{CES} , massima tensione collettore-emettitore con base cortocircuitata.
- V_{CEY} , massima tensione collettore-emettitore con base polarizzata ad una tensione negativa.

- V_{CB0} , massima tensione collettore-base con emettitore aperto.
- $V_{CE0} < V_{CER} < V_{CES} < V_{CEY} < V_{CB0}$

In fig. 2.14 sono state riportate differenti configurazioni di polarizzazione mettendo in evidenza il campo elettrico nella giunzione collettore-base. In particolare si può osservare che ciascuna configurazione del circuito relativa alla base porta ad un diverso valore di tensione massima applicabile tra collettore ed emettitore. Si nota inoltre che il campo elettrico nella zona di svuotamento tende a deformarsi in relazione alle condizioni di polarizzazione della base e che dall'intensità della corrente negativa estratta dalla base dipende la massima tensione di polarizzazione applicabile tra collettore ed emettitore. Nei 4 differenti casi illustrati, da sinistra a destra, la corrente estratta dalla base I_{CB0} è crescente, così come la massima V_{CE} raggiungibile ai capi del transistor prima del verificarsi della reazione a valanga.

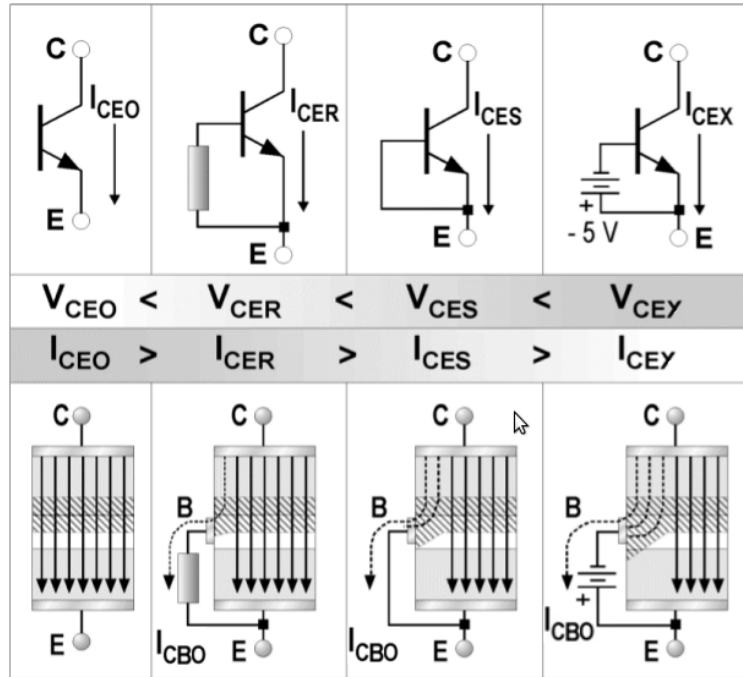


Figura 2.14: Parametri caratteristici di un BJT in zona di scarica a valanga.

Sovrapolarizzando la giunzione collettore-emettitore del transistor tramite una tensione superiore a V_{CE0} , è possibile innescare una reazione a valanga molto rapida.

Quando $V_{CE} > V_{CE0}$ il campo elettrico nella regione di svuotamento tra base e collettore è molto intenso. In queste condizioni gli elettroni che si diffondono attraverso la base, entrando nella zona di svuotamento del collettore, vengono accelerati a velocità sufficienti ad innescare una reazione a catena chiamata moltiplicazione a valanga. La reazione parte con un elettrone che entrando nella zona di svuotamento viene accelerato ad una velocità

sufficiente a rompere una coppia elettrone-lacuna nel reticolo cristallino del componente (ionizzazione per collisione). L'elettrone originario e quello liberato dalla collisione vengono spinti dal campo elettrico verso il collettore. Se il campo elettrico è grande abbastanza la coppia acquisisce energia sufficiente per rompere altri 2 legami e così via. Ogni elettrone che entra nella zona di svuotamento produce una media di $M-1$ ulteriori elettroni, dove M è il fattore di moltiplicazione della reazione a valanga. Posto n un indice di potenza dipendente dal materiale usato per costruire il BJT, a basse densità di corrente il fattore di moltiplicazione M è dato dall'espressione:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{CE}}{V_{CBO}}\right)^n}$$

Durante la scarica a valanga possono scorrere correnti molto alte poichè con l'aumentare del campo elettrico si estende la RCS in base e diminuisce il percorso che gli elettroni devono attraversare per raggiungere la zona di svuotamento. In fig. 2.15 è rappresentato il campo elettrico per polarizzazioni crescenti della giunzione collettore-emettitore, si osserva che per alte tensioni V_{CE} il percorso CD tra la zona di svuotamento collettore-base si estende fino a quella base-emettitore.

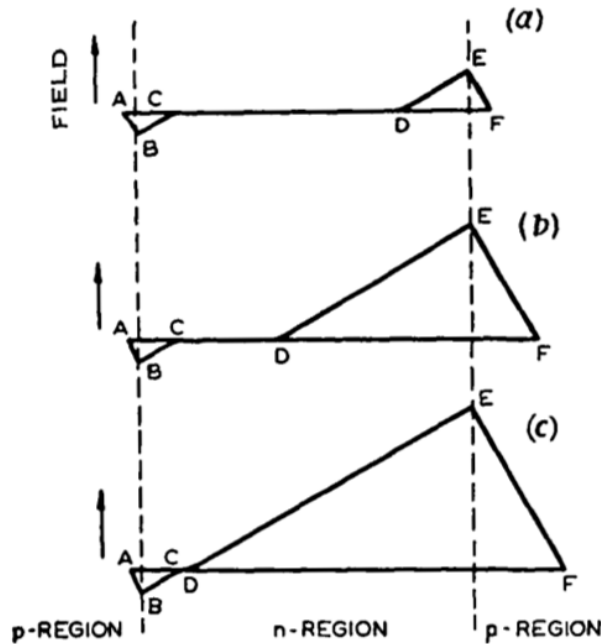


Figura 2.15: Campo elettrico e RCS in un BJT di tipo PNP per valori crescenti di V_{CE} .

In fig. 2.16 è riportato un circuito di test di un BJT npn. La base è connessa verso massa attraverso la resistenza R_b , in condizioni di normale funzionamento la giunzione B-E è interdotta.

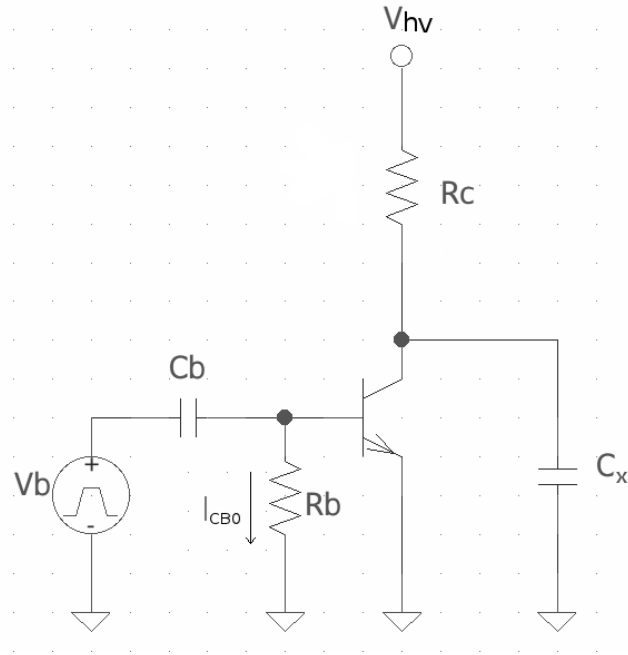


Figura 2.16: Circuito test.

Come illustrato in fig. 2.14, per $V_{CE} > V_{CE0}$ comincia a scorrere una corrente I_{CB0} , detta di cutoff, che fluisce dalla base verso massa provocando una caduta di tensione sulla resistenza R_b che tende a polarizzare direttamente la giunzione B-E.

Il circuito è alimentato ad una tensione V_{hv} maggiore della tensione di breakdown V_{CE0} . Il guadagno di corrente β del BJT in questi casi aumenta di un fattore moltiplicativo M diventando pari a $M\beta$. In fig. 2.17 si vede che M dipende da V_{CB0} e dalla tensione V_{CE} . In generale M dipende da drogaggi, temperatura e costruzione fisica del transistor, BJT dello stesso tipo possono avere comportamenti molto diversi.

Quando V_{CE} raggiunge valori prossimi a V_{CB0} la corrente I_{CB0} aumenta rapidamente, incrementando la caduta su R_b fino a polarizzare la giunzione B-E ad una tensione sufficiente a provocare la reazione a valanga. Attraverso l'abbassamento della barriera di potenziale dall'emettitore vengono iniettati nella giunzione C-B elettroni che entrando nella zona di svuotamento del collettore danno inizio al processo rigenerativo della moltiplicazione a valanga. In alternativa è possibile innescare la reazione a valanga tramite un impulso positivo sulla base del transistor come illustrato in fig. 2.18.

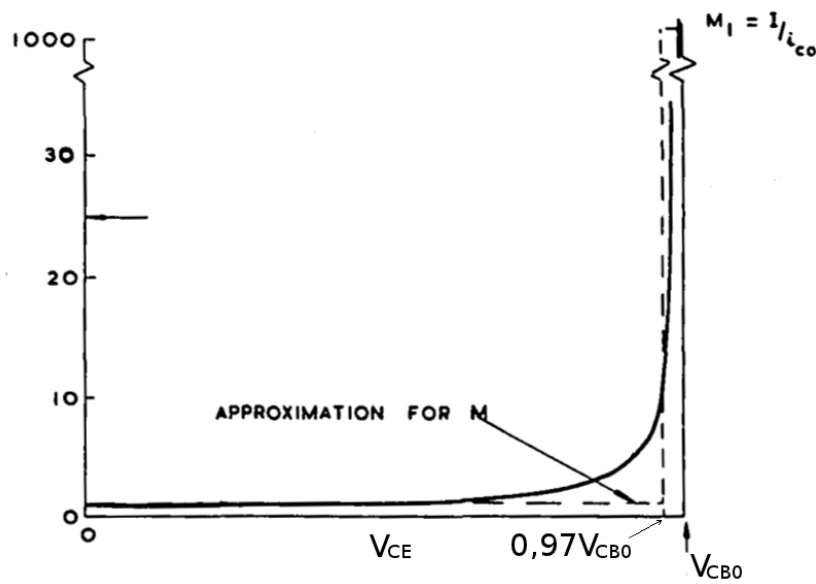


Figura 2.17: Andamento di M in relazione alla tensione sul collettore.

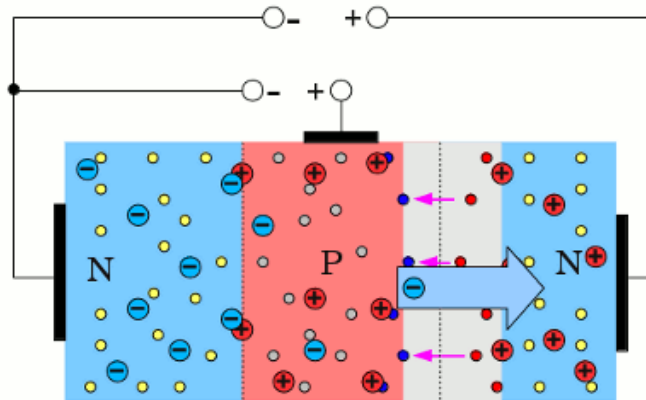


Figura 2.18: Innescò della reazione a valanga.

La corrente risultante dal processo di moltiplicazione a valanga aumenta molto velocemente alimentata dalla carica sul condensatore C_x di fig. 2.16. L'incremento della corrente viene limitato dal calare della tensione ai capi del condensatore durante la scarica. Innescata la reazione, il fattore di moltiplicazione cala molto velocemente quando V_{CE} diventa minore di V_{CE0} . La corrente tra collettore ed emettitore cessa quando la tensione di polarizzazione sul collettore è insufficiente a mantenere il processo di moltiplicazione a valanga.

Le forme d'onda della corrente e tensione di collettore a fronte di un segnale di comando che innesci la reazione a valanga sono illustrate in fig. 2.19.

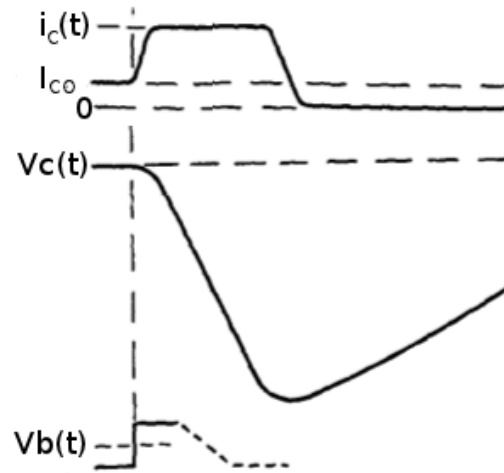


Figura 2.19: Andamento di V_c e I_c durante la reazione a valanga.

Come si può osservare, prima che l'impulso $v_b(t)$ faccia scattare la reazione a valanga, il collettore è carico ad una tensione $v_c(t)$ prossima a V_{CER} ed assorbe una corrente pari a $I_{C0} = I_{CB0} + I_{CER}$, dove I_{CER} è definita in fig. 2.14. Nell'istante in cui la tensione $v_b(t)$ fa scattare la reazione a valanga la corrente aumenta molto velocemente fino ad un valore massimo costante dato dalle proprietà del componente. Contemporaneamente la tensione sul condensatore C_x cala in modo lineare perchè risultato di una scarica a corrente costante, fino a quando essa diventa insufficiente ad alimentare la moltiplicazione a valanga. In quell'istante il transistor si interdice, la corrente sul collettore scende a 0 e il condensatore C_x inizia la sua fase di carica attraverso la resistenza R_c .

2.4 Generatore di impulsi tramite BJT in zona a valanga

Compreso il comportamento e le potenzialità nell'impiego di un BJT in modalità a valanga si propone lo schema di fig. 2.20 per la realizzazione di un generatore di impulsi a fronti di salita molto ripidi.

Tramite la resistenza R_c il condensatore C_x si carica ad una tensione prossima a V_{hv} , il BJT è in zona a valanga e sulla resistenza R_b scorre una corrente I_{CB0} .

Poichè la reazione a valanga deve essere controllabile, R_b deve essere dimensionata in modo I_{CB0} non crei ai suoi capi una differenza di potenziale sufficiente ad innescarla.

La tensione di alimentazione V_{hv} va imposta pari o leggermente inferiore alla tensione V_{CER} di scarica a valanga relativa alla resistenza R_b , in modo da massimizzare il fattore di moltiplicazione M . La caduta su R_c data da I_{C0} sposterà la tensione del punto di lavoro

del BJT V_{CEX} ad un valore inferiore a quella di alimentazione $V_{hv} \simeq V_{CER}$, rendendo il transistor meno incline ad andare in scarica di valanga in modo non controllato.

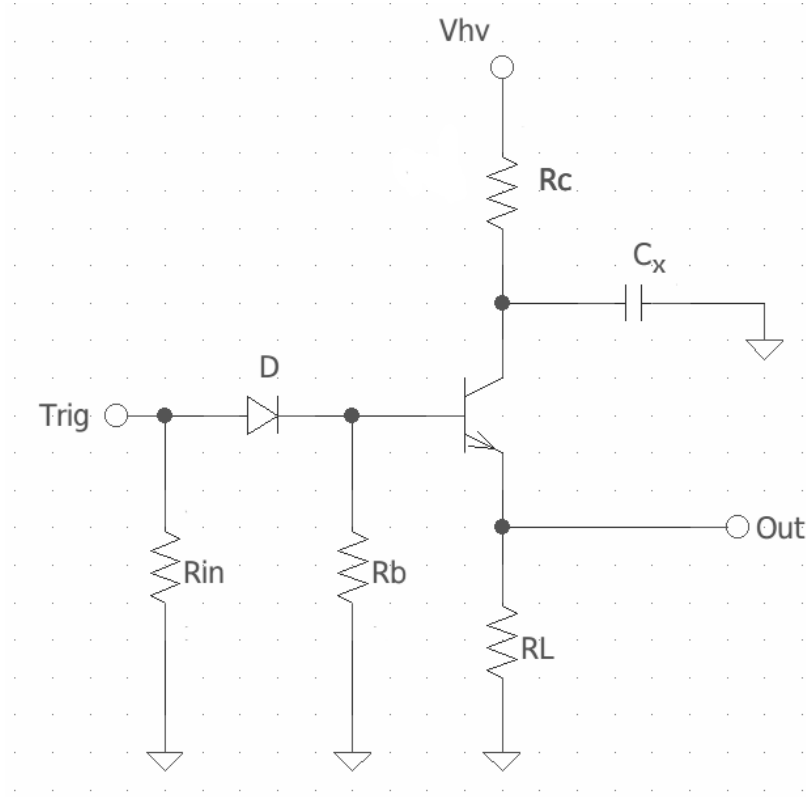


Figura 2.20: Circuito generatore di fronti.

Il diodo D serve a evitare che durante la scarica la corrente possa fluire dalla base al generatore del segnale di trigger. Per simulare l'impedenza che il circuito a diodo SRD assume durante la fase di conduzione inversa, nell'ottica del suo pilotaggio tramite il generatore a valanga, si pone $R_L = 50\Omega$.

Compatibilmente con i limiti di potenza dissipabile dal sistema, il condensatore C_x deve avere capacità di valore tale da permettere una corrente di picco più elevata possibile su R_L .

La resistenza R_c va dimensionata in modo che in un tempo pari al periodo minimo del trigger, T_{min} , carichi completamente il condensatore C_x . Trascurando il tempo di scarica del condensatore, che viste le correnti elevate è molto più veloce di quello di carica, si pone:

$$R_c < \frac{T_{min}}{5C_x}$$

Quando nell'ingresso "Trig" si presenta un impulso positivo di ampiezza sufficiente si attiva la reazione di scarica a valanga. La corrente sulla resistenza R_L cresce molto

velocemente con un valore massimo che dipende dal condensatore e dal transistor. Scaricato il condensatore C_x , il transistor si interdice, la tensione su R_L si porta a 0V e la tensione sul condensatore cresce esponenzialmente fino a V_{hv} con costante di tempo $\tau_{cx} = C_x R_c$. Caricato il condensatore il circuito è pronto per un'altra scarica a valanga e il ciclo ricomincia.

Questa soluzione circuitale sembra adattarsi molto bene al circuito a diodo SRD precedentemente studiato, per questi motivi:

- Il circuito è molto semplice e costituito da componenti a basso costo.
- Presentando una bassa impedenza di uscita, le perdite dovute alla resistenza equivalente interna al generatore R_s dello schema in fig.2.4 sono limitate.
- I tempi di salita dell'impulso generato sono dello stesso ordine di grandezza del tempo di transizione del diodo SRD.
- La larghezza temporale dell'impulso generato è molto breve, il dimensionamento del circuito a SRD è semplificabile al caso particolare del cap. 2.2.

Nell'ottica del collegamento del generatore al circuito con SRD ci si domanda se l'impulso generato dal BJT abbia durata temporale sufficiente ad estrarre la carica accumulata nella giunzione del diodo. Inoltre, come già esposto nel capitolo precedente, è bene che la commutazione del diodo SRD avvenga nel punto di massima ampiezza dell'impulso. Non conoscendo ancora le caratteristiche del segnale generato, nell'ipotesi che l'impulso sia troppo breve per riuscire ad estrarre la carica dal diodo, o che la quantità di carica estratta dall'impulso nel tempo fino al punto di massima ampiezza sia troppo piccola per essere accumulata con precisione tramite il generatore E , si cercano dei circuiti alternativi che mantengano più a lungo l'ampiezza massima del segnale generato.

Generatore a valanga con linea di trasmissione

Come anticipato, per ottimizzare il rendimento in termini di ampiezza del segnale in uscita al comb generator, potrebbe essere utile un circuito che generi un impulso in tensione che resti di ampiezza elevata fino alla commutazione del diodo SRD, dove l'impulso è bene che termini velocemente. Per mantenere l'ampiezza dell'impulso elevata bisogna porre il valore di C_x "grande" mentre per scaricarsi velocemente dopo lo spegnimento del diodo bisogna porre C_x "piccolo". Per ottenere un compromesso tra le contrastanti esigenze si può adottare la capacità fornita da una linea di trasmissione in modo da creare un impulso rettangolare (Pulse Forming Network).

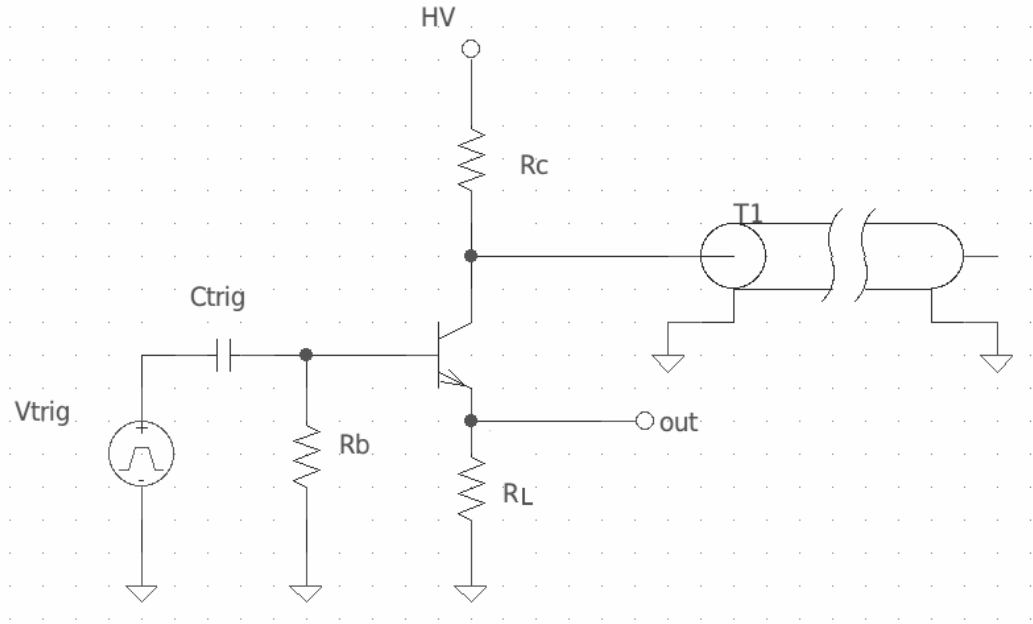


Figura 2.21: Generatore a valanga con accumulatore di energia.

Si propone il circuito di fig. 2.21, che genera un impulso a gradino su R_L in modo che il diodo SRD abbia il tempo di esaurire la carica accumulata e di commutare in condizioni di ampiezza massima. Per implementarlo ci si avvale di una linea di trasmissione usata come accumulatore di energia. Come nel circuito precedente la resistenza R_c carica la capacità equivalente della linea ad una tensione prossima a V_{CER} .

Quando scatta la reazione a valanga il collettore vede un “generatore di tensione” del valore $\simeq V_{CER}$ con impedenza interna pari a quella della linea. Se il carico sull’emettitore, R_L ha impedenza pari a quella della linea, la tensione sul collettore appena dopo l’inizio della fase di scarica a valanga si ripartisce e sarà perciò pari a $\frac{1}{2}V_{CE0}$. Il transiente si propaga all’interno della linea, poichè alla sua fine il circuito è aperto, il disadattamento di impedenza provoca una riflessione negativa in direzione opposta del valore pari a $-V_{CER}$, con idealmente la stessa forma d’onda a scalino. Detta v_p la velocità di propagazione nella linea ed L la sua lunghezza, si ha che $t_t = \frac{L}{v_p}$ è il tempo di percorrenza del segnale nella linea. Il segnale riflesso ritorna all’origine dopo un tempo pari a $2t_t$. Se l’impedenza del cavo è pari a quella della resistenza R_L , al collettore la linea è adattata e non ci sono riflessioni, il potenziale si porta a $0V$ spegnendo il transistor e ponendo fine alla reazione a valanga. Sulla resistenza R_L perciò si ottiene un impulso rettangolare di corrente della lunghezza di $2t_t$ e dell’ampiezza $I_{max} = \frac{V_{hv}}{2R_L}$.

Supponendo di utilizzare un normale cavo coassiale RG-58 con velocità di propagazione pari a $\frac{2}{3}c$ e capacità pari a $82pF/m$ per ottenere un impulso della larghezza di $1ns$ è necessario un pezzo di linea lungo 30cm che presenta una capacità equivalente C_{Leq} di $24pF$.

Il grande svantaggio di questa soluzione rispetto al circuito proposto precedentemente sta nel dimezzamento del segnale in uscita, a causa del partitore formato dall'impedenza della linea di trasmissione e dalla resistenza R_L . Per questo motivo, una volta verificata la compatibilità dello schema rappresentato fig. 2.20 con il circuito a diodo SRD, la soluzione appena illustrata è stata abbandonata.

Scelta e caratterizzazione del BJT

Il transistor scelto per implementare il generatore a valanga, illustrato in fig.2.22, è il 2N2369A. Questo dispositivo presenta, secondo i datasheet, i valori assoluti elencati in tab. 2.3.

V_{CE} di breakdown con base aperta	V_{CE0}	15	V_{dc}
V_{CE} di breakdown con base cortocircuitata all'emettitore	V_{CES}	40	V_{dc}
V_{CB} di breakdown con emettitore aperto	V_{CB0}	40	V_{dc}
Potenza dissipabile a temperatura ambiente $T_a = 25^\circ C$	$P_{D_{bjt}}$	300	mW

Tabella 2.3: Valori assoluti del transistor 2N2369A.

Nonostante i dati riportati nei datasheet, tra i transistor prodotti è possibile selezionare una significativa percentuale di esemplari con valori assoluti molto più elevati. Degli esemplari reperiti quasi tutti avevano valori di V_{CE0} , V_{CES} e V_{CB0} più che doppi rispetto a quelli dichiarati nei datasheet. Ad esempio si misura $V_{CE0} = 39V$, contro i 15V riportati dal costruttore.

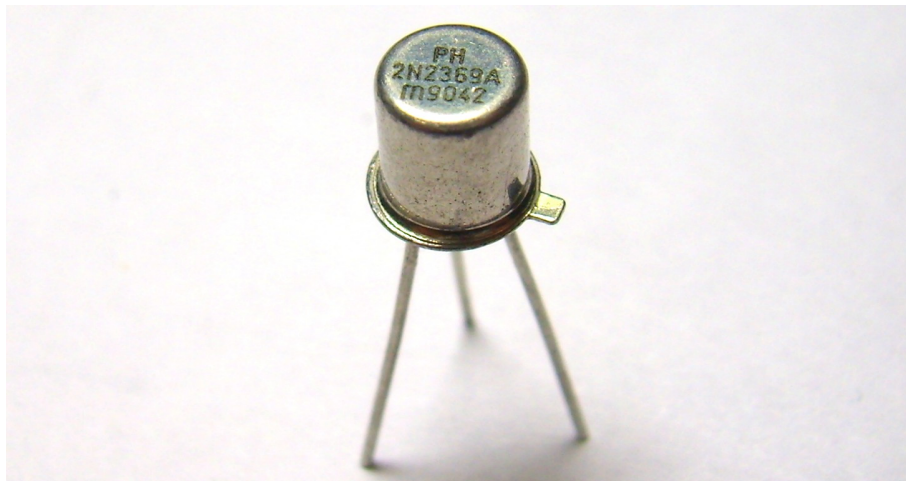


Figura 2.22: Transistor 2N2369A nel package TO-18.

Nel grafico di fig. 2.23 è stata caratterizzata la corrente I_{CB0} a diverse tensioni di polarizzazione V_{CE} di un BJT 2N2369A in zona di scarica a valanga. Sono state effettuate misure utilizzando il circuito descritto dallo schema di fig. 2.16 con tre diversi valori della

resistenza R_b , al fine di determinare la corrente assorbita e la tensione V_{CE} alla quale avviene l'innesco autonomo della reazione a valanga, evidenziato dalle lettere a, b e c, relative alle tre configurazioni:

- a: caso con resistenza di base $R_b = 1000\Omega$, $V_{CER_{1k}} = 82,2V$.
- b: caso con resistenza di base $R_b = 100\Omega$, $V_{CER_{100}} = 84V$.
- c: caso con resistenza di base cortocircuitata, $R_b = 0\Omega$, $V_{CES} = 85,1V$.
- d: misura di V_{CB0} tra collettore e base ed emettitore aperto, $V_{CB0} = 85,3V$

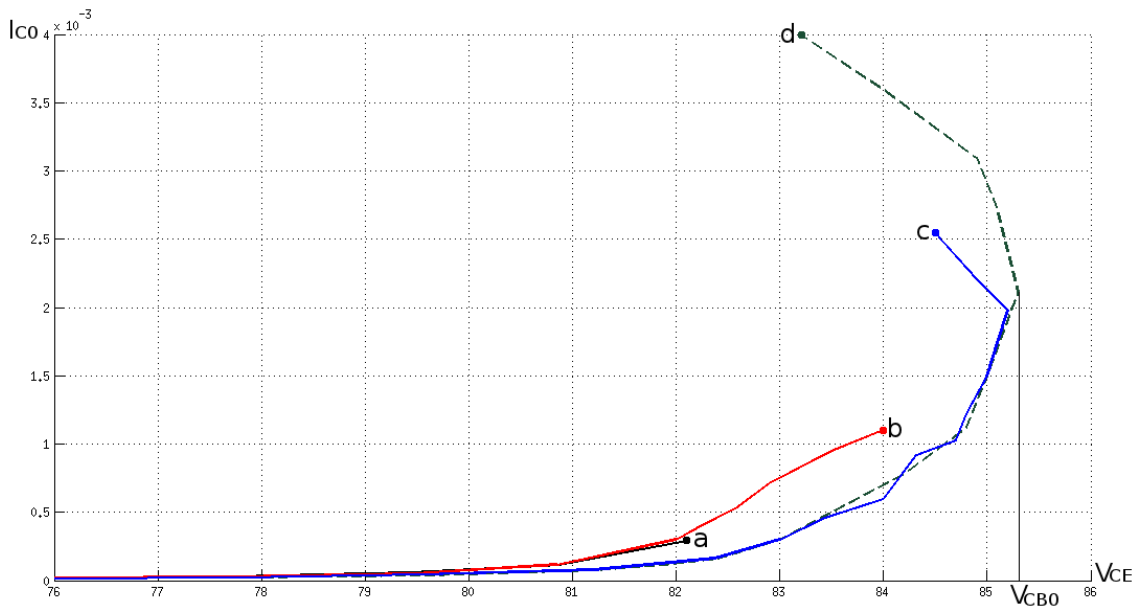


Figura 2.23: Corrente di collettore al variare della tensione V_{CE} .

Dalla caratterizzazione del 2N2369A esposta in fig.2.23 si può notare un particolare delle curve caratteristiche illustrate in fig.2.13. Dalle rilevazioni delle curve “c” e “d” si nota che ad un certo valore di corrente I_{C0} la resistenza presentata dal BJT diventa negativa.

Anche le curve “a” e “b” presentano una zona a resistenza negativa, ma non è stato possibile tracciarle a causa dell’instabilità del sistema misurato. $V_{CER_{1k}}$ e $V_{CER_{100}}$ sono i valori di tensione tra collettore ed emettitore oltre il quale la resistenza equivalente del BJT diventa negativa provocando l’innesco della reazione a valanga.

Per ottenere un sistema stabile a riposo è necessario posizionare il punto di lavoro del BJT lontano dalle zone a resistenza negativa, che porterebbero all’instabilità del sistema sottoforma di scariche a valanga periodiche non controllate. Ciò può essere ottenuto limitando la tensione di alimentazione V_{hv} o scegliendo grandi valori di R_c per limitare la

tensione del punto di lavoro del BJT V_{CEX} tramite la caduta di tensione provocata dalla corrente I_{C0} .

Dissipazione nel transistor

Con riferimento allo schema di fig. 2.20, la potenza dissipata dal BJT a riposo si ricava dal grafico di fig. 2.23, una volta scelto il punto di lavoro del BJT in zona di scarica a valanga.

Dette V_{CEX} e I_{CX} rispettivamente la tensione di polarizzazione e la corrente di collettore che caratterizzano il punto di lavoro del BJT, la potenza dissipata dal transistor nello stato quiescente, P_q , è pari a:

$$P_q = V_{CEX} I_{CX} \quad (2.10)$$

È opportuno dimensionare la tensione di alimentazione V_{hv} in modo che la corrente assorbita I_{CX} sia di entità tale da non provocare dissipazioni di potenza eccessive nel BJT.

$$V_{hv} = R_c I_{CX} + V_{CEX}$$

Date R_c ed V_{hv} , attraverso il metodo della retta di carico si ottiene il valore del punto di lavoro del BJT, individuato da I_{CX} e V_{CEX} .

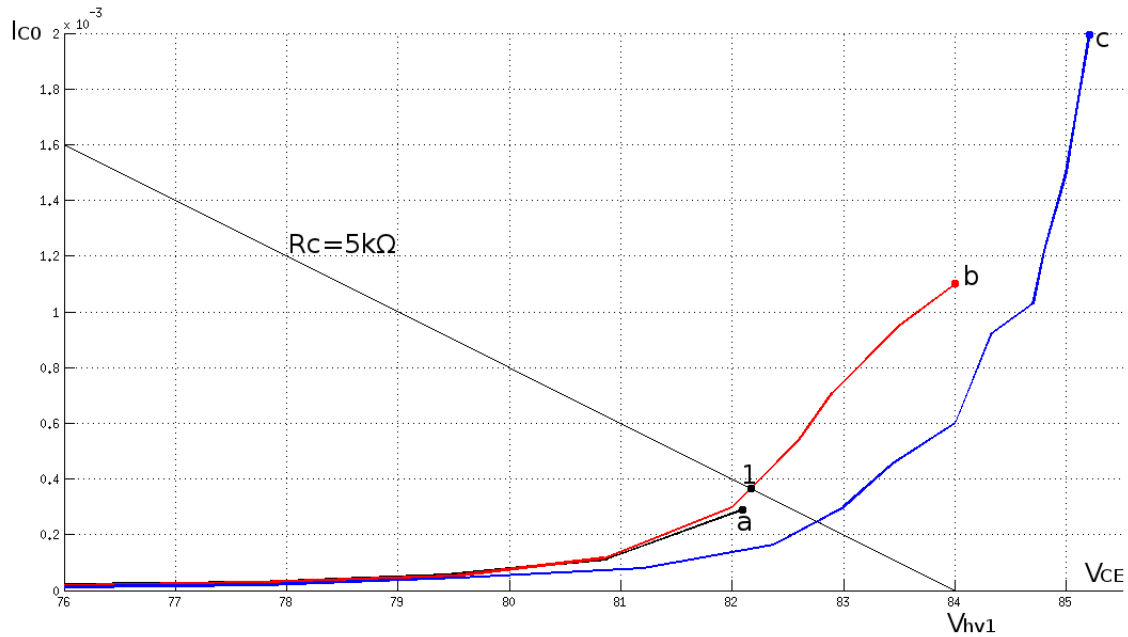


Figura 2.24: Esempio di determinazione del punto di lavoro del BJT in zona di scarica a valanga tramite retta di carico.

Come illustrato nell'esempio in fig. 2.24, scegliendo una tensione di alimentazione $V_{hv1} = 84V$ e una resistenza $R_c = 5k\Omega$, il circuito sarà instabile con una resistenza di base $R_b = 1k\Omega$, poichè la retta di carico non incrocia la caratteristica del BJT essendo maggiore della tensione di scarica a valanga $V_{CER_{1k}}$. Al contrario il circuito risulta stabile con $R_b = 100\Omega$ nel punto di lavoro "1" determinato da $I_{CX} \simeq 0,4mA$ e da $V_{CEX} \simeq 82,2V$. In questo caso la potenza dissipata sarà pari a $P_q \simeq 32mW$.

La potenza dissipata durante il funzionamento è difficilmente calcolabile perchè non essendo possibile determinare a priori l'impedenza del BJT durante la scarica a valanga non è chiaro come si suddivida la potenza tra BJT e i rami di base ed emettitore.

È possibile però fare una stima basata sull'energia del condensatore in modo da trovare un limite superiore che certamente non verrà superato.

Supponendo di scaricare la capacità C_x fino ad una tensione V_{LO} , l'energia erogata dal condensatore carico alla tensione V_{CEX} durante una scarica a valanga vale :

$$E_{cx} = \frac{1}{2}C_x(V_{CEX}^2 - V_{LO}^2) \quad (2.11)$$

La potenza erogata dal condensatore vale:

$$P_{cx} = E_c \cdot F_{max} \quad (2.12)$$

dove F_{max} è la massima frequenza di modulazione. Il circuito va dimensionato in modo che $P_c < P_{BJTmax}$ dove P_{BJTmax} è la massima potenza che il transistor è in grado di dissipare.

In questo modo si è sicuri di non oltrepassare i limiti dati dalle specifiche del componente, poichè la potenza dissipata dal BJT sarà sempre inferiore a quella erogata dal condensatore $P_{BJT} < P_c$.

Durante la scarica a valanga il potenziale ai capi del BJT cala, con un conseguente aumento della corrente i_c sulla resistenza R_c e della dissipazione di potenza ai capi del BJT. Poichè i_c fluisce nel BJT per la durata della scarica a valanga, di durata irrisoria rispetto al periodo T, e poichè essendo limitata dalla resistenza R_c è trascurabile rispetto alla corrente fornita dal condensatore, è possibile ignorare questo termine nel calcolo delle potenze sul transistor.

3 Dimensionamento

In questo capitolo verrà affrontato il dimensionamento del circuito comb generator, suddividendolo in due sottocircuiti fondamentali, il generatore a valanga e il circuito a diodo SRD.

Questa suddivisione, che si è resa necessaria per semplificare la fase di collaudo, segue un ordine preciso. Inizialmente verrà presentato il dimensionamento del circuito generatore a valanga, poi seguirà una fase di verifica e di collaudo necessaria a confermare il progetto. Successivamente si dimensiona il circuito a diodo step recovery per poi passare al progetto del circuito stampato sul quale montare il comb generator.

3.1 Dimensionamento del generatore di impulsi

In questo capitolo verrà dimensionato ed ottimizzato il generatore del treno di impulsi per il funzionamento su carico resistivo $R_L = 50\Omega$, ad una frequenza di ripetizione di $2MHz$. Verranno inoltre analizzate le problematiche causate dalle caratteristiche parassite dei componenti utilizzati assieme alle soluzioni per risolverle.

Il prototipo del generatore adatto a pilotare il diodo step-recovery sfrutterà l'effetto del BJT in zona di scarica a valanga, discusso nel precedente capitolo. In particolare si utilizzerà il circuito di fig. 3.1, dove è riportato lo schema del generatore di impulsi impiegato per la realizzazione del comb generator.

Questo primo prototipo è stato implementato aggiungendo al circuito di fig. 2.20 un filtro passa alto in ingresso per selezionare i fronti del segnale di trigger e un partitore con un filtro passa basso sulla resistenza di polarizzazione R_C .

Il filtro costituito dalla resistenza R_a e dal condensatore C_a ha molteplici effetti tra i quali quello di ridurre l'ondulazione di tensione sulla tensione di alimentazione V_{hv} dovuta agli impulsi di corrente assorbiti dal BJT attraverso la resistenza R_c . Inoltre il circuito formato da R_a e C_a è utile per stabilizzare la corrente assorbita rispetto alle caratteristiche variabili del circuito.

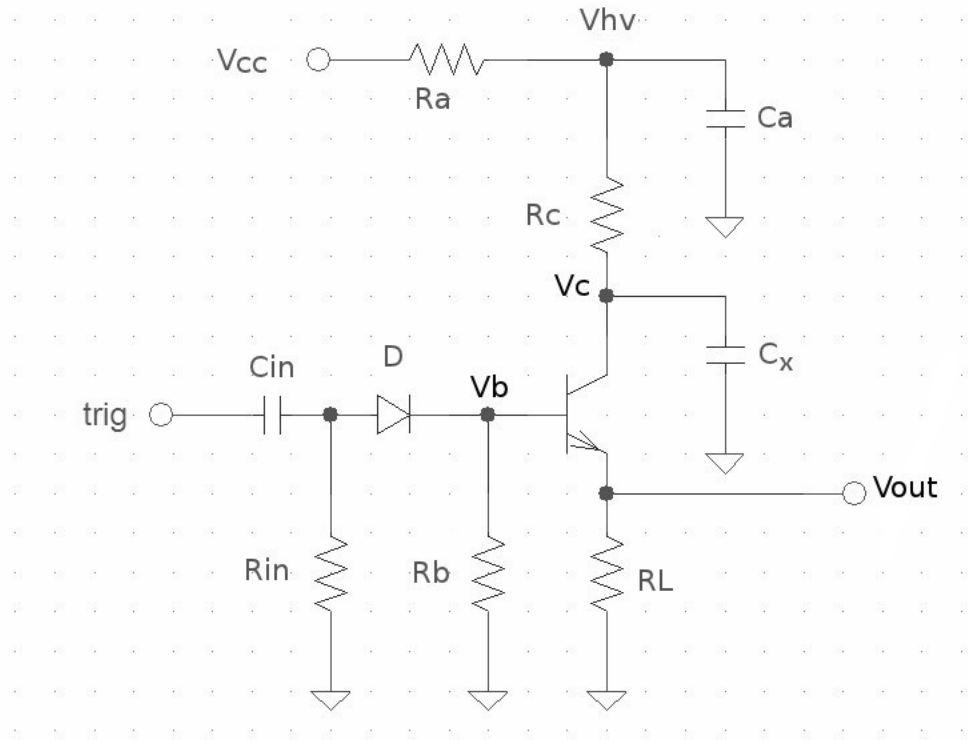


Figura 3.1: Prototipo del generatore di impulsi a valanga.

Essendo la corrente di collettore fortemente dipendente dalla temperatura, dal tipo di transistor e dalla frequenza di lavoro del generatore a valanga, un suo aumento non controllato potrebbe portare il dispositivo alla rottura. Data la presenza del filtro la corrente sulla resistenza R_a è la media della corrente assorbita dal BJT. Ad un aumento della corrente media di collettore $\bar{I}_C$ consegue una maggiore caduta di tensione su R_a con una conseguente diminuzione di V_{hv} che tende a diminuire $\bar{I}_C$. Al contrario una diminuzione della corrente media $\bar{I}_C$ provoca una minore caduta di tensione su R_a a cui corrisponde un aumento V_{hv} che tende ad aumentare $\bar{I}_C$. Il filtro costituito dalla resistenza R_a e dal condensatore C_a perciò può essere visto come una retroazione negativa sulla corrente media assorbita dal BJT che tende a stabilizzarne il punto di lavoro.

Questa soluzione inoltre introduce un grado di libertà nella scelta di R_c che, non essendo più l'unica coinvolta nell'equazione del punto di lavoro del BJT, può essere scelta in base al condensatore C_x , in modo da ottenere la costante di tempo di carica $\tau_{cx} = R_c C_x$ desiderata.

Il filtro passa alto in ingresso è necessario per disaccoppiare il circuito di trigger dall'ingresso del BJT. Poichè il segnale di trigger all'ingresso della base deve essere molto breve, in modo da non rischiare di innescare la reazione a valanga più volte durante un singolo impulso, il filtro passa alto è stato dimensionato in modo da avere una costante di tempo molto piccola.

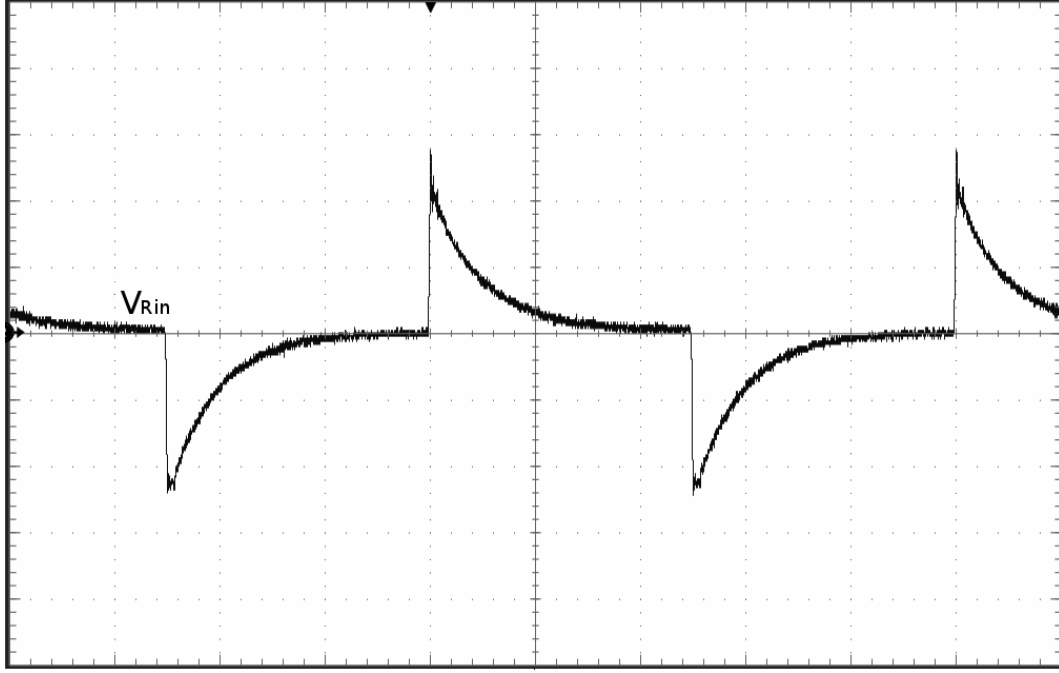


Figura 3.2: Forma d'onda di tensione su R_{in} . $V_{Rin} : 1V/div$, base dei tempi: $200ns/div$.

Si pone $C_{in} = 1nF$, $R_{in} = 100\Omega$ in modo da ottenere una costante di tempo $\tau_{in} = 100ps$. La resistenza R_{in} è stata posta a 100Ω per svuotare velocemente la carica accumulata nel diodo D durante la fase di conduzione e minimizzare il suo tempo di recovery. In fig. 3.2 è rappresentato il segnale di trigger filtrato ai capi di R_{in} .

Nella fase di prototipizzazione si utilizza una resistenza di carico $R_L = 50\Omega$ per simulare il carico dato dal circuito a diodo SRD.

Il condensatore C_x è stato dimensionato in base alla massima potenza dissipabile dal generatore di impulsi ad una frequenza di ripetizione di $2MHz$ in modo da massimizzare l'energia scambiata con il sistema durante la scarica a valanga. Si è scelto di dimensionare il condensatore C_x per far dissipare al circuito una potenza $P_{cx} = P_{Dbjt} = 300mW$ in modo da rispettare ampiamente il criterio sul limite di potenza descritto nel capitolo precedente.

Imponendo una tensione di alimentazione di circa $V_{hv} = 80V$ e ipotizzando la scarica totale della capacità ad ogni ciclo, si ottiene tramite le eq.2.11 e 2.12 $C_{xmax} = 47pF$. Avendo utilizzato dei criteri molto stringenti per definire il limite di massima potenza dissipabile, nella pratica il valore di capacità C_{xmax} è molto più elevato.

Per essere sicuri di aver esaurito completamente la carica del condensatore prima dell'impulso successivo si pone $5\tau_{cx} = T_{min}$ ottenendo $\tau_{cx} = R_c C_x = 100ns$. Dalla costante di tempo di carica si ottiene il valore della resistenza $R_c = 2,2k\Omega$.

Si decide di porre $R_b \gg R_L$ in modo che la maggior parte della corrente durante la scarica a valanga fluisca sulla resistenza R_L . Scelta $R_b = 1k\Omega$, si pone $V_{cc} = 82V$ in

modo da polarizzare il BJT a riposo ad una tensione massima prossima a $V_{CE_{R1k}}$ per massimizzare il fattore di moltiplicazione M .

Per quanto riguarda la scelta di R_a è prima necessario ottenere una stima della corrente media assorbita dal generatore a valanga. Ad una frequenza di lavoro di $F = 2MHz$ la corrente media è data da:

$$\bar{I}_C = I_{CX} + Q_{cx}F \simeq Q_{cx}F$$

dove $Q_{cx} = C_x(V_{hv} - V_{LO})$ è la carica accumulata da C_x ad ogni ciclo. Ipotizzando una scarica completa della capacità C_x ad ogni ciclo, si ottiene $\bar{I}_C = 9mA$. Ponendo $R_a = 500\Omega$, la tensione ai capi di C_a durante il funzionamento alla frequenza di $2MHz$ assumerà un valore pari a $V_{hv2MHz} = V_{cc} - R_a\bar{I}_{cc} = 77.5V$.

In fig. 3.3 è raffigurata la determinazione dei punti di lavoro del BJT tramite il metodo della retta di carico.

Il punto di lavoro nello stato di riposo del BJT, denominato nel grafico “q”, è ottenuto tracciando la retta di carico relativa alla somma delle resistenze $R_a + R_c = 2,8k\Omega$ a partire dalla tensione di alimentazione V_{cc} e risulta essere identificato dai valori $V_{CEXq} = 81,4V$ e $I_{CXq} = 0,2mA$.

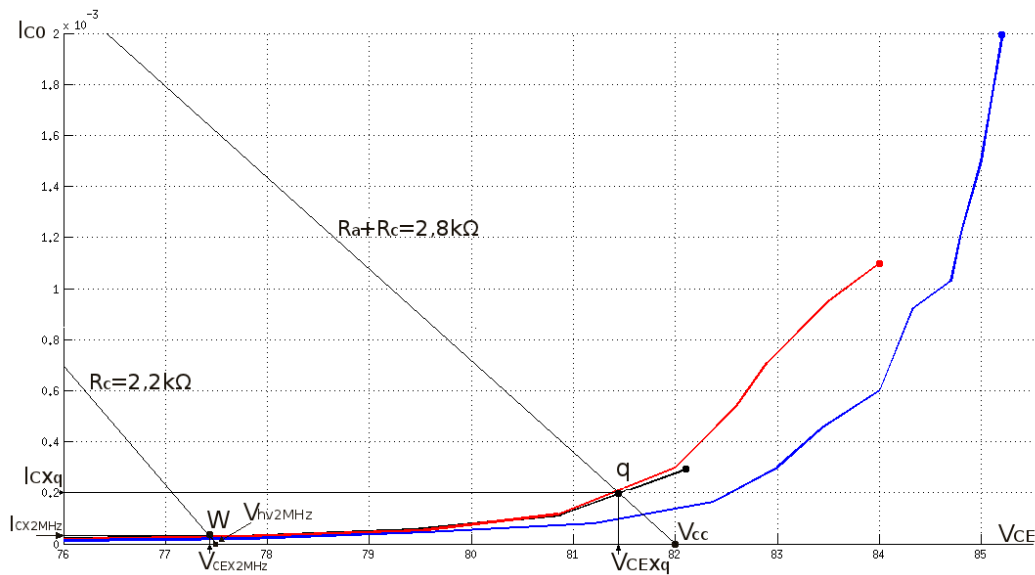


Figura 3.3: Determinazione dei punti di lavoro del circuito in stato di quiete (“q”) e a frequenza di funzionamento di $2MHz$ (“W”) tramite retta di carico.

Poichè alla frequenza di lavoro di $2MHz$ il condensatore C_a è visto come un generatore di tensione ideale di valore $V_{hv2MHz} = 77,5V$, il punto di lavoro del BJT durante il funzionamento, denominato “W”, si ottiene tracciando la retta di carico data dalla sola resistenza R_c . La corrente che identifica il punto di lavoro “W” è pari a $I_{CX2MHz} = 0,02mA$,

trascurabile nel calcolo della dissipazione di potenza rispetto alla corrente assorbita nella carica di C_x .

Infine, il condensatore C_a è stato dimensionato per mantenere il ripple di tensione ai suoi capi dovuto alla corrente impulsiva assorbita dal BJT a livelli contenuti. L'integrale di corrente assorbito da C_a durante un periodo di funzionamento corrisponde alla carica accumulata in C_x . Ponendo $C_a \gg C_x$ il ripple di tensione ai capi di C_a è trascurabile, per questo motivo è stato scelto $C_a = 470nF$.

Dato che il circuito progettato utilizza soluzioni circuitali non convenzionali, con comportamenti poco prevedibili in sede di progetto, lo sviluppo è stato organizzato attraverso una sequenza di alcuni prototipi che verranno via via perfezionati per ottimizzare il risultato finale, illustrati in seguito.

Le misure sono state rilevate tramite un oscilloscopio Tektronix DPO5104 avente banda $1GHz$ utilizzando una sonda di tensione con impedenza $10M\Omega$.

Prototipo 1

Riassumendo, nel processo di dimensionamento del prototipo iniziale si è posto:

- $R_C = 2,2k\Omega$
- $C_x = 47pF$
- $R_b = 1k\Omega$
- $R_L = 50\Omega$
- $C_{in} = 1nF$
- $R_{in} = 100\Omega$
- $C_a = 470nF$
- $R_a = 470\Omega$

Durante la sperimentazione del prototipo 1, nonostante il circuito sia stato dimensionato per essere stabile, si manifestano dei fenomeni oscillatori consistenti in serie di scariche a valanga non controllate poste negli istanti immediatamente successivi al segnale di trigger.

Come si può riscontrare in fig. 3.4, dove il comando di trigger viene evidenziato con la dicitura “trig”, gli impulsi di comando successivi ai primi tre, anche se presenti, non vengono rilevati dal sistema perchè instabile.

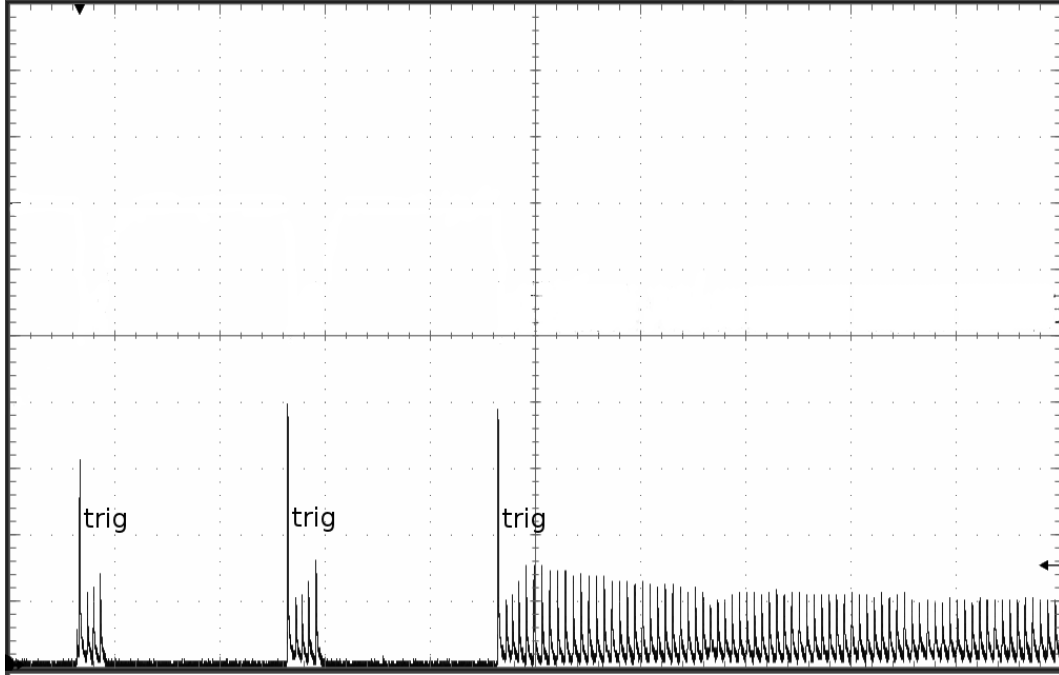


Figura 3.4: Tensione su R_L , evidente instabilità della della reazione a valanga . V_{RL} : $5V/div$, base dei tempi: $500ns/div$.

Si nota che dopo l'impulso controllato dal trigger si verificano delle scariche a valanga molto ravvicinate e con picchi di corrente inferiori al primo. Durante queste oscillazioni la tensione sul collettore del transistor non riesce a raggiungere il suo valore finale, la scarica a valanga avviene molto prima.

La causa di questo comportamento è da ricercarsi nelle capacità parassite del transistor utilizzato, meglio illustrate in fig. 3.5.

Durante la fase di carica della capacità C_x , a causa della variazione di tensione sul collettore $v_c(t)$, tramite la capacità C_{cb} viene riportata in base una corrente dell'ampiezza istantanea pari a $i_b(t) = C_{cb} \frac{dv_c(t)}{dt}$. La caduta provocata da questa corrente sulla resistenza di base R_b provoca l'innesco ripetuto di numerose reazioni a valanga.

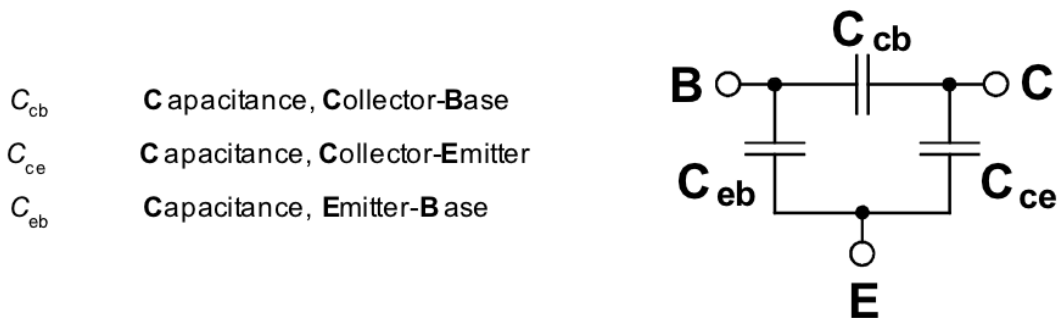


Figura 3.5: Modello equivalente delle capacità parassite di un BJT.

Prototipo 2

Per risolvere il problema di instabilità riscontrato nel prototipo 1 sono possibili più soluzioni.

Un primo provvedimento consisterebbe nella riduzione della costante di tempo τ_{cx} , in modo da diminuire la derivata di tensione sul collettore assieme alla corrente riportata in base dalla capacità parassita C_{cb} . Essendo la costante di tempo già stata dimensionata per assicurare la carica completa della capacità in esattamente un periodo T , questa modifica implicherebbe la riduzione della frequenza di funzionamento del generatore a valanga.

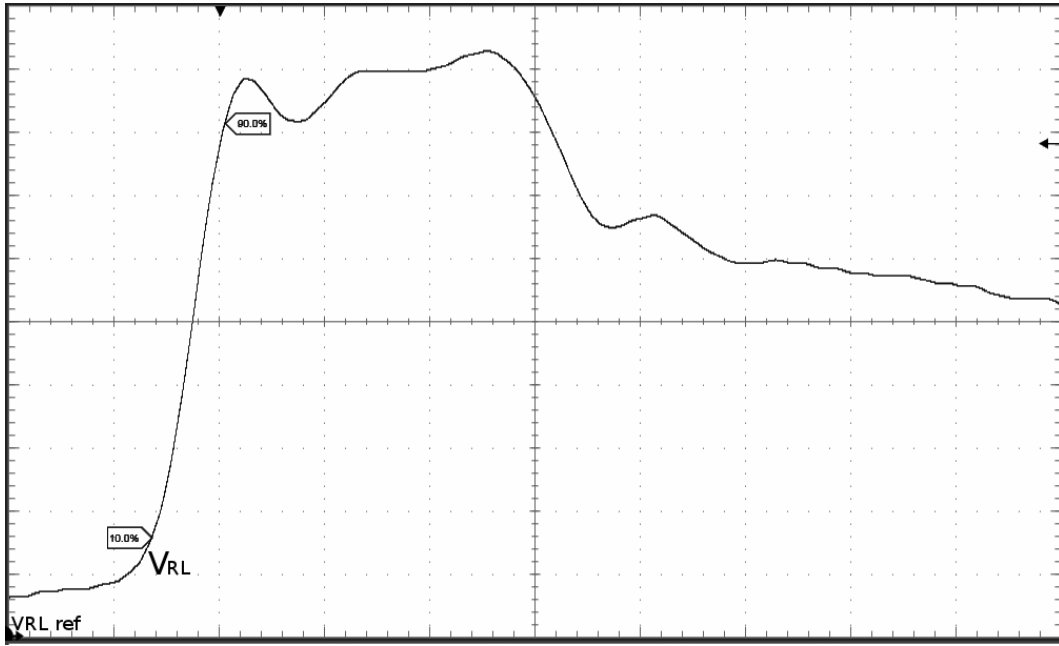


Figura 3.6: Tensione su R_L durante la scarica a valanga. $V_{RL} : 5V/div$, base dei tempi: $1ns/div$. $V_{max} = 18,5V$, $t_r = 695ps$.

La soluzione adottata per la risoluzione dell'instabilità è la riduzione della resistenza R_b per diminuire la caduta di tensione ai suoi capi provocata dalla corrente riportata in base.

Ponendo $R_b = 100\Omega$ il problema delle scariche a valanga non controllate viene risolto completamente.

In fig. 3.6 si può esaminare la tensione su R_L , detta V_{RL} , durante la scarica a valanga. Il tempo di salita vale circa $700ps$, e l'ampiezza massima $18,5V$. Si nota inoltre che l'ampiezza dell'impulso mantiene il valore massimo per un tempo pari a $3ns$, più che sufficienti a permettere la commutazione del diodo SRD, rendendo superflua la soluzione con linea di trasmissione proposta nel circuito in fig. 2.21.

Prototipo 3

Con lo sviluppo di questo prototipo si sono volute indagare le criticità dovute agli effetti parassiti al fine di migliorare la velocità dell'impulso. A tale scopo particolare attenzione va posta nella realizzazione del layout del percorso composto da resistenza R_L , capacità C_x e BJT.

Su questo circuito la corrente presenta variazioni molto veloci, dell'ordine di $1A/ns$. Con grandezze di questa entità la presenza di un'induttanza parassita insita nel percorso limita pesantemente la velocità di variazione della corrente.

Per minimizzare l'induttanza parassita è necessario ridurre al minimo il percorso della corrente, e l'area che racchiude nel circuito fisico.

Nei prototipi 1 e 2 non sono stati presi accorgimenti in tal senso e, come si vede in fig. 3.6, la tensione sulla resistenza R_L presenta tempi di salita di $700ps$ e ampiezza massima pari a $18V$. La corrispondente corrente presenta un picco di $360mA$ e una pendenza di $0.51A/ns$.

Il transistor utilizzato nel generatore a valanga, il 2n2369 è costruito all'interno del package metallico TO-18, come si può osservare in fig.2.22. L'induttanza parassita del BJT in questione, dell'ordine del nH , alle variazioni di corrente in gioco durante la scarica a valanga è capace di opporre una tensione dell'ordine della decina di volt.

Questo si traduce nella riduzione della pendenza e dell'ampiezza massima dell'impulso corrente sulla resistenza R_L .

Il TO-18 ha la capsula esterna collegata elettricamente al collettore del BJT. Più precisamente il substrato di tipo N che forma il collettore del transistor NPN è "saldato" sul contenitore metallico. Per questo motivo, nonostante sia presente un reoforo specifico per il collettore, il percorso minore per questa connessione è offerto proprio dal case metallico.

Quindi, per ridurre l'induttanza parassita, un capo del condensatore C_x è stato saldato direttamente alla capsula del transistor. L'altro capo del condensatore invece è stato collegato sul terminale a massa della resistenza R_L con particolare attenzione a disporre questi 3 componenti più vicini possibile in modo da ridurre al minimo il percorso della corrente e l'area dell'anello.

Tramite questi accorgimenti si sono ottenuti impulsi in tensione sulla resistenza R_L di ampiezza pari a $44V$ e tempi di salita di $650ps$, corrispondenti a $880mA$ di picco con pendenza $1.3A/ns$. Rispetto al prototipo 1 la derivata e l'ampiezza del picco di corrente è più che raddoppiata.

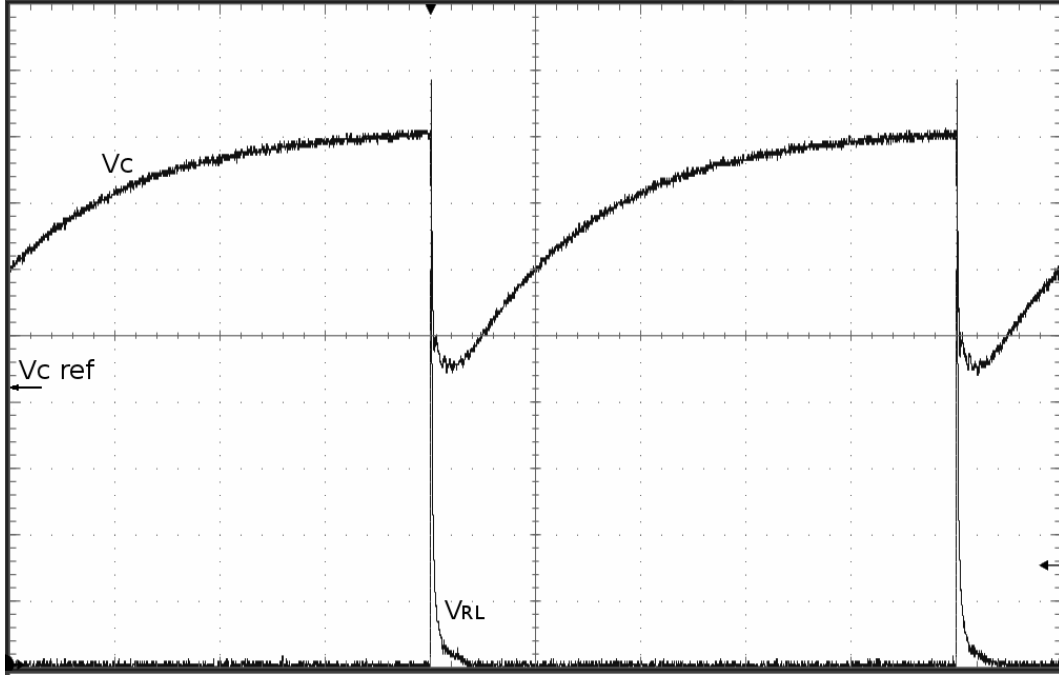


Figura 3.7: Generatore funzionante ad una frequenza di 2MHz. V_c : 20V/div, V_{RL} : 5V/div, base dei tempi: 100ns/div. Lo zero di V_c è indicato dalla freccia “ $V_{c\text{ref}}$ ”.

Il reoforo del collettore è stato comunque utilizzato per la connessione alla resistenza R_c , non essendo una parte del circuito in cui la corrente varia in modo critico. Riassumendo, i componenti del prototipo 3 valgono:

- $R_C = 2,2k\Omega$
- $C_x = 47pF$
- $R_b = 100\Omega$
- $R_L = 50\Omega$
- $C_{in} = 1nF$
- $R_{in} = 100\Omega$
- $C_a = 470nF$
- $R_a = 470\Omega$

In fig. 3.7 sono rappresentate le tensioni sul collettore e sulla resistenza R_L durante il funzionamento del generatore a valanga pilotato ad una frequenza di ripetizione di 2MHz.

3.2 Dimensionamento del circuito a diodo step-recovery

Il generatore a valanga presentato in questo capitolo dispone di una tensione di uscita massima di $44V$ su 50Ω , con picchi di corrente di $880mA$. Dei diodi disponibili per lo sviluppo del comb generator, le quali caratteristiche sono esposte in tab.2.1 e tab.2.2, si osserva che quello più adatto alle grandezze in gioco è il GC20151-2544-8A 1075. La sua tensione di breakdown infatti si adatta perfettamente alle caratteristiche del generatore.

Non essendo disponibili i dati sulle correnti massime sopportabili dal dispositivo, viste le potenze di bassa entità erogate dal generatore a valanga, si procede per gradi valutando il comportamento del diodo al variare delle condizioni di stress.

Analizzato il comportamento del diodo SRD e avendo chiare le caratteristiche del generatore a valanga è possibile unire i due schemi di principio di fig. 2.4, e fig. 3.1 in un unico circuito.

In particolare, i morsetti del generatore V_g in fig. 2.4 sono costituiti da quelli della resistenza R_L .

Non essendo più necessario simulare l'impedenza del circuito a diodo SRD tramite la resistenza $R_L = 50\Omega$ la si pone ad un valore molto più elevato, $R_L = 1k\Omega$, per fare in modo che la corrente in uscita al BJT durante la scarica a valanga prediliga il percorso offerto dal diodo step recovery attraverso la resistenza di uscita R_o .

Uniti i circuiti è necessario dimensionare la corrente di polarizzazione diretta del diodo SRD in modo da imporre il tempo di conduzione inversa pari a quello di salita $t_r = 650ps$ dell'impulso su R_L .

Per impedire l'assorbimento da parte di R_i di una corrente troppo elevata, che potrebbe ridurre sensibilmente l'ampiezza del picco in uscita al diodo SRD, si sceglie $R_i \gg R_o$, ponendo $R_i = 1k\Omega$. La corrente di polarizzazione negativa sul diodo step-recovery si potrà poi regolare variando la tensione (negativa) sul generatore E.

Tramite l'eq. 2.9 si ottiene che per un impulso di ampiezza massima pari a $\frac{44V}{50\Omega} = 0.88A$, con tempo di salita pari a $650ps$, la corrente di polarizzazione diretta del diodo SRD vale $14,3mA$.

Data $R_i = 1k\Omega$ si ha che la tensione di polarizzazione del diodo vale:

$$E = -(I_F R_i + V_d) = -15V$$

Predisponendo un generatore di tensione negativa variabile sarà poi possibile regolare finemente il tempo di conduzione inversa del diodo step-recovery.

4 Progetto del circuito stampato

Concluso il design del comb generator si procede con il progetto del circuito stampato (PCB) che ospiterà il circuito elettronico.

Per ottenere un circuito di dimensioni fisiche più ridotte tutti i componenti sono stati scelti in formato SMD (surface mount device). I componenti SMD rispetto ai corrispondenti componenti through hole offrono vantaggi quali:

- Dimensioni ridotte, i formati più piccoli misurano 1mm x 0,5mm.
- Non è necessario praticare fori nella scheda.
- Induttanze parassite ridotte dalla mancanza di reofori e dalle dimensioni ridotte.
- Minore resistenza sulle connessioni con il PCB.
- Migliore comportamento in alta frequenza.
- Costo inferiore ai corrispondenti componenti through hole.
- Migliore compatibilità EMC dovuta alle dimensioni ridotte.

Il costo per avere questi vantaggi è una maggiore complessità nel montaggio. Questa tecnologia inoltre non è adatta ad applicazioni per alte potenze, e i costi necessari all'acquisto di strumentazione per la produzione di serie sono decisamente superiori che per i componenti through hole.

Il formato scelto per tutti i componenti SMD utilizzati in questo progetto è il 1206. Questi componenti presentano tutti lo stesso footprint, che misura 3,2mm x 1,6mm (fig.4.1).

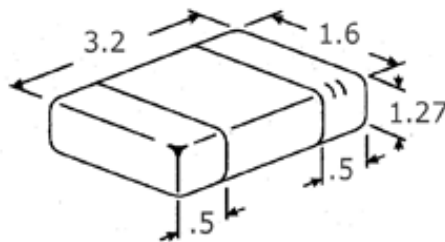


Figura 4.1: SMD formato 1206, dimensioni in mm

Il disegno del PCB è eseguito tramite il software Eagle. Lo schema finale del comb generator è rappresentato in fig.4.2.

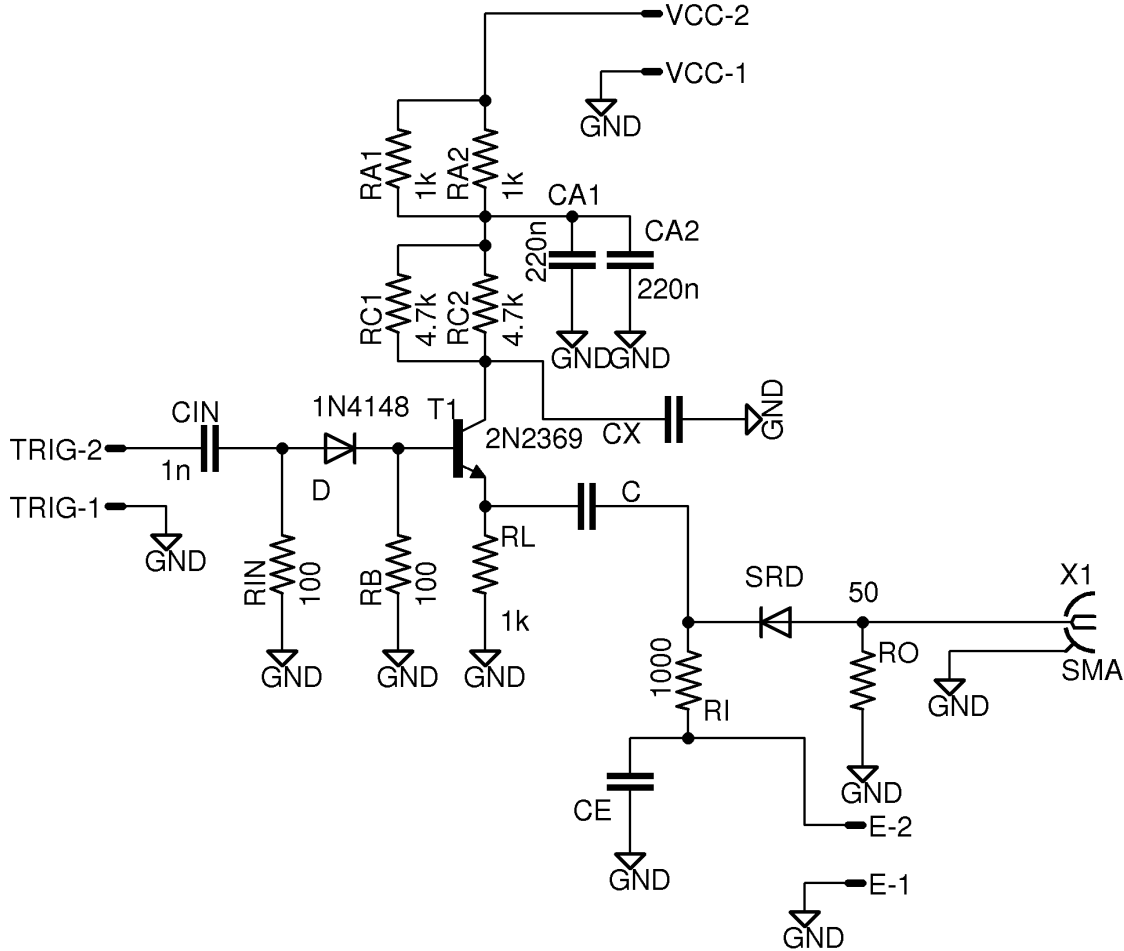


Figura 4.2: Schema del circuito generatore di impulsi

Lo schema del circuito è stato adattato alle caratteristiche dei componenti utilizzati. Poichè in R_a e R_c scorre una corrente che può diventare eccessiva per la massima potenza dissipabile dai componenti in tecnologia SMD 1206 (0.125W), nel PCB esse verranno sostituite da coppie di resistenze in parallelo, in modo da aumentare a 0.25W la potenza dissipabile complessivamente da ogni coppia.

Per quanto riguarda il condensatore C_a , è difficile trovare condensatori in formato SMD 1206 resistenti a tensioni maggiori di 50V e contemporaneamente di valore sufficientemente elevato. Per ovviare a questo inconveniente si sono collegati in parallelo 2 condensatori di valore 220nF da 250V in modo da creare una capacità più elevata da 440nF.

Per stabilizzare la tensione del generatore E si prevede l'utilizzo di una capacità $C_E = 100nF$ che agendo come filtro, garantisce un'alimentazione stabile alla frequenza di funzionamento.

L'utilizzo di piani di massa migliora il comportamento del circuito in alta frequenza perchè riduce l'aumento di impedenza delle piste dovuta all'effetto pelle.

Si decide perciò di predisporre un piano di massa più ampio possibile, sia sulla parte superiore (top) che su quella inferiore (bottom) del circuito. Per migliorare i percorsi nei punti critici si prevede il collegamento elettrico tra i piani di massa superiore e inferiore tramite "vias", cioè perforazioni dello stampato reimpite con materiale conduttore.

Per migliorare le prestazioni del condensatore C_x e per ridurre la lunghezza del percorso critico si decide di costruire una capacità, detta C_M , sfruttando direttamente il piano di massa.

È stata valutata l'idea di utilizzare i due piani di massa del PCB come armature del condensatore C_M in modo da ottenere una capacità con effetti induttivi parassiti irrisori. Lo stampato su cui si andrà a costruire il PCB è costituito da una lamina spessa $1.6mm$ FR-4, materiale che presenta una costante dielettrica relativa pari a $\varepsilon_r = 4,7$.

Essendo la capacità di un condensatore data da:

$$C_M = \varepsilon_r \varepsilon_o \frac{A}{d}$$

con ε_o costante dielettrica assoluta, ε_r costante dielettrica relativa, A l'area delle armature e d la distanza tra le armature, utilizzando i piani di rame sulle due facce del PCB si ottiene una capacità di $2,6 \frac{pF}{cm^2}$. Per ottenere una capacità $C_M = 47pF$ sarebbero necessarie delle armature da $18cm^2$.

Questa tecnica costruttiva occupa un'area eccessiva rispetto a quella occupata dal circuito. Si può percorrere una strada alternativa utilizzando solo uno dei due piani di massa per costruire il condensatore.

Praticando nel PCB un foro delle dimensioni del case del transistor è possibile costruire un condensatore composto da due armature di cui la prima è il piano di massa sul lato bottom e la seconda è una lamina di rame opportunamente isolata dal piano di massa.

Inserendo la testa del BJT nel foro in modo che esca dalla parte "bottom" del PCB, è possibile saldare la lamina di rame sulla parte superiore del case in modo da connettere il collettore direttamente sulla lamina del condensatore. Isolando la lamina dal piano di massa con un dielettrico si ottiene il condensatore C_M connesso con il minore percorso possibile.

Utilizzando come dielettrico del nastro di carta isolante per trasformatori si ottengono capacità che vanno dai $15pF/cm^2$ con le armature del condensatore appoggiate semplicemente fino ad arrivare ai $25pF/cm^2$ schiacciando le lamine una sull'altra.

Vista la variabilità del valore di C_M si decide di collegarlo in parallelo ad un condensatore C_P in formato SMD per aumentare la capacità totale a $C_P + C_M = C_X$.

Questo accorgimento permette di aumentare la precisione del valore di C_X mantenendo le caratteristiche di layout date da C_M .

Il reoforo del collettore del BJT verrà collegato alla resistenza di carica R_c prevedendo un footprint per C_P . Vicino al BJT, sulle piste che andranno collegate ai terminali del transistor si predispone un allargamento della pista che sarà utile per saldare i piedini del BJT sul PCB. La scheda è stata predisposta per il collegamento al PCB del reoforo del collettore e uno per la base, ma non per l'emettitore che, per ridurre il percorso, verrà stagnato direttamente su una terminazione della resistenza R_L .

Per ridurre le capacità parassite nei punti in cui la tensione deve poter variare molto velocemente sono stati eliminati i piani di massa vicini alla resistenza di uscita del generatore a valanga R_L , alla capacità C , alla resistenza R_i e alla resistenza R_o . Questo provvedimento vale per i piani di massa, su entrambi i lati del PCB.

Viste le dimensioni del diodo SRD utilizzato, esposto in fig.2.3, si è preferito tagliarne le estremità in modo da minimizzarne le caratteristiche parassite.

Come interfaccia di uscita si è utilizzato un connettore SMA, scelto per le sue dimensioni ridotte e per le sue prestazioni in frequenza.

Il PCB risultante dal processo di progettazione è quello rappresentato in fig. 4.3 (top) e fig. 4.4 (bottom).

Dalle immagini è interessante osservare il foro per il BJT, posto rovescio al centro del PCB, e il percorso di lunghezza minima, libero dalla vicinanza dei piani di massa, formato dalla corrente dal transistor alla resistenza di uscita R_o .

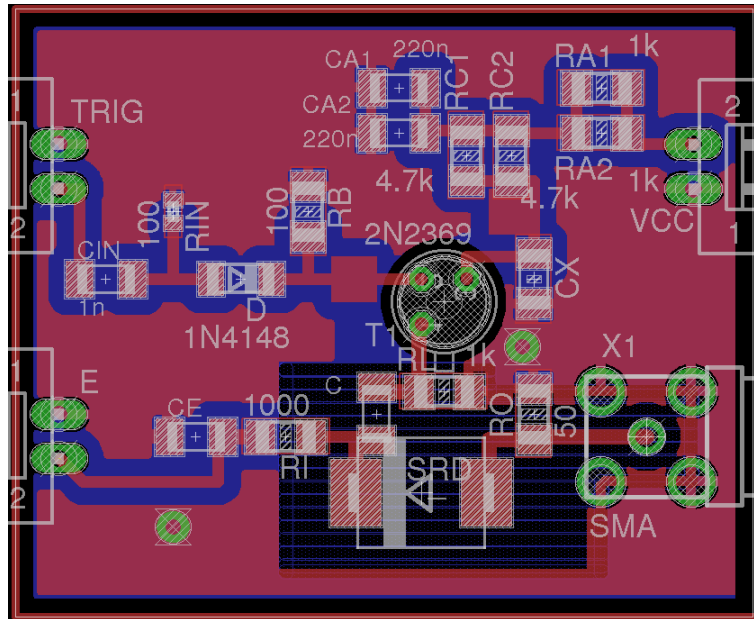


Figura 4.3: PCB finale, lato top.

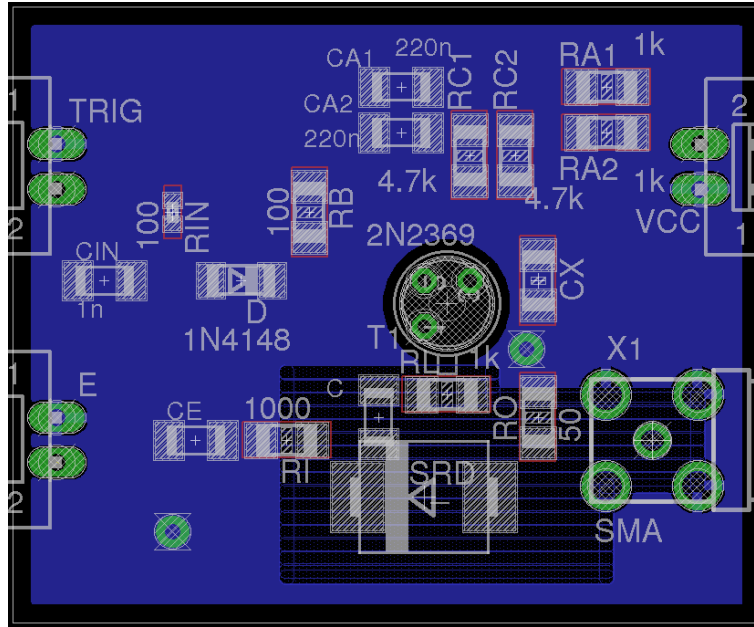


Figura 4.4: PCB finale, piste sul lato bottom.

4.1 Montaggio del circuito su PCB

Ottenuto il PCB tramite fresatura si procede a montare i componenti SMD stagnandoli con l'aiuto del microscopio.

Successivamente viene effettuato il foro dove verrà inserito il case del transistor in modo da poterne saldare i reofori sul lato “top”. In questo modo il case del BJT sporge di circa 3 mm dal lato “bottom” dove dal foro è stato asportato il rame del piano di massa per evitare corto circuiti.

Sul lato “bottom” della scheda si procede alla costruzione del condensatore C_M tramite nastro adesivo di rame. Volendo ottenere un valore di C_M in modo che $C_M \simeq \frac{C_x}{2}$, si è tagliata un’armatura di area $2cm^2$. L’armatura è stata isolata dal piano di massa tramite l’isolante di carta, di dimensioni leggermente superiori per evitarne il contatto con il piano di massa. Su un lato dell’isolante è stato praticato un foro delle dimensioni della testa del transistor e nella lamella di rame è stata eseguita un’incisione che permette il sollevamento dei lembi dell’armatura sopra la testa del BJT ottenendo tre connessioni. Dopo aver saldato queste ultime al case del BJT, l’armatura è stata fissata sopra al dielettrico tramite del nastro isolante, come si può vedere in fig. 4.5.

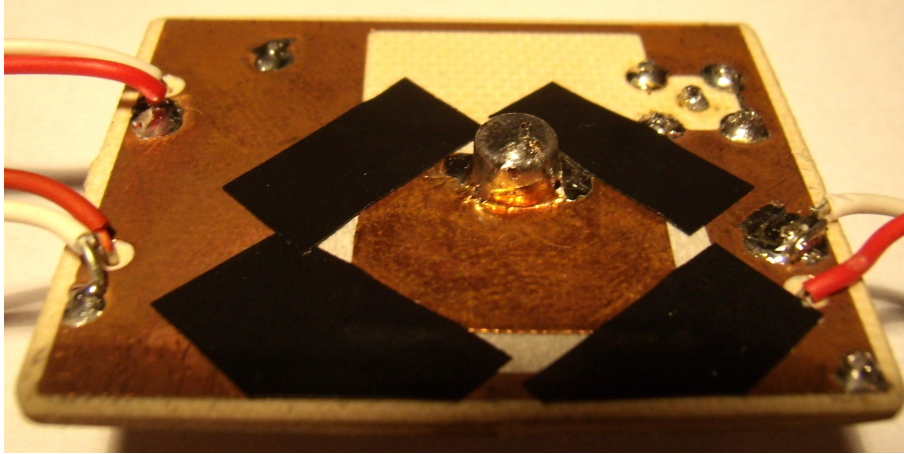


Figura 4.5: Condensatore costruito sul piano di massa

La capacità del condensatore ottenuto vale circa $C_M = 20pF$, per ottenere $C_x = 47pF$ servirà un condensatore SMD $C_P = 27pF$.

In fig. 4.6 si può osservare il montaggio del diodo SRD dopo l'operazione di accorciamento dei terminali.

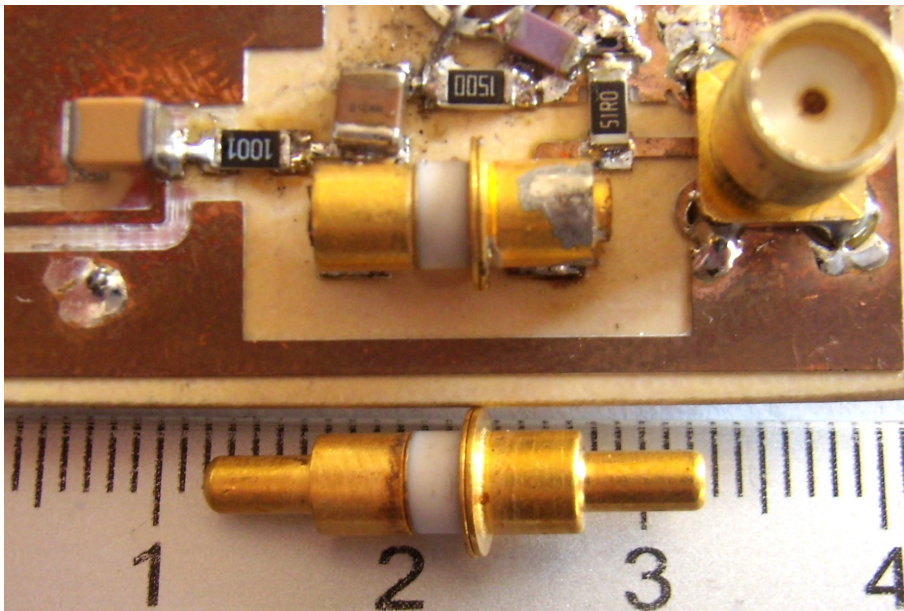


Figura 4.6: Diodo SRD

5 Test e misure sul comb-generator

In questo capitolo vengono presentati i risultati delle misure eseguite nel circuito. L'analisi sperimentale sarà mirata a quantificare le caratteristiche principali dell'impulso generato.

Nella prima parte verrà studiato ed ottimizzato solo il generatore a valanga, mentre nella seconda parte si analizzerà il circuito completo, comprensivo di uscita con diodo step-recovery.

5.1 Collaudo del generatore a valanga

In questa fase si effettua il collaudo del generatore a valanga, senza saldare nel PCB il condensatore C che connette il BJT con il diodo SRD e utilizzando come resistenza di carico $R_L = 50\Omega$.

In particolare verranno presentate delle revisioni di layout nelle quali tramite semplici accorgimenti si otterranno benefici in termine di ampiezza e velocità dell'impulso.

In particolare il collaudo è mirato ad ottimizzare il layout del circuito per minimizzare il tempo di salita dell'impulso generato. Le misure rilevate sono state ottenute tramite un oscilloscopio Tektronix DPO5104 avente banda $1GHz$ utilizzando sonde di tensione attive con impedenza $1M\Omega$.

Test 1

Nel primo test si sperimenta inizialmente il comportamento della sola capacità autocostruita C_M , per studiarne le prestazioni e successivamente si collega anche la capacità SMD C_P per ottenere il valore C_X dimensionato in precedenza.

Le forme d'onda ottenute con la sola capacità C_M sono rappresentate in fig. 5.1. Il segnale generato dal BJT in scarica a valanga raggiunge un picco di $30V$ con un tempo di salita $t_r \simeq 600pS$.

Dalla fig. 5.1 è possibile osservare che quando il segnale su R_L ha raggiunto la sua ampiezza massima, la tensione sul collettore V_C è già calata di oltre $20V$ rispetto al valore precedente alla scarica a valanga. In queste condizioni la polarizzazione sul collettore è insufficiente ad alimentare un'elevata corrente di scarica perciò l'impulso è di ampiezza inferiore di quella ottenuta nel prototipo 3 trattato nel capitolo 3.1. Come previsto, da

queste considerazioni si può dedurre che la capacità C_x è troppo piccola per alimentare un impulso di ampiezza adeguata.

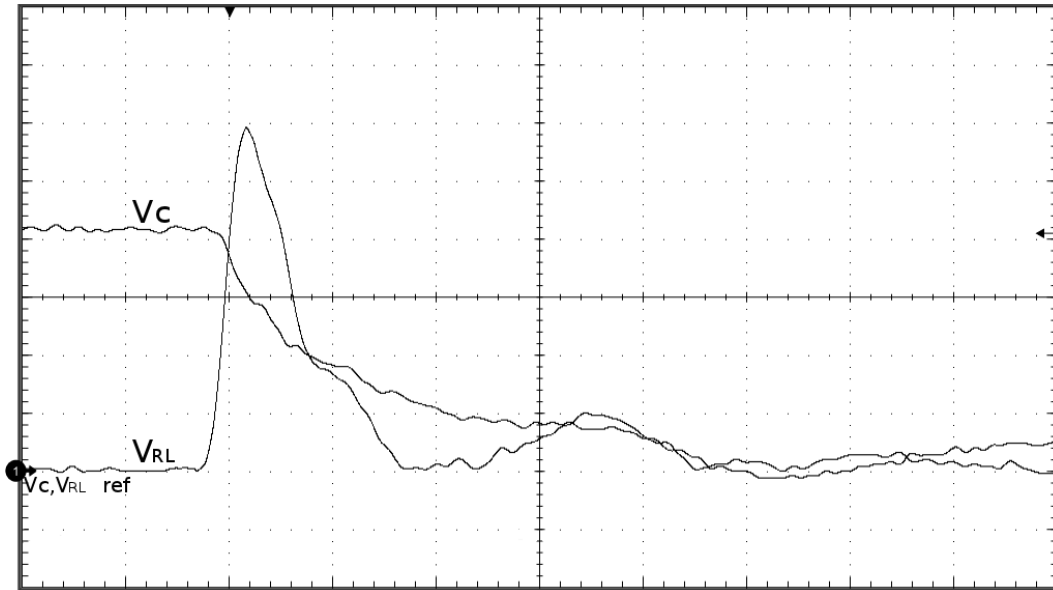


Figura 5.1: Impulso in uscita al generatore a valanga del test 1. $V_{RL} : 5V/div$, $V_c : 20V/div$, base dei tempi: $2,5ns/div$.

Per ottenere una capacità totale $C_X = C_P + C_M = 47pF$, come previsto nel dimensionamento del circuito, si inserisce il condensatore $C_P = 27pF$ nel footprint dedicato alla capacità SMD, evidenziato dall'ingrandimento in fig. 5.2.

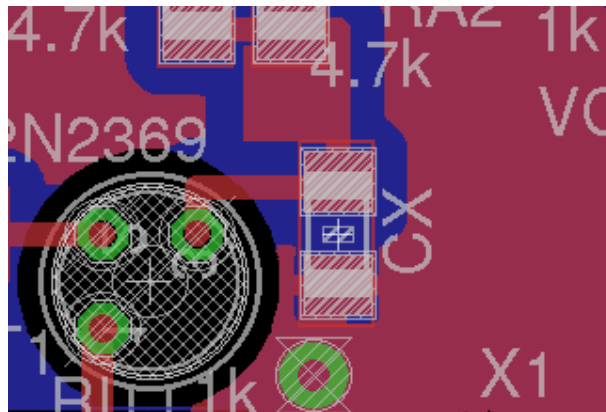


Figura 5.2: Particolare del PCB in cui si evidenzia il footprint dedicato al collegamento di una capacità SMD al reoforo del collettore del BJT.

In fig.5.3 sono visualizzate le forme d'onda risultanti da questa configurazione. La tensione di picco sulla resistenza R_L aumenta fino a raggiungere un'ampiezza di $39V$, si può inoltre osservare un rallentamento nella parte finale della salita del segnale.

Da questo rallentamento si può dedurre che la capacità SMD soffre maggiormente di effetti induttivi rispetto a quella autocostruita, dovuti alla tecnologia costruttiva e al collegamento a percorso non minimo offerto dal reoforo del collettore del BJT. Questa considerazione è supportata dal fatto che l'impulso rallenta la sua ascesa solo dopo aver raggiunto l'ampiezza massima ottenuta dalla precedente misura con la sola C_M .

La tensione sul collettore cala più lentamente che nel caso precedente, vista la maggiore energia accumulata in C_x , alimentando più a lungo la scarica a valanga del BJT. La durata temporale all'emivale dell'impulso rispetto al caso con la sola C_M aumentata da $1,6ns$ a $3,25ns$.

Il tempo di salita dell'impulso generato con questa configurazione è pari a $t_r \simeq 1ns$

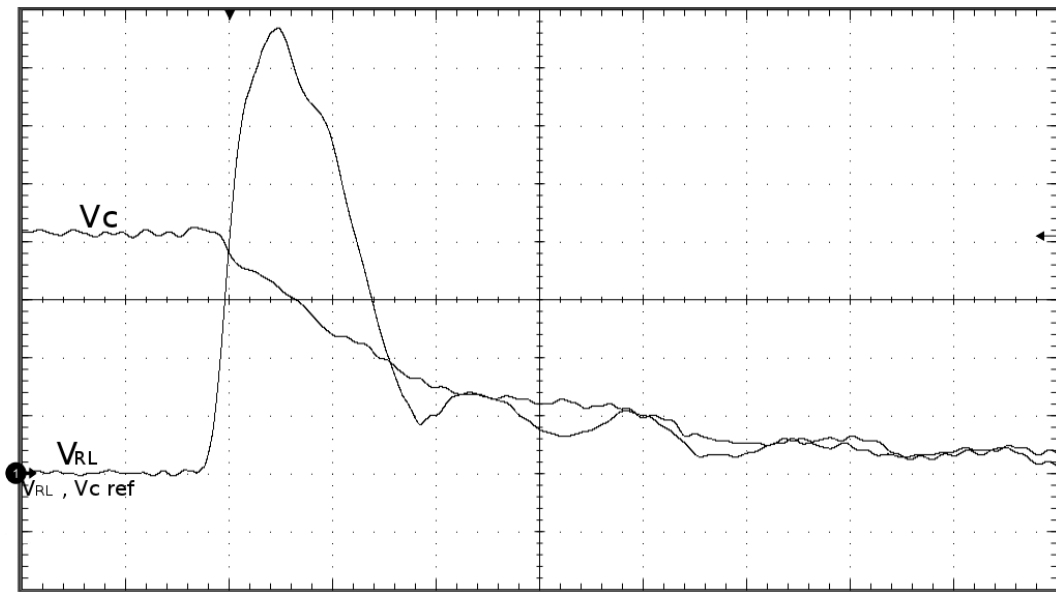


Figura 5.3: Forme d'onda con condensatore aggiuntivo da $33pF$ collegato sul reoforo del collettore. $V_{RL} : 5V/div$, $V_c : 20V/div$, base dei tempi: $2,5ns/div$.

Test 2

Per migliorare il tempo di salita t_r dell'impulso generato dal transistor si sostituisce la capacità da $C_P = 27pF$ saldata sul reoforo con tre condensatori da $10pF$ saldati direttamente tra il case del transistor e il piano di massa del lato top del PCB.

In fig. 5.4 si possono osservare, evidenziati dalle frecce, i condensatori saldati direttamente al cerchio metallico del case del BJT.

Si è preferito utilizzare tre condensatori da $10pF$ rispetto a uno da $27pF$ perchè gli effetti induttivi all'interno dei componenti tendono a diminuire nel collegamento in parallelo rispetto alla serie dove tendono a sommarsi. Inoltre, i condensatori di basso valore tendono ad avere una resistenza equivalente serie (ESR) minore rispetto ad altri di ca-

pacità maggiore visto che una minore area delle armature implica un percorso più breve della corrente.

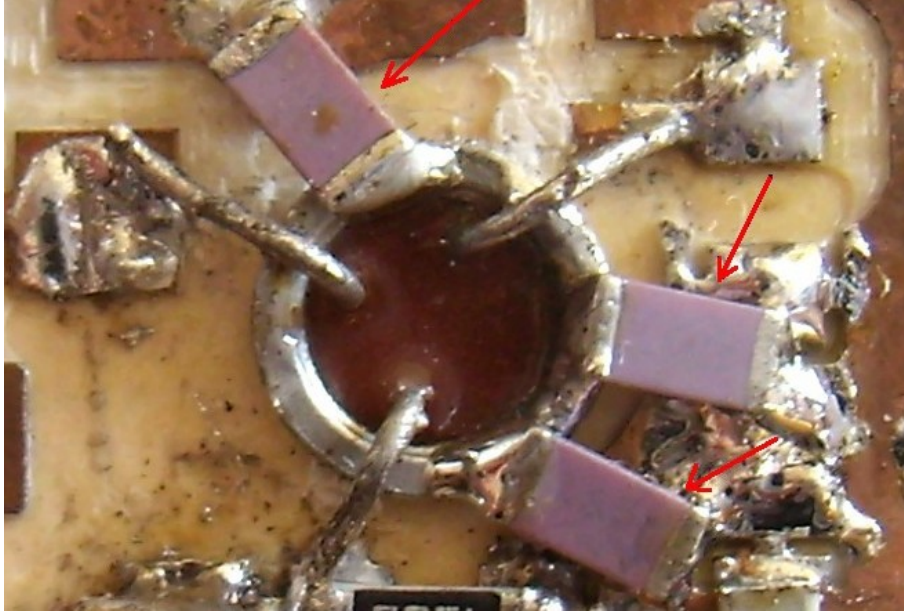


Figura 5.4: Condensatori aggiuntivi saldati sul case del BJT e sul reoforo del collettore, evidenziati dalle frecce.

Dalla misura dell'impulso generato con questa configurazione, illustrata in fig. 5.5, rispetto al test 1 si osserva una netta diminuzione del tempo di salita nel punto di ampiezza massima. Nonostante ciò l'ampiezza del segnale generato resta costante rispetto al caso precedente.

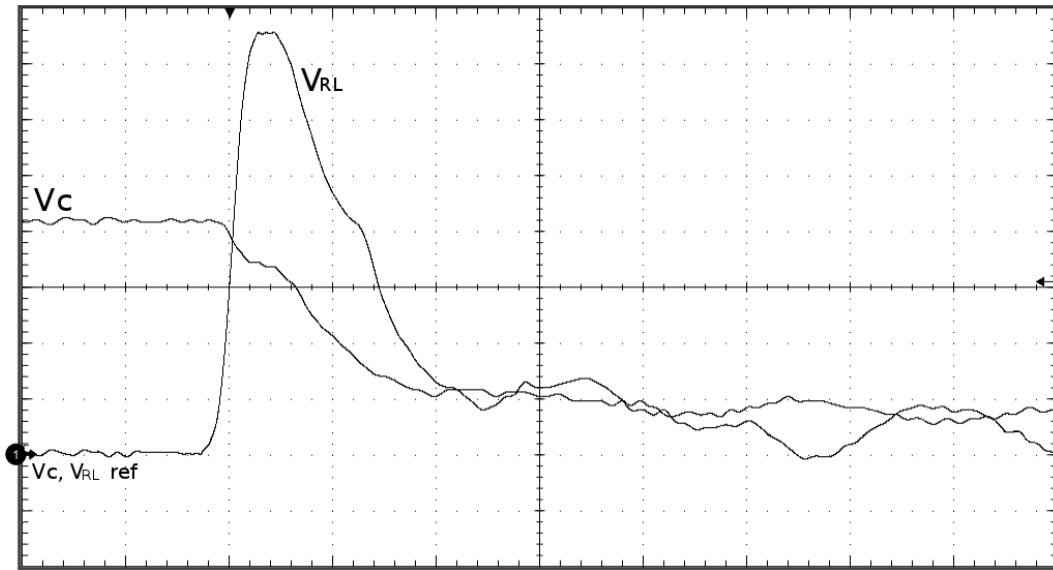


Figura 5.5: Impulso generato con condensatori collegati direttamente sul case, $t_{rise} \simeq 600ps$. $V_{RL} : 5V/div$, $V_c : 20V/div$, $V_{trig} : 5V/div$, base dei tempi: $2,5ns/div$.

Il tempo di salita dell'impulso di tensione su R_L vale con questa configurazione $t_r \simeq 700ps$. Inoltre se si confronta la forma d'onda di fig.5.3 con quella di fig.5.5, si nota una maggiore linearità e pulizia dell'impulso in quest'ultimo caso.

5.2 Collaudo del circuito a diodo SRD

In questa fase finale di collaudo verrà adottata la configurazione di progetto che prevede il pilotaggio del circuito a diodo step-recovery da parte del generatore a valanga.

Come prima nello sviluppo del circuito si avanza per gradi, sottoponendo inizialmente il diodo SRD a test a corrente limitata e verificandone successivamente il funzionamento a pieno regime.

Verrà infine proposta una soluzione mirata alla riduzione delle perdite sulla resistenza R_b .

Saldato il condensatore $C = 100nF$ nel relativo footprint di fatto si collega il circuito SRD al generatore a valanga.

Questo condensatore è un componente critico in quanto responsabile del collegamento delle due parti di circuito più veloci. Deve perciò essere adatto a lavorare a frequenze RF e in grado di trasmettere bene correnti molto alte senza dissipare potenza.

Si è perciò scelto un condensatore ATC in porcellana ad alto Q, per alta potenza RF (fig.5.6). Costruiti con ceramica ad elevata purezza (porcellana), presentano una struttura a multistrato che garantisce una bassissima induttanza e resistenza serie (ESR) perchè composti da un parallelo di molti condensatori. La resistenza serie è dell'ordine dei 0.05Ω , circa un terzo dei normali condensatori a radiofrequenza, con una dissipazione di potenza ad una corrente di $1A$ RMS ad $1GHz$ pari a $50mW$. La corrente massima alla frequenza di $1GHz$ vale $9A$, ben oltre le specifiche necessarie al corretto funzionamento del circuito per il quale il condensatore verrà utilizzato.

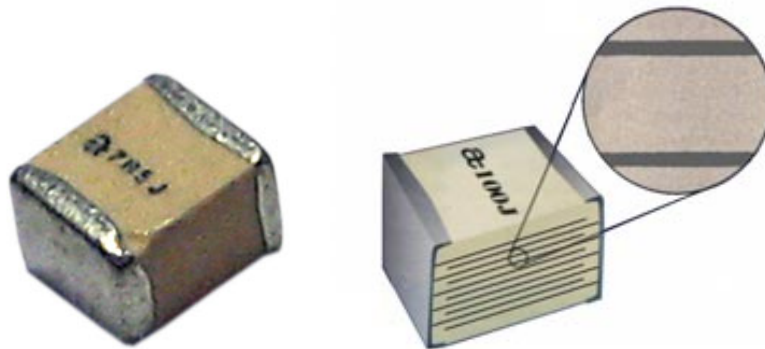


Figura 5.6: Condensatori in porcellana per alte potenze RF.

Test 3

In questo test si prova il funzionamento del diodo SRD in condizioni di corrente limitata, per verificarne le condizioni di stress. Non avendo a disposizione le caratteristiche di corrente massima in conduzione inversa del componente utilizzato, inizialmente si preferisce dimezzare la corrente sul diodo SRD lasciando collegata la resistenza $R_L = 50\Omega$.

Attraverso la resistenza R_i , il condensatore C_E , caricato da un generatore di tensione ad una tensione negativa, polarizza direttamente il diodo SRD.

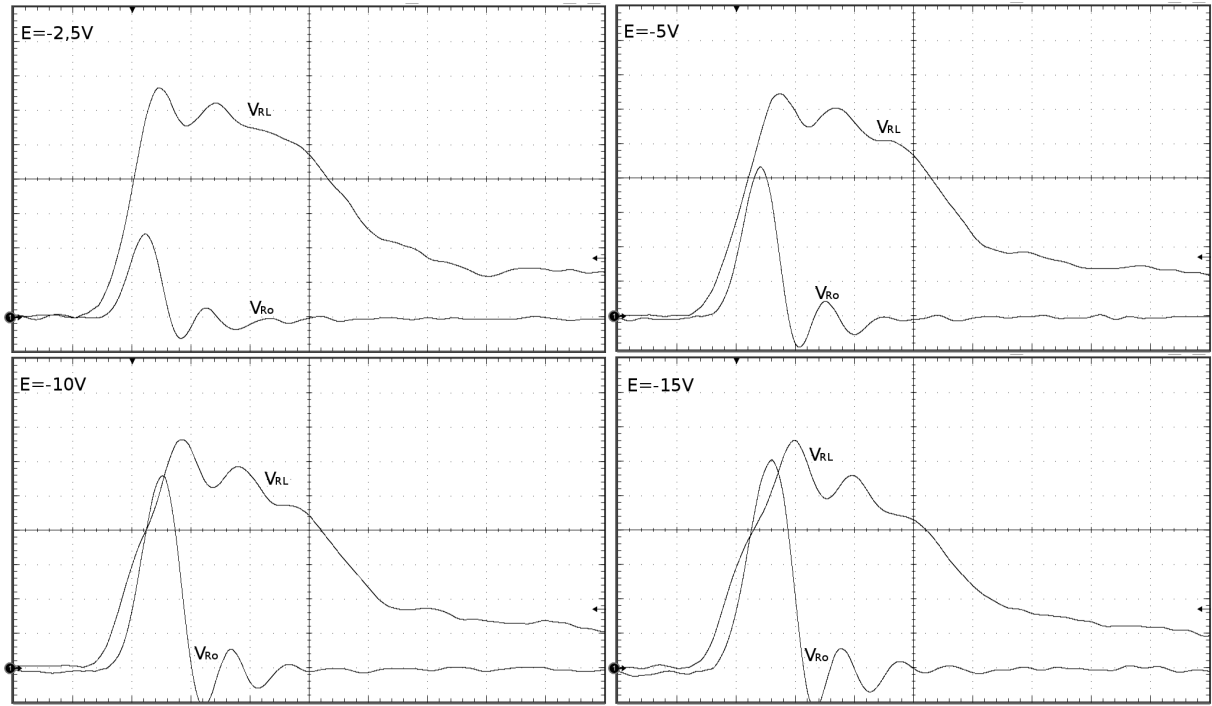


Figura 5.7: Impulsi prima e dopo il diodo SRD relativi a varie tensioni di polarizzazione..
 $V_{RL} : 5V/div$, $V_{Ro} : 5V/div$, base dei tempi: $1ns/div$.

Le forme d'onda dei grafici in fig. 5.7 raffigurano la tensione ai capi di R_o , indicata come V_{Ro} , prelevata dal connettore di uscita SMA e la tensione ai capi di $R_L = 50\Omega$, per varie tensioni polarizzazione E del diodo SRD.

Si osserva che variando la tensione negativa varia la carica accumulata nel diodo SRD, determinandone il tempo di conduzione inversa t_s . Il tempo t_s determina l'ampiezza dell'impulso in uscita al generatore a valanga che viene lasciato passare dal diodo SRD in conduzione inversa.

Come previsto dai calcoli effettuati nel capitolo 3.2, la tensione di polarizzazione $E = -15V$ massimizza l'ampiezza dell'impulso su R_o .

Test 4

Nel quinto test si pone $R_L = 1k\Omega$ per deviare la maggior parte della corrente in uscita dal generatore a valanga sul circuito a diodo SRD. Ci si aspetta un netto aumento dell'ampiezza massima dell'impulso su R_o .

In fig.5.8 sono rappresentate le forme d'onda della tensione su R_L , su R_o e su R_b dopo aver effettuato questa modifica.

La tensione V_{R_o} è stata prelevata dalla sonda coassiale descritta ed illustrata in appendice, e acquisita tramite l'ingresso a bassa impedenza dell'oscilloscopio in modo da adattarne l'impedenza. Essendo l'attenuazione introdotta dalla sonda pari a $A_T = \frac{1}{21}$ e il segnale all'ingresso dell'oscilloscopio visualizzato con un fattore di scala di $400mV/div$, il fattore di scala complessivo dato dalla sonda coassiale e dalle impostazioni dello strumento è pari a $8,4V/div$.

Analizzando le forme d'onda si può notare che le comuni sonde di tensione elettroniche utilizzate per misurare la tensione su R_L e su R_b , introducono un ritardo di circa $2,5ns$ rispetto all'impulso prelevato attraverso la sonda a cavo coassiale adattato.

Con la modifica apportata al circuito in esame si osserva che il valore massimo del picco di tensione su $R_L = 1k\Omega$, pari a $46V$, è aumentato di $7V$ rispetto alla misura illustrata in fig. 5.5 relativa al test 2 con $R_L = 50\Omega$.

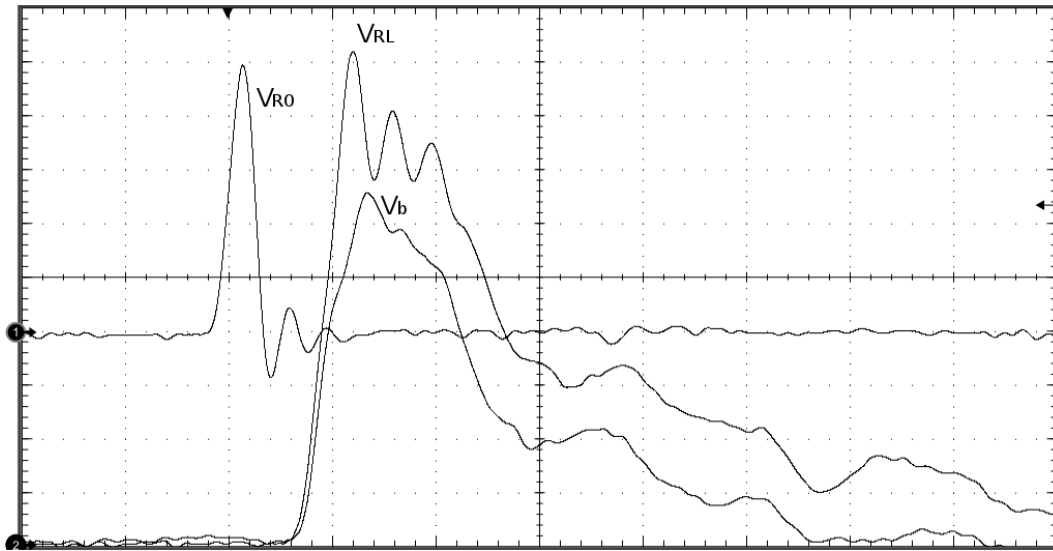


Figura 5.8: Tensione su R_L , R_o , e sulla base del BJT con R_b tra base e massa. $V_{RL} : 5V/div$, $V_{R_o} : 5V/div$, $V_{R_o} : 8,4V/div$, base dei tempi: $2,5ns/div$.

Questo aumento è dovuto all'induttanza parassita del circuito a diodo SRD, che a fronte di un'alta derivata di corrente iniettata dal generatore si comporta come un circuito ad alta impedenza. Per questo motivo, durante il tempo di salita, buona parte della corrente

viene iniettata in R_L , sui quali si presenta una caduta di tensione maggiore dato il valore elevato.

La forte oscillazione presente su V_{RL} dopo il punto di massimo conferma questa ipotesi, denotando chiaramente un'oscillazione poco smorzata dovuta alla risonanza dell'induttanza parassita con la capacità della sonda.

Il picco di tensione misurato su V_{RO} tramite la sonda coassiale è pari a $41V$ e presenta un tempo di salita $t_r \simeq 500ps$. Osservando che il tempo di salita della tensione V_{RL} è pari a $900ps$ si deduce che la sonda attiva non presenta una banda abbastanza elevata per seguire fedelmente il segnale.

Test 5

In questa fase di collaudo si sperimenta una modifica circuitale che minimizza le perdite del generatore a valanga durante la fase di scarica.

Buona parte della corrente erogata dal BJT in scarica a valanga viene persa sulla resistenza $R_b = 100\Omega$.

Considerando che l'impedenza vista dall'emettitore del BJT in scarica a valanga è nel migliore dei casi pari a R_o , applicando il partitore di corrente tra il ramo di base e quello di emettitore risulta che un terzo della corrente viene dissipato inutilmente sulla resistenza R_b .

Non essendo possibile aumentarla per il problema dell'instabilità emerso nel prototipo 1 e descritto nel capitolo 3.1, si collega la resistenza $R_b = 100\Omega$ tra base ed emettitore. La misura delle forme d'onda del circuito operante in questa configurazione sono illustrate in fig. 5.9.

Confrontando le figure 5.8 e 5.9 si osserva che la soluzione con R_b tra emettitore e massa porta ad un lieve aumento dell'ampiezza massima del picco di tensione su R_o , che ora vale $44,5V$.

Avendo eliminato le perdite su R_b ci si sarebbe aspettato un segnale aumentato di un fattore $\frac{1}{3}$ rispetto al circuito del test 4.

Questa discrepanza con la teoria può essere spiegata da due considerazioni.

Analizzando in fig. 5.9 la differenza di potenziale tra emettitore e base, si nota che nella fase iniziale della scarica a valanga del BJT arriva ad essere di $17V$, per poi diminuire sensibilmente al raggiungimento del valore massimo di V_{RL} . Da questa misura si può dedurre che sulla base è presente una capacità parassita, presumibilmente dovuta al diodo D, che assorbe corrente durante il tempo di salita. Perciò in questo modo il miglioramento introdotto dal collegamento della resistenza R_b all'emettitore è parzialmente vanificato.

Bisogna poi considerare che la corrente di un transistor in zona di scarica a valanga è proporzionale al fattore di moltiplicazione M, che a sua volta dipende fortemente dalla

polarizzazione del BJT. Osservando che la capacità C_x viene caricata ad una tensione $V_{hv} \simeq 78V$ e che V_{RL} raggiunge un valore massimo di $49V$, in questo istante la tensione istantanea ai capi del bjt vale $V_{CE} = 29V$, che essendo inferiore a V_{CE0} è insufficiente ad alimentare la scarica a valanga. Per questo motivo il BJT ad un certo punto si interdice e la tensione V_{RL} comincia a calare.

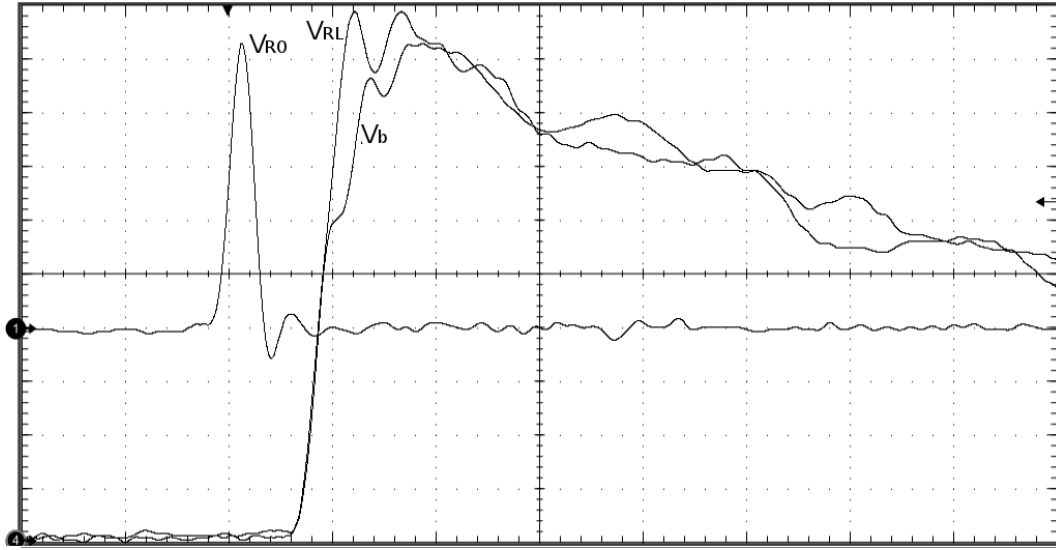


Figura 5.9: Tensione su R_L , R_o , e sulla base del BJT con R_b tra base ed emettitore.
 $V_{RL} : 5V/div$, $V_{Ro} : 5V/div$, $V_{R0} : 8,4V/div$, base dei tempi: $2,5ns/div$.

5.3 Analisi delle misure

Analizzando i risultati esposti nel precedente paragrafo si osserva che il tempo di discesa dell'impulso misurato è più breve di quello di salita e vale circa $400ps$ con una derivata di tensione pari a $105V/ns$ (o $2,1A/ns$) su un'impedenza di 50Ω .

La misura viene però influenzata dalle prestazioni dello strumento, che presenta un tempo di salita confrontabile, pari a $300ps$.

Per meglio capire l'influenza del sistema di misura sui risultati ottenuti si è effettuata l'acquisizione dell'impulso in uscita al comb generator con due oscilloscopi Tektronix di diverse caratteristiche, illustrate in tab. 5.1.

Il confronto delle misure acquisite con i due strumenti è presentato nei successivi paragrafi. Verrà infine analizzata anche l'acquisizione del segnale mediante analizzatore di spettro.

Le misure sono state effettuate sul circuito finale riportato in fig. 6.1.

	Banda [GHz]	t_{rise} oscilloscopio [ps]	Sample rate [GS/s]
Tektronix DPO 5104	1	300	10
Tektronix DPO 7354	3,5	100	40

Tabella 5.1: Caratteristiche principali dichiarate nei datasheet degli oscilloscopi impiegati.

Acquisizione 1: Tektronix DPO 5104

L'oscilloscopio Tektronix DPO 5104 dispone di una banda pari ad 1GHz e di una frequenza di campionamento in modalità real-time sample pari a 10GS/s . Viste le tempistiche in gioco e le prestazioni dello strumento, la misura è stata acquisita in modalità di interpolazione dei campioni.

Il collegamento del sistema di misura con il comb generator è quello illustrato in appendice, tramite la sonda coassiale attenuata.

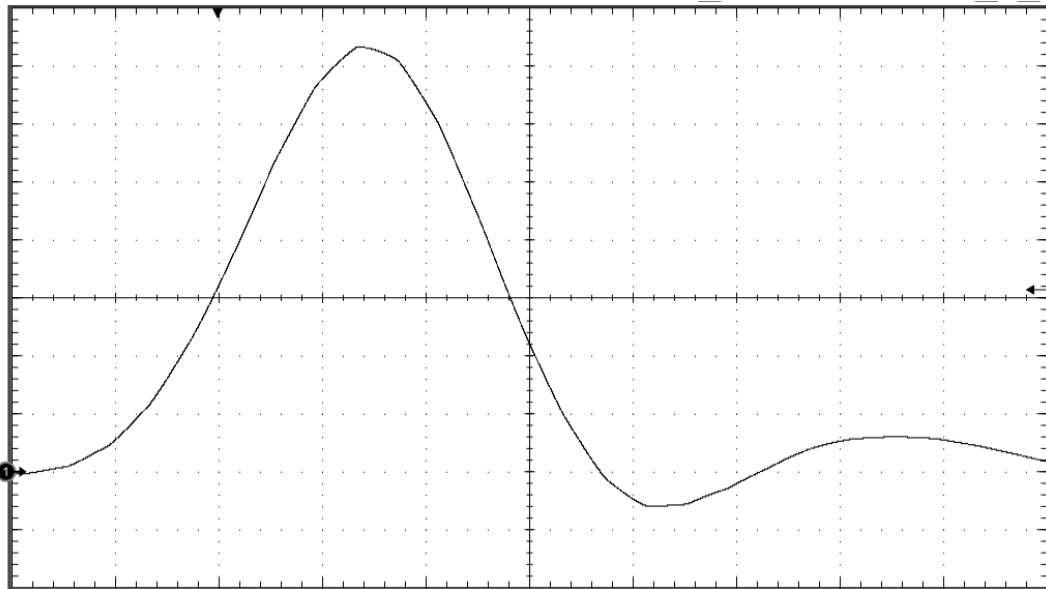


Figura 5.10: Misura dell'impulso effettuata con sonda coassiale attenuata e oscilloscopio Tektronix DPO5104. $V_{Ro} : 300\text{mV/div}$, base dei tempi: 250ps/div .

Analizzando la rilevazione della forma d'onda dell'impulso, illustrata in fig. 5.10, si ottiene:

- Tempo di salita $t_r = 460\text{ps}$.
- Tempo di discesa $t_f = 375\text{ps}$.
- Durata all'emivalore $t_w = 650\text{ps}$.
- Ampiezza massima del segnale attenuato: $V_{AttMax} = 2,18\text{V}$.

- Ampiezza massima equivalente del segnale su R_o : $V_{omax} = 45,8V$.

I valori ottenuti con questo sistema di misura sono molto più precisi di quelli ottenuti in precedenza con le sonde di tensione. Nonostante ciò, essendo confrontabili con i tempi di salita dell'oscilloscopio, le misure di t_r , t_f e dell'ampiezza V_{AttMax} dell'impulso sono influenzate dal sistema di misura.

Date le caratteristiche dello strumento qui impiegato ci si aspetta che la durata reale dell'impulso sia minore di quella rilevata e che la sua ampiezza reale sia maggiore.

Acquisizione 2 :Tektronix DPO 7354

Per meglio investigare le caratteristiche del segnale sono state effettuate delle misure con un oscilloscopio più prestante, un Tektronix DPO 7354 con banda $3,5GHz$, di cui il banco di prova è illustrato in fig. 5.11.

La sonda utilizzata per l'acquisizione è il cavo coassiale attenuato, la configurazione del sistema di misura è illustrata in appendice.

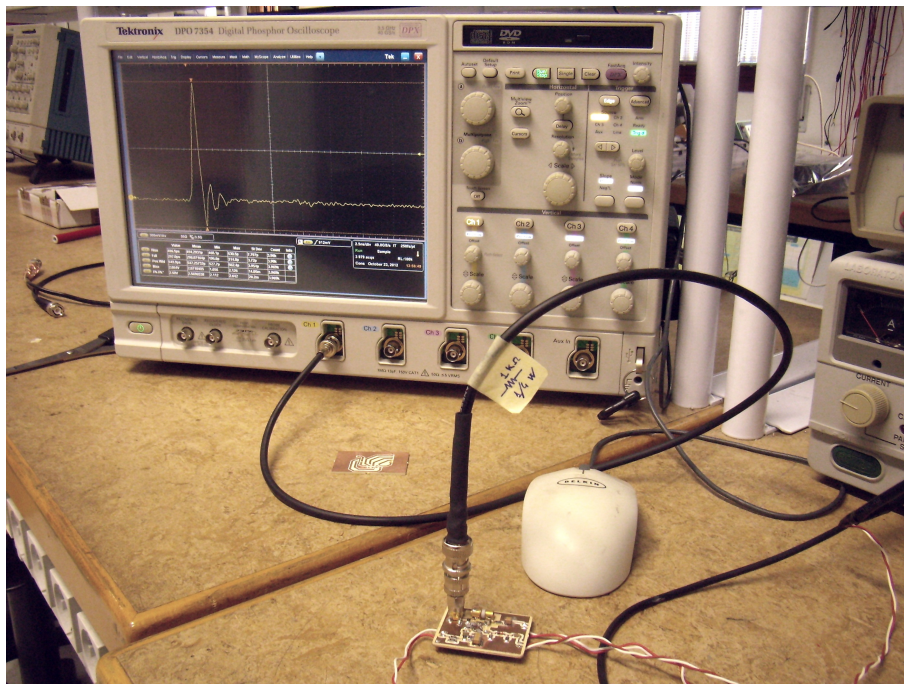


Figura 5.11: Piano di lavoro con oscilloscopio Tektronix DPO 7354.

I risultati, come ci si aspettava, rivelano tempi di salita, discesa e all'emivalore, inferiori a quelli ottenuti con il Tektronix DPO 5104 e un'ampiezza di picco superiore. La misura è meglio illustrata in fig. 5.12.

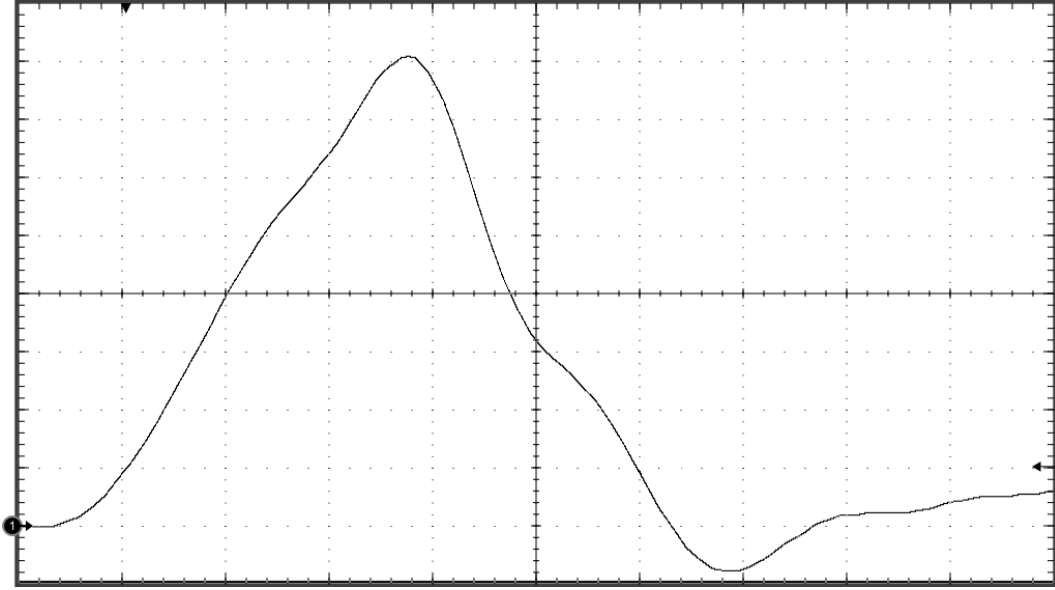


Figura 5.12: Misura dell'impulso effettuata con sonda coassiale attenuata e oscilloscopio Tektronix DPO 7354 con banda 3,5GHz. V_{Ro} : 300mV/div, base dei tempi: 200ps/div.

Dalla misura presentata in fig.5.12 si ottiene:

- Tempo di salita $t_{rise} = 455ps$.
- Tempo di discesa $t_{fall} = 360ps$.
- Durata all'emivale $t_{wid} = 555ps$.
- Ampiezza massima del segnale attenuato $V_{ATTmax} = 2,43V$.
- Ampiezza massima equivalente del segnale su R_o : $V_{max} = 51V$.

Come ci si aspettava le misure effettuate tramite uno strumento più veloce portano a dei risultati più accurati. Anche se i tempi di salita e discesa del segnale in uscita al comb generator misurati dai due sistemi non si discostano di molto, si nota una consistente differenza nelle misure di ampiezza massima e di durata all'emivale.

Acquisizione 3: analizzatore di spettro Agilent E7401A

Tramite l'analizzatore di spettro Agilent E7401A, è stata eseguita un'analisi dello spettro del segnale in uscita al comb-generator. Poiché il segnale è stato acquisito tramite la sonda coassiale con rapporto di attenuazione pari ad $A_t = \frac{1}{21}$, all'ingresso dello strumento, che effettua le misure in potenza su un'impedenza di 50Ω , ci si aspetta un segnale attenuato di $20\log(A_t) = 26,4dB$ rispetto a quello in uscita al comb generator.

In figura 5.13 è riportata la misura dello spettro del treno di impulsi con una banda compresa tra $f_{start} = 2MHz$ e $f_{stop} = 1,5GHz$. In corrispondenza al simbolo “1” , posto ad una frequenza di $f_{mkr} = 714MHz$, si legge una potenza di $-41,5dBm$, equivalente a $-15,1dBm$ in uscita al comb generator.

Allo scopo di indagare sulla risoluzione spettrale del comb generator, si è impostato lo strumento ad una frequenza centrale di $255MHz$ e span di $10MHz$. Il risultato è riportato in fig.5.14, dove è evidente la caratteristica forma a dente di pettine dello spettro in frequenza del treno di impulsi. Le componenti spettrali sono ben evidenti e separate della frequenza di ripetizione degli impulsi, $F = 2MHz$ l’una dall’altra, come si vede dall’indicazione $\Delta Mkr1$ in fig. 5.14. Inoltre l’ampiezza delle componenti spettrali vicine è pressochè costante, solo aumentando lo span dello spettro, in modo da comprendere un maggiore numero di componenti, è possibile notare il carattere decrescente del loro inviluppo.

Ci si aspetta che il primo polo dell’inviluppo dello spettro in uscita al comb generator, individuato dalla durata all’emivalore dell’impulso t_w , sia posizionato ad una frequenza pari a $f_\tau = \frac{1}{\pi t_w} = 578MHz$. Nella misura illustrata in fig.5.13 l’inviluppo comincia a calare sensibilmente a partire dalla quarta divisione orizzontale, corrispondente alla frequenza di $600MHz$.

Il secondo polo dello spettro è dato dal maggiore tra i tempi di salita e di discesa. Preso $t_r = 455ps$, lo studio teorico posiziona il secondo polo dell’inviluppo dello spettro del segnale alla frequenza $f_{\tau_r} = \frac{1}{\pi t_r} = 699MHz$.

Dallo spettro raffigurato in fig. 5.13 non si riesce a distinguere il primo dal secondo polo, essi sono posizionati a frequenze troppo vicine per essere distinguibili.

Dai calcoli ci si aspetta che la potenza massima dell’inviluppo spettrale sia pari a $-7dBm$. L’analizzatore di spettro, alla frequenza di start pari a quella di ripetizione dell’impulso $F = 2MHz$, misura una potenza di $-34dBm$, corrispondenti a $-8dBm$ prima dell’attenuatore, perciò anche le ampiezze delle componenti spettrali attese vengono confermate dalle rilevazioni sperimentali.

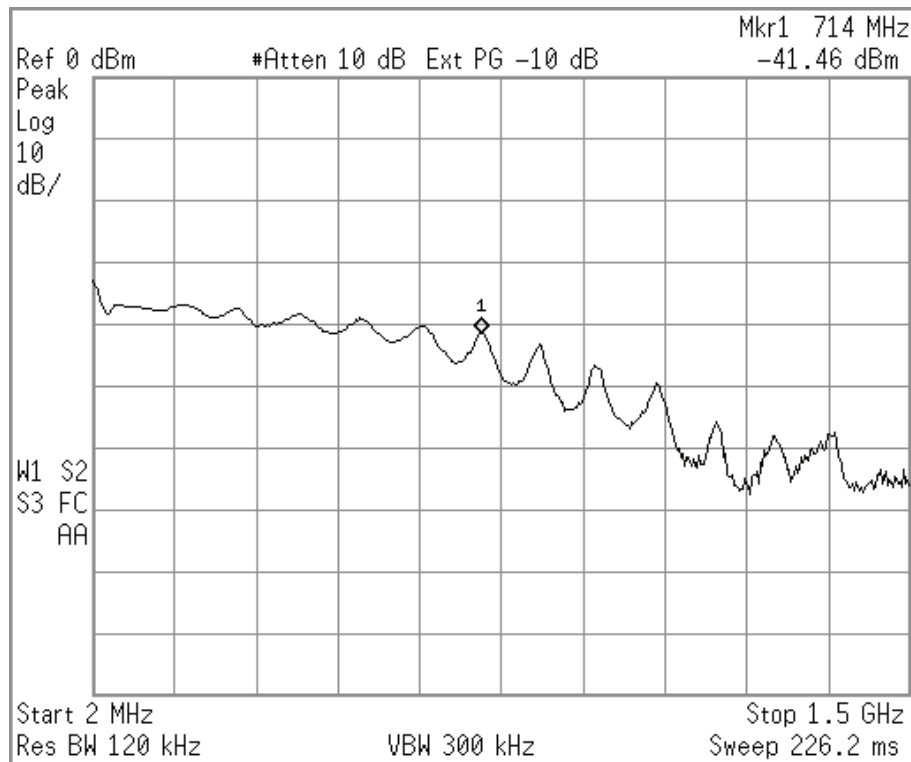


Figura 5.13: Spettro del segnale attenuato da 2MHz ai 1,5GHz.

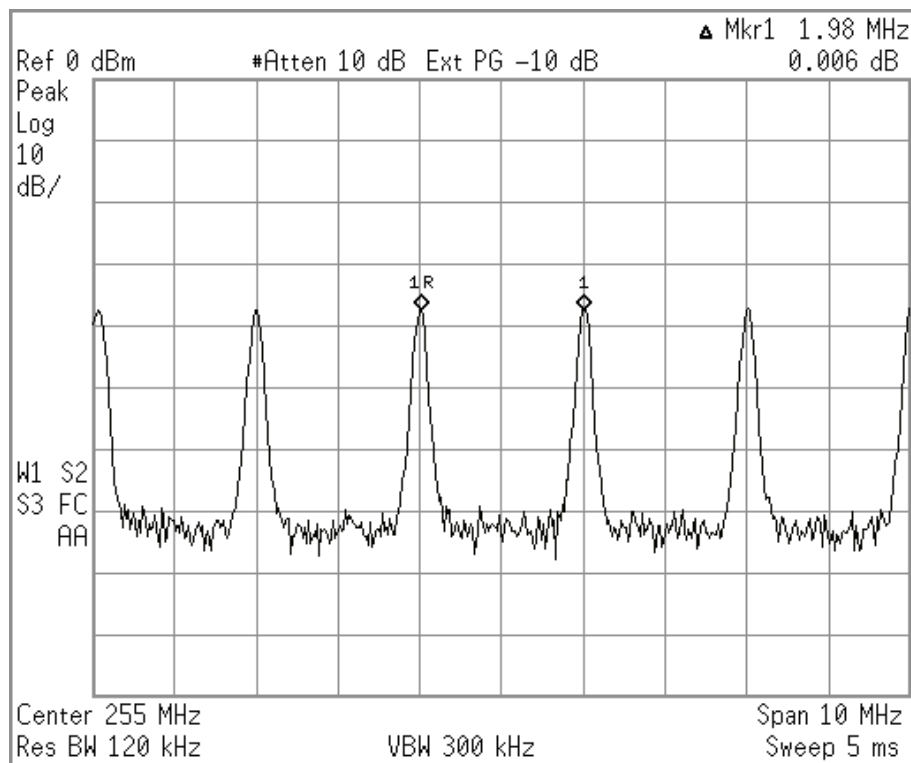


Figura 5.14: Particolare dello spettro del segnale ad una frequenza centrale di 255MHz e uno span di 10MHz

5.4 Margini di miglioramento

Nonostante siano stati raggiunti ottimi risultati esistono ancora margini di miglioramento per incrementare l'efficienza e le prestazioni di questo circuito.

Una strada esplorabile potrebbe essere la polarizzazione negativa della resistenza di base R_b . Questo consentirebbe l'aumento del valore di R_b assorbendo contemporaneamente una corrente I_{CB0} maggiore. Questo permetterebbe di aumentare la tensione di polarizzazione del BJT senza innescare la scarica a valanga.

Così facendo è possibile ottenere scariche di corrente di valore più elevato e quindi una maggiore ampiezza del segnale in uscita.

Nel caso si voglia mantenere la configurazione illustrata in fig.6.1 con resistenza di base R_b tra base e massa, potrebbe essere utile cercare un diodo shottky con tensione di breakdown abbastanza elevata da sopportare il picco di tensione sulla base del BJT durante la scarica a valanga. Questa soluzione permette di eliminare la corrente persa attraverso il diodo PN 1N4148, dovuta al relativo tempo di recovery, durante la fase iniziale della scarica a valanga.

Per migliorare la velocità dell'impulso è possibile agire sulla capacità autocostruita. Tramite una soluzione meccanica che permetta di mantenere la lamina del condensatore autocostruito premuta sulla superficie dell'isolante, in modo da minimizzare la distanza tra le armature, si ottiene una capacità di valore molto più elevato e stabile.

Poichè con l'isolante utilizzato è possibile raggiungere, in condizioni di distanza minima tra le armature, capacità dell'ordine dei $25pF/cm^2$, l'area necessaria per ottenere un certo valore è inferiore. Inoltre fissando l'armatura si riduce la variabilità della capacità, rendendo il condensatore autocostruito molto più affidabile.

In questo modo i condensatori SMD, più lenti, diventano inutili.

6 Conclusioni

Il progetto del comb generator presentato in questo lavoro di tesi ha portato alla realizzazione di un dispositivo che soddisfa largamente le specifiche richieste, con risultati sorprendenti. In questo progetto è stato di fondamentale importanza l'utilizzo non convenzionale di un normale transistor BJT che normalmente avrebbe portato il dispositivo alla distruzione, ma che tramite un accurato dimensionamento energetico ha permesso di raggiungere prestazioni considerevoli.

Le inusuali caratteristiche del circuito hanno consentito di affrontare ed approfondire delle tematiche che normalmente non vengono considerate nel progetto di un circuito elettronico. Le velocità spinte delle grandezze in gioco e le alte frequenze implicate portano a comportamenti che a prima vista sembrano imprevedibili ma che con metodo e spirito di osservazione diventano logici.

Lo svolgimento delle attività sperimentali ha evidenziato numerose criticità pratiche legate alle velocità elevate dei tempi di commutazione coinvolti nel circuito realizzato. Tuttavia, affrontando in modo oculato le difficoltà incontrate e apportando modifiche mirate al layout del dispositivo, si sono raggiunti risultati insperati.

Personalmente in questo lavoro di tesi ho imparato alcune tra le lezioni più importanti della mia carriera universitaria.

La più utile riguarda il metodo con cui un progetto deve essere portato avanti, cercando di non lasciare niente al caso e calcolando tutto il prevedibile in modo da ridurre le probabilità di trovarsi impreparati in fase di sviluppo del circuito reale.

Inoltre ho capito l'utilità del continuare a porsi domande: ogni componente, collegamento, valore o soluzione, anche i più insignificanti, devono essere posti con uno scopo preciso, se ciò non fosse è molto probabile che sia possibile un'ottimizzazione.

Ho vissuto questo lavoro di tesi come un'esperienza entusiasmante, mi ritengo fortunato di aver scelto questo lavoro e di aver trovato dei docenti estremamente disponibili e competenti che mi hanno guidato in questo percorso, tornando indietro sarei ben felice di rifare le stesse scelte.

Come ultima cosa riporto in fig. 6.1 lo schema finale del circuito comb generator e in fig. 6.2 la foto del circuito collaudato e perfezionato nella sua configurazione finale.

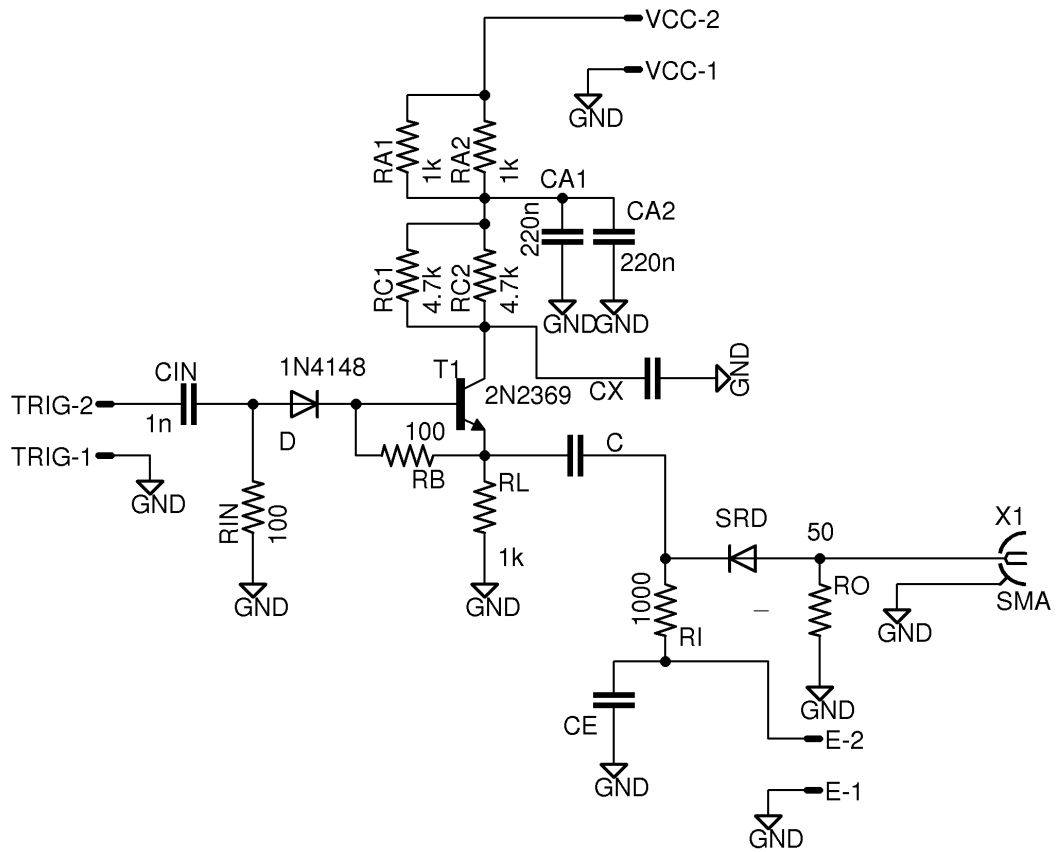


Figura 6.1: Schema finale del comb generator.

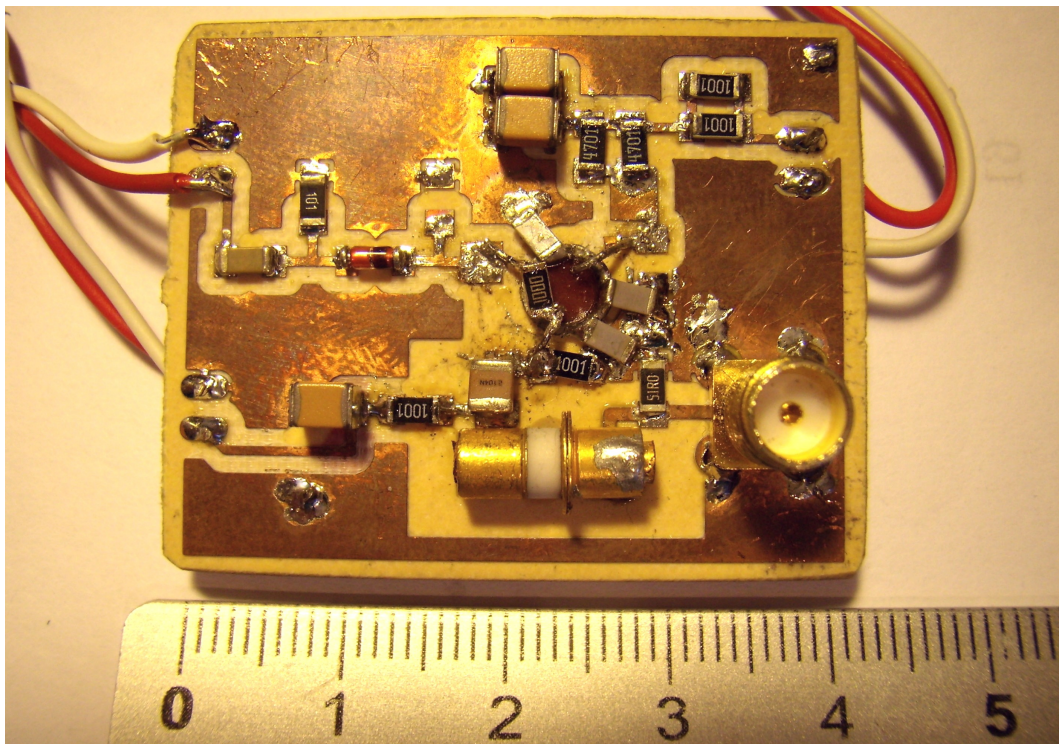


Figura 6.2: Comb generator collaudato e perfezionato

7 Appendice

Sonda coassiale

Per una misura precisa dei fronti, date le elevate frequenze in gioco, le sonde di tensione attive impiegate nei comuni oscilloscopi si rivelano non adatte a causa delle limitazioni di banda che introducono. Per questo motivo è stata impiegata una sonda costituita da un tratto di cavo coassiale. Inoltre, dato che la massima tensione applicabile all'ingresso a bassa impedenza dello strumento è pari a $5V$, il segnale prelevato dal comb generator è stato attenuato tramite una resistenza da $1k\Omega$ connessa in serie all'inizio del conduttore centrale del cavo coassiale.

Questa resistenza agisce come un partitore di tensione con l'impedenza caratteristica del cavo coassiale, pari a 50Ω , attenuando di un fattore $A_t = \frac{50}{1000+50} = \frac{1}{21}$, pari a $-26,4dB$. L'ingresso dell'oscilloscopio è adattato con l'impedenza della linea, mentre il lato con la resistenza in serie non è adattato solo per frequenze aventi lunghezza d'onda confrontabili la lunghezza fisica della resistenza. Essendo quest'ultima una comune resistenza da $250mW$, di lunghezza fisica $6mm$, e la lunghezza d'onda nella linea di trasmissione pari a $\lambda = \frac{2}{3}\frac{c}{f}$, le frequenze non adattate a causa dell'inserimento della resistenza sono quelle maggiori di $33GHz$, ben oltre la frequenza di taglio del cavo coassiale.

In fig. 7.1 è rappresentato lo schema del collegamento del circuito con l'oscilloscopio.

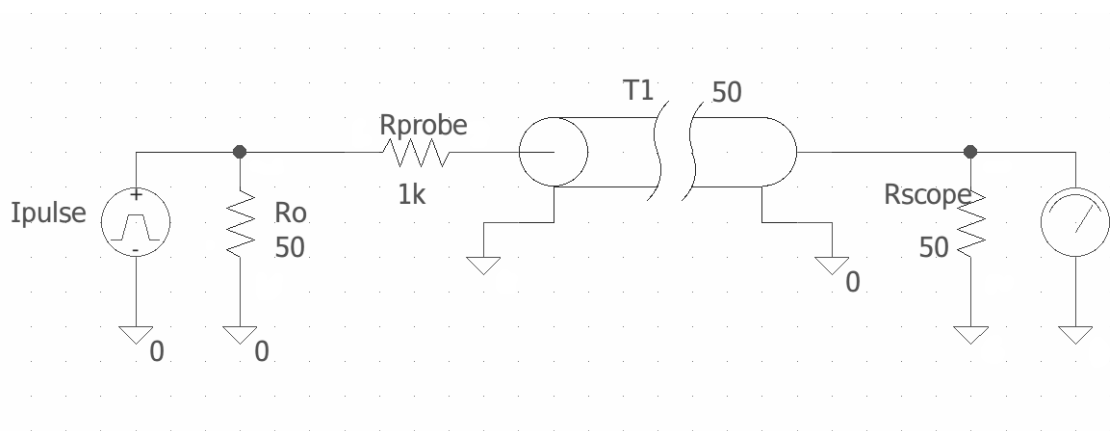


Figura 7.1: Schema del collegamento con l'oscilloscopio.

Ringraziamenti

In questo lungo ed estenuante percorso universitario sono veramente tante le persone che mi hanno aiutato e che desidererei ringraziare. Per non dilungarmi troppo lungamente (e per non rischiare di dimenticare qualcuno!) in questa sede preferisco ringraziare solo le due persone che hanno contribuito attivamente a questo lavoro di tesi. Spero di non avere deluso tutti gli altri, in ogni caso chi merita un ringraziamento per i motivi più disparati è stato invitato alla mia festa di laurea e potrà manifestare questo malcontento firmandomi la schiena a suon di legnate!

Una persona in particolare devo ringraziare. Per avermi proposto questo progetto, per la pazienza che hai portato nei miei confronti, per la dedizione che hai dimostrato nel seguirmi, per il tempo che mi hai dedicato nonostante sempre costantemente impegnato e diviso tra mille progetti, per esserti sempre rivolto a me come una persona alla pari, per l'umiltà, l'energia contagiosa e per la passione che metti nel tuo lavoro. Sei un esempio da imitare.

Grazie Marco.

Nei primi anni di università, per mancanza di tempo dovuta ai ritmi universitari, ho smesso completamente di seguire per conto mio il mondo dell'elettronica. Fino al momento in cui ho cominciato a frequentare il corso di elettronica analogica. Da allora sono cambiate molte cose, ora ho un piccolo laboratorio in casa, progetto e realizzo la strumentazione per il mio studio di registrazione, stagnatore sempre in mano e voglia di sperimentare tutto quello che posso. È per questo che quando Marco mi ha proposto di chiederle di farmi da relatore ne sono stato subito entusiasta. Da lei in questi anni ho ricavato gli insegnamenti più preziosi. In particolare, durante questo progetto di tesi, lei mi ha insegnato la più preziosa delle lezioni: il metodo. E che a volte dovrei frenare il mio entusiasmo riflettendo meglio per ottenere un progetto a regola d'arte. Lo terrò bene a mente.

Grazie Leopoldo.

Bibliografia

- [1] Hewlett Packard Application Note 918 : Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diode
- [2] Hewlett Packard Application Note 920: Harmonic Generation Using Step Recovery Diodes and SRD Modules
- [3] Hewlett Packard: HP 8753A Network Analyzer Schematics and Component-Level Documentation
- [4] Jim Williams: Linear Technology Application Note 72
- [5] Jim Williams: Linear Technology Application Note 94
- [6] G. B. B. Chaplin, A. R. Owens: A method of designing avalanche transistor trigger circuits
- [7] J. R. Beale, W. L. Stephenson, E. Wolfendale: A study of high-speed avalanche transistors
- [8] D.J. Hamilton, J.F. Gibbons, W.Shockley : Physical principles of avalanche transistor pulse circuits
- [9] Philip L. Hower, V. Gopala Krishna Reddi: Avalanche injection and second breakdown in Transistors
- [10] Ralph Morrison: Grounding and shielding, circuit and interference
- [11] Motorola: 2N2369A switching transistor datasheet
- [12] Liu Jinyuan, Shan Bing, Chan Zenghu: High voltage fast ramp pulse generation using avalanche transistor
- [13] R. J. Baker: High voltage pulse generation using current mode second breakdown in a bipolar junction transistor
- [14] Tim Williams: The circuit designer's companion