

## Note applicative sul timer 555

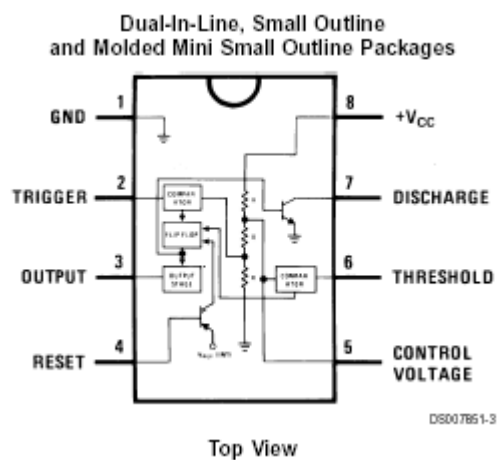
### 1. Premessa

Il timer 555 è un circuito integrato che contiene al suo interno elementi analogici (come BJT e comparatori) ed elementi digitali in logica sequenziale (flip flop SR) allo scopo di realizzare un circuito general purpose con una notevole varietà di applicazioni nell'ambito dei generatori BF.

Come si vedrà, il timer 555 può essere utilizzato come astabile, monostabile, generatore di rampa, timer, ecc.

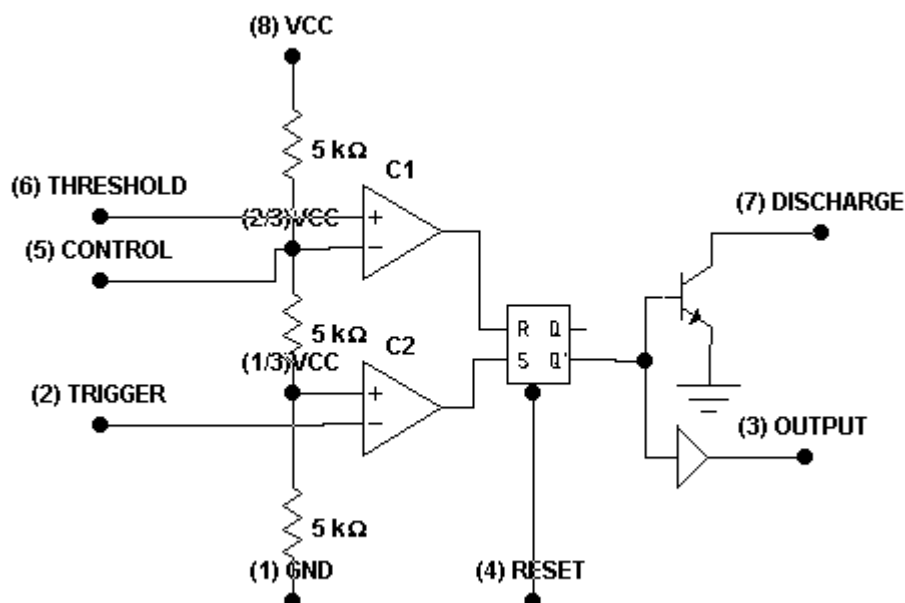
La struttura

Vediamo subito la sua struttura esterna. È un integrato dual in line a 8 pins che presenta il seguente pinout:



e può essere alimentato nel range 5V up to 15V.

La struttura a blocchi interna è la seguente:



Il timer 555 è costituito da due comparatori, un flip flop SR, un BJT ed un buffer di uscita. La rete resistiva, riferita a  $V_{CC}$ , è composta da tre resistori da  $5k\Omega$ , pertanto all'ingresso invertente del comparatore C1 sarà presente una tensione  $\frac{2}{3}V_{CC}$  e all'ingresso non invertente di C2 sarà presente  $\frac{V_{CC}}{3}$ .

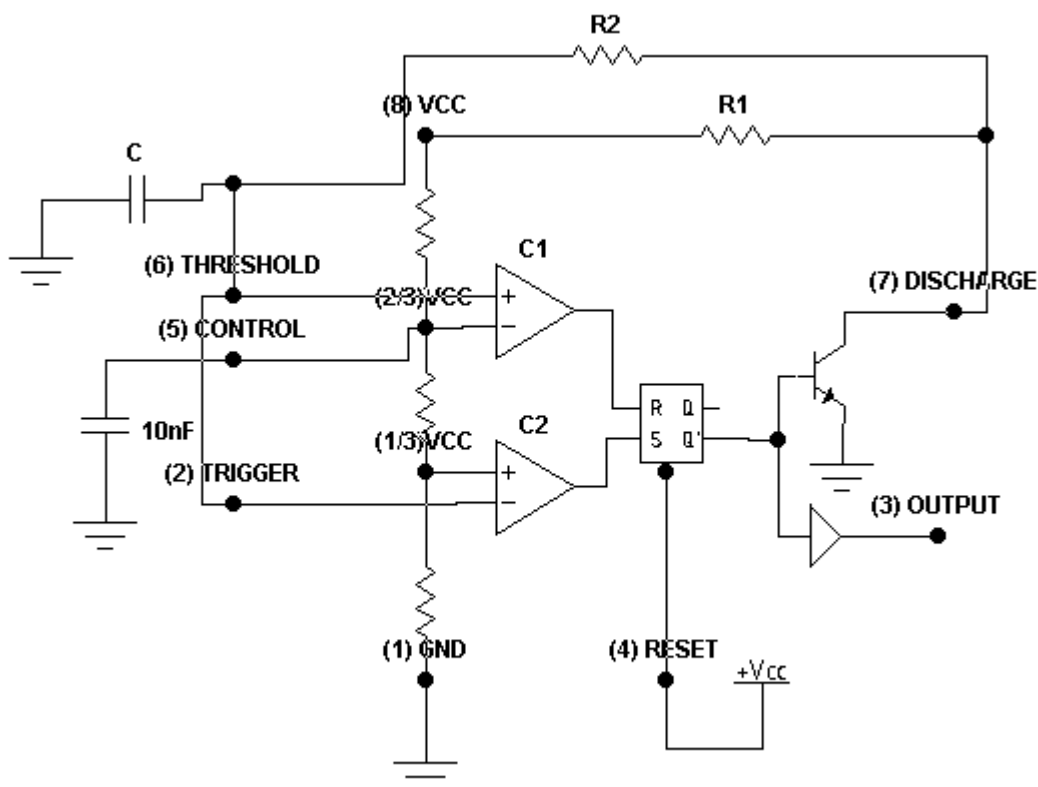
Ovviamente se  $V_{TRIGGER} < \frac{V_{CC}}{3}$  allora C2 va ON e il flip flop passa in SET, pertanto l'uscita  $\bar{Q}$  passa a 0 e il BJT è disattivato.

Se, invece,  $V_{THRESHOLD} > \frac{2}{3}V_{CC}$  allora C1 va ON e il flip flop passa in RESET, pertanto  $\bar{Q}$  passa a 1 e il BJT satura.

Questo particolare meccanismo, facendo coincidere  $V_{TRIGGER}$  con  $V_{THRESHOLD}$ , può essere convenientemente utilizzato per realizzare un flessibile multivibratore astabile.

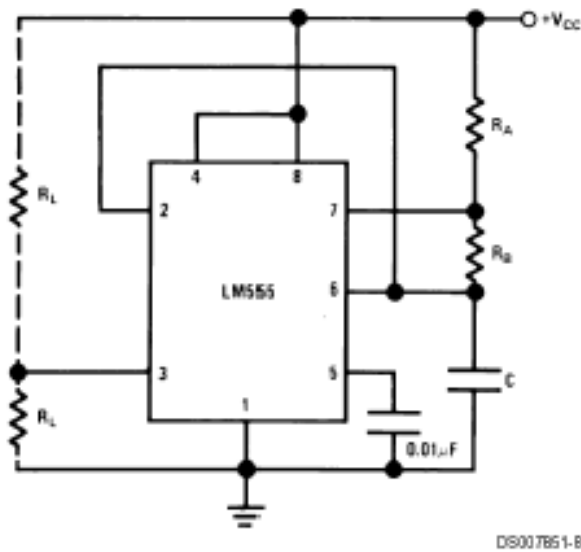
## 2. La configurazione astabile

Si consideri la seguente configurazione circuitale:



o, ancora meglio, si prenda in considerazione il seguente schema di montaggio relativo alla vista del timer 555 nella forma integrata.

Dove per  $R_A$  si intende la resistenza  $R_1$  e per  $R_B$  la  $R_2$ . Mentre non vanno considerate le resistenze connesse all'uscita (pin 3).



Si consideri C scarico, ovviamente il FF è in SET e quindi il BJT risulta interdetto. Il condensatore si caricherà attraverso la serie  $R_1+R_2$  e nulla accade fintanto che  $V_C$  non raggiunge  $\frac{2}{3}V_{CC}$ . In questa fase

$$V_C = V_{CC} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$$

con  $\tau=(R_1+R_2)C$ , pertanto la fase iniziale terminerà all'istante  $T_{IN}$  calcolabile imponendo:

$$\frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC} \left[ 1 - e^{-\frac{T_{IN}}{\tau}} \right].$$

Da tale condizione segue che  $T_{IN}=\tau \ln(3)=(R_1+R_2)C \ln(3)$ .

Trascorso questo tempo C1 commuta e il FF passa in RESET, pertanto  $\bar{Q} = 1$  e il BJT, passando in saturazione, consente la scarica di C attraverso  $R_2$ . Ciò proseguirà fino al momento in cui  $V_C$  non raggiunge il valore  $\frac{V_{CC}}{3}$ , ovvero

dopo un tempo  $T_2$ . Quindi si ha  $V_C = \frac{2}{3}V_{CC} e^{-\frac{t}{\tau_2}}$  con  $\tau_2=R_2C$ , allora imponendo

$$\frac{V_{CC}}{3} = \frac{2}{3}V_{CC} e^{-\frac{T_2}{\tau}}$$

si calcola che  $T_2=R_2C \ln(2)$ .

Trascorso questo tempo è C2 a commutare a  $+V_{SAT}$  e, quindi, nuovamente il FF passa in SET. Ora il BJT consentirà nuovamente la carica di C, ma partendo da  $\frac{V_{CC}}{3}$  e fino a  $\frac{2}{3}V_{CC}$ , quindi in un tempo  $T_1$ .

Per calcolare tale tempo si deve applicare la formula generale<sup>1</sup> di carica del condensatore con condizione iniziale non nulla. In tale caso si ha:

<sup>1</sup> Per dimostrare tale formula si deve considerare il semplice circuito di carica di un condensatore C tramite una resistenza R. Ovviamente si ipotizza il circuito alimentato da una batteria E. Inoltre il condensatore è inizialmente carico con un valore  $Q_0 < CE$ . Sia  $V_C$  la tensione istantanea sul condensatore e, pertanto si hanno le relazioni:

- $E-V_C=RI$
- $I = \frac{dQ}{dt}$
- $V_C = \frac{Q}{C}$

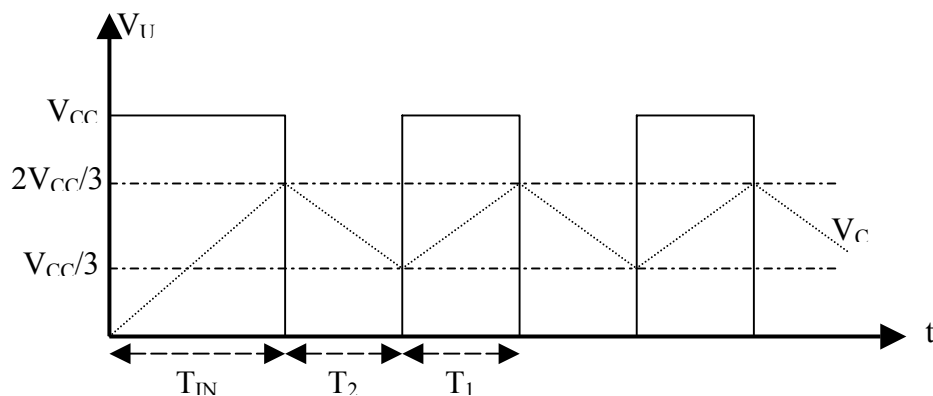
$$V_C = V_{CC} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] + V_{in} e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

con  $\tau_1 = \tau = (R_1 + R_2)C$ . Imponendo quindi le condizioni iniziali e finali si ha

$$\frac{2}{3}V_{CC} = V_{CC} \left[ 1 - e^{-\frac{T_1}{\tau_1}} \right] + \frac{V_{CC}}{3} e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}.$$

Da tale espressione è facile ricavare che  $T_1 = \tau_1 \ln(2) = (R_1 + R_2)C \ln(2)$ .

Ecco quindi il complessivo andamento grafico della tensione di uscita dell'astabile con i relativi tempi prima calcolati:



Nel grafico sono evidenziati gli andamenti sia di  $V_U$  che di  $V_C$ . Allora si può concludere che il nostro circuito genera un'onda rettangolare con un periodo  $T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2)C \ln(2) + R_2 C \ln(2) = (R_1 + 2R_2)C \ln(2)$  e quindi frequenza

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R_1 + 2R_2)C \ln(2)}.$$

È possibile anche calcolare il duty cycle dell'onda generata come:

Pertanto si ha la seguente equazione differenziale:  $CE - Q = RC \frac{dQ}{dt}$ . L'equazione è a variabili separabili e quindi

può essere risolta come:  $-\frac{1}{RC} \int dt = \int \frac{d(CE - Q)}{CE - Q}$ . Tale espressione dà luogo alla soluzione generale

$$-\frac{t}{RC} = \ln(CE - Q) + \text{cost}.$$

Imponendo la condizione iniziale  $Q = Q_0$  per  $t = 0$  si ha  $\text{cost} = -\ln(CE - Q_0)$  e quindi  $-\frac{t}{RC} = \ln\left(\frac{CE - Q}{CE - Q_0}\right)$ , questa

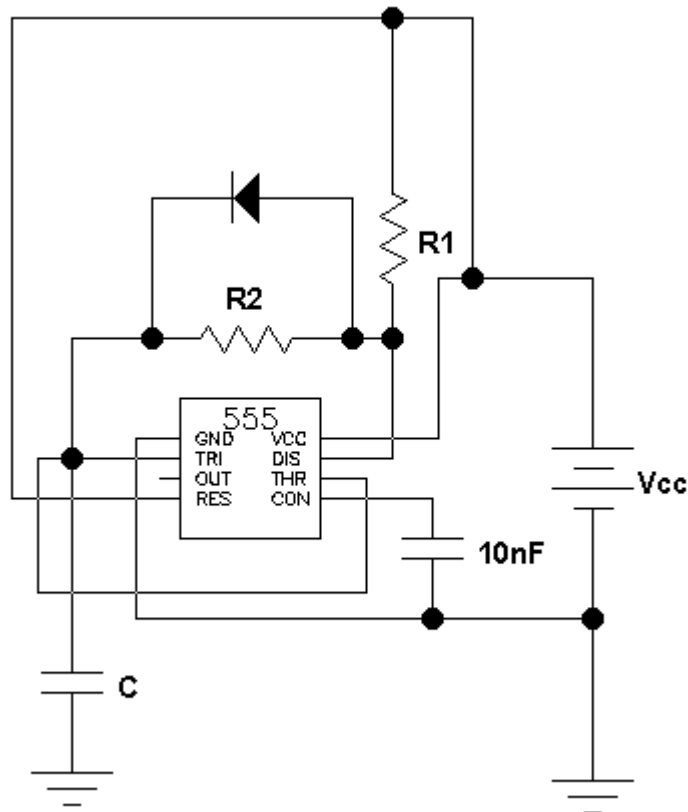
espressione dà luogo alla formula  $(CE - Q) = (CE - Q_0)e^{-\frac{t}{RC}}$ . Ora riportando l'espressione trovata per le tensioni

sul condensatore (tenendo presente che  $Q = CV_C$  e  $Q_0 = CV_0$ ) si ha  $E - V_C = (E - V_0)e^{-\frac{t}{RC}}$ . Quindi si ha la cercata espressione:

$$V_C = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) + V_0 e^{-\frac{t}{RC}}.$$

$$\delta = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}.$$

Un modo più semplice di operare può essere ottenuto ponendo semplicemente un diodo in parallelo alla resistenza  $R_2$ . Il circuito dell'astabile diviene quindi il seguente:



In questo modo si verifica che:

- Nella fase di carica opera solo  $R_1$  e quindi  $T_1 = R_1 C \ln(2)$ ;
- Nella fase di scarica opera, come al solito,  $R_2$  e ancora si ha  $T_2 = R_2 C \ln(2)$ .

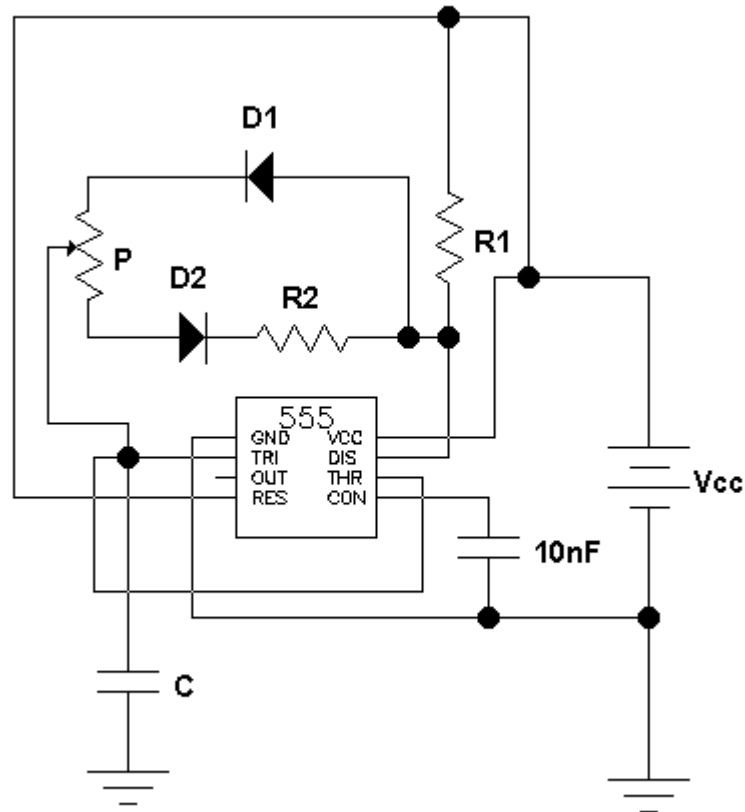
In definitiva si avrà  $T = (R_1 + R_2) C \ln(2)$  e  $f = \frac{1}{(R_1 + R_2) C \ln(2)}$ , ma soprattutto si ha

una semplice regolabilità del duty cycle che diviene  $\delta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ .

### 3. Una variante per regolare il duty cycle

Una interessante variante del circuito sopra discusso è quella che consente di regolare con continuità il duty cycle, mediante un potenziometro, senza alterare il valore della frequenza dell'onda rettangolare generata.

Il circuito che realizza ciò è molto semplice e viene illustrato nella figura seguente.



Come si vede è stato inserito un potenziometro ed un secondo diodo ( $D_2$ ) nel tratto di circuito posto tra il pin di trigger e quello di discharge. Vediamo brevemente il funzionamento.

Ancora una volta, in virtù della presenza di  $D_1$ , si ha che  $T_1 = (R_1 + r)C \ln(2)$ , dove  $r$  è la porzione resistiva del potenziometro offerta nella fase di carica di  $C$ . Mentre per la scarica si ha, ovviamente,  $T_2 = (R_2 + P - r)C \ln(2)$ .

Il periodo è quindi  $T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2 + P)C \ln(2)$  e quindi indipendente dalla posizione relativa del potenziometro.

Il duty cycle, invece, è pari a  $\delta = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{R_1 + r}{R_1 + R_2 + P}$  con  $r$  variabile nell'intervallo  $[0, P] \Omega$ . Quindi è possibile la variazione del duty cycle con frequenza fissa.

Vediamo un esempio di calcolo. Supponiamo di volere progettare un generatore rettangolare con frequenza 10kHz e duty cycle regolabile tra il 10% ed il 90%.

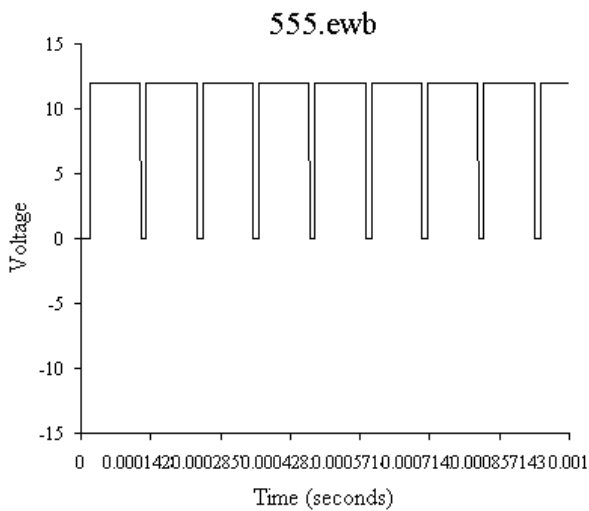
Ponendo  $R_T = R_1 + R_2 + P$  si ha che  $f = \frac{1}{R_T C \ln(2)}$  e quindi, scegliendo  $C = 10\text{nF}$ , si

ha  $R_T = \frac{1}{f C \ln(2)} = 14,4\text{k}\Omega$ . Poi si ha  $\delta_m = 0,1 = \frac{R_1}{R_T}$  da cui  $R_1 = 0,1 R_T = 1,44\text{k}\Omega$ . Quindi

$\delta_M = 0,9 = \frac{R_1 + P}{R_T}$  da cui  $R_1 + P = 0,9 R_T = 12,96\text{k}\Omega$ . E quindi  $R_2 = R_T - (R_1 + P) = 1,44\text{k}\Omega$

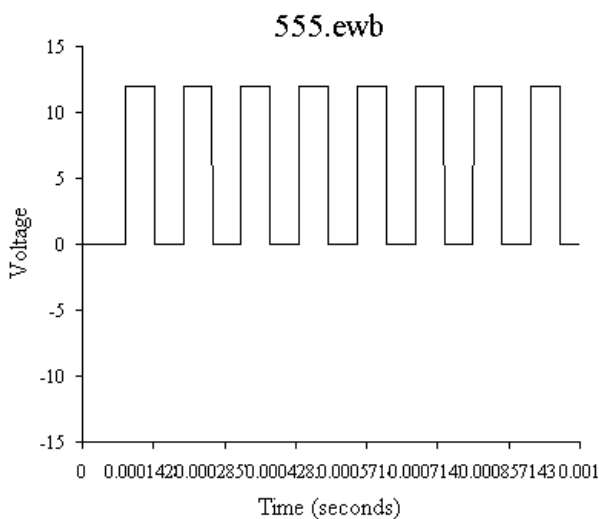
e  $P = R_T - R_1 - R_2 = 11,52\text{k}\Omega$ .

Effettuando una simulazione con i valori calcolati sono apparsi i seguenti risultati:



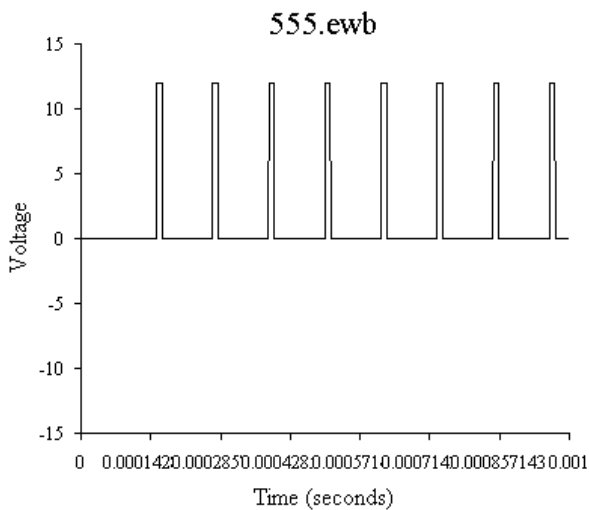
Frequenza 10kHz

Potenziometro regolato per  $\delta=90\%$ .



Frequenza 10kHz

Potenziometro regolato per  $\delta=50\%$



Frequenza 10kHz

Potenziometro regolato per  $\delta=10\%$

#### 4. La configurazione monostabile

In questa modalità il circuito genera un impulso, della durata desiderata, quando riceve un impulso di trigger. Lo schema è illustrato di seguito. Il condensatore C è mantenuto scarico dal BJT interno che, a riposo, risulta saturo. Alla applicazione di un impulso negativo al terminale di trigger (pin 2), impulso che deve avere un valore di ampiezza inferiore di  $\frac{1}{3}V_{CC}$ , il flip flop

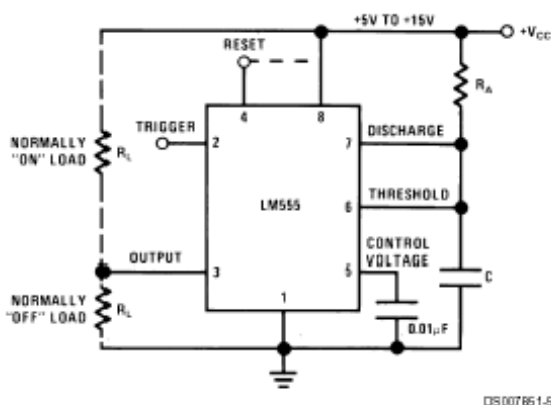


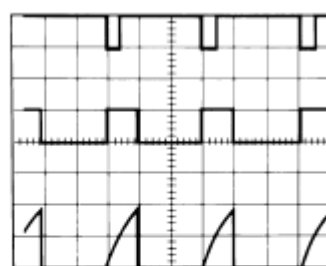
FIGURE 1. Monostable

passa in SET ed il condensatore inizia a caricarsi; in questo preciso istante l'uscita passa a livello alto.

La tensione ai capi del condensatore cresce esponenzialmente per un tempo pari a  $t=1,1R_A C$ , al termine del quale essa eguaglierà il valore  $\frac{2}{3}V_{CC}$ . Il comparatore resetterà quindi il flip flop ed il condensatore sarà scaricato portando l'uscita nuovamente a livello basso.

In figura sono mostrate le varie forme d'onda. Ovviamente il tempo di eccitazione a livello alto dell'uscita è indipendente da  $V_{CC}$ .

Durante il ciclo di temporizzazione, eventuali applicazioni di impulsi di trigger non hanno effetto sul circuito. Comunque il circuito può essere resettato in qualunque momento semplicemente applicando un impulso negativo al terminale di reset (pin 4). Una volta terminato il ciclo di temporizzazione, l'uscita rimarrà a livello basso fino alla prossima applicazione di un impulso di trigger.



$V_{CC} = 5V$   
 TIME = 0.1 ms/DIV.  
 $R_A = 9.1k\Omega$   
 $C = 0.01\mu F$   
 Top Trace: Input 5V/DIV.  
 Middle Trace: Output 5V/DIV.  
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 2V/DIV.

FIGURE 2. Monostable Waveforms

Se il terminale di reset non è in uso è preferibile fissarlo a  $V_{CC}$  per evitare rischi di falsi triggering. La figura indicata a lato è un grafico molto utile per la immediata determinazione di R e C per diversi valori di temporizzazione.

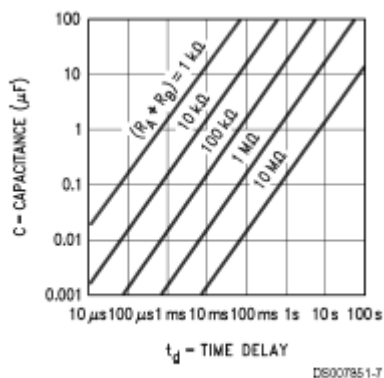


FIGURE 3. Time Delay

La figura indicata a lato è un grafico molto utile per la immediata determinazione di R e C per diversi valori di temporizzazione.

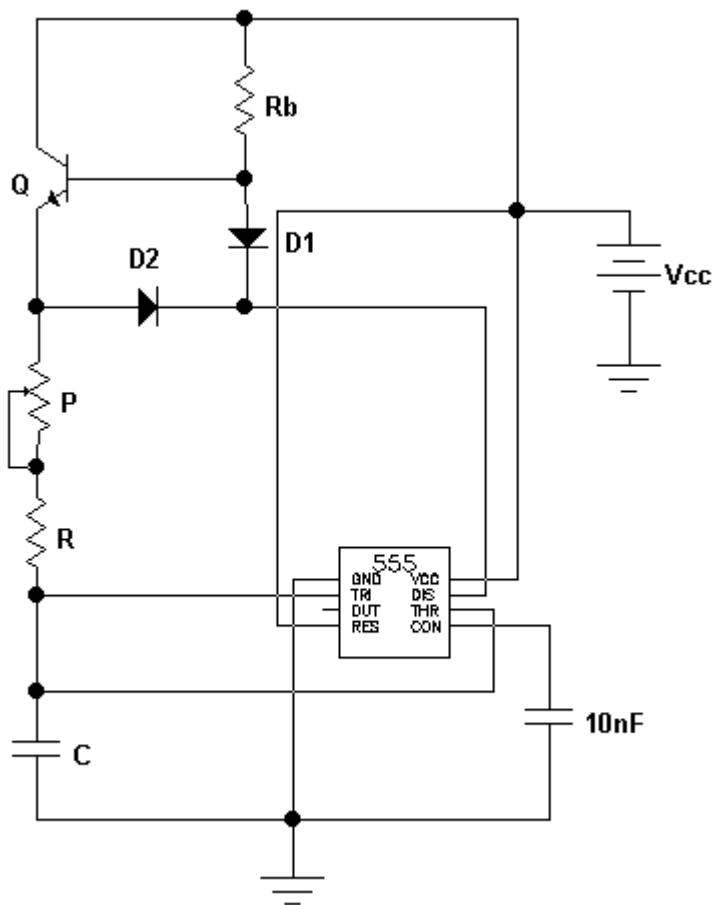
Come ultima raccomandazione, nel funzionamento monostabile è bene che il comando di trigger torni a livello alto prima del termine del ciclo di temporizzazione.

## 5. Una variante dell'astabile con regolazione di frequenza

È interessante esaminare una particolare variante della configurazione astabile che, con l'inserimento nel circuito di un BJT di bassa potenza (ad esempio un BC107) e di un paio di diodi, consente di ottenere un miglioramento di resa nella temporizzazione ed una semplice regolazione della frequenza con un duty cycle fisso al 50%. Si viene quindi a creare un vero generatore di onda quadra a frequenza regolabile.



Lo schema è il seguente. Come è facile vedere, analizzando il circuito, siamo in presenza della solita configurazione astabile (trigger e threshold sono connessi insieme ed il terminale discharge



provviede al ciclo di scarica del condensatore). Ora quando siamo in fase di carica, con il discharge a livello alto, i diodi D<sub>1</sub> e D<sub>2</sub> sono interdetti e quindi il BJT saturo provvede a caricare C tramite la serie costituita da P+R. Innescata la fase di scarica, con il discharge a livello basso, D<sub>1</sub> e D<sub>2</sub> conducono entrambi quindi il BJT si interdice e il condensatore si scarica sempre sulla serie resistiva R+P. In conclusione si avrà che nella fase di carica  $T_1=(R+P)C\ln(2)$ , nella fase di scarica  $T_2=T_1$ . Quindi si ha un duty cycle del 50% ed una frequenza pari a

$$f = \frac{1}{2(R+P)C\ln(2)}. \quad \text{Di}$$

conseguenza avremo una frequenza massima  $f_{\max}$  quando  $P=0$  ed una frequenza minima  $f_{\min}$  quando  $P$  assume tutto il suo valore resistivo.

È utile vedere un esempio di progettazione. Supponendo di utilizzare un condensatore  $C=10\text{nF}$  vediamo come realizzare un oscillatore con frequenza regolabile nell'intervallo da 5kHz a 50kHz. Calcoliamo il valore resistivo per la

minima frequenza come  $(R+P) = \frac{1}{2f_{\min}C\ln(2)} \cong 15\text{k}\Omega$  quello per la massima

frequenza come  $R = \frac{1}{2f_{\max}C\ln(2)} \cong 1500\Omega$ . Quindi andrà utilizzato un

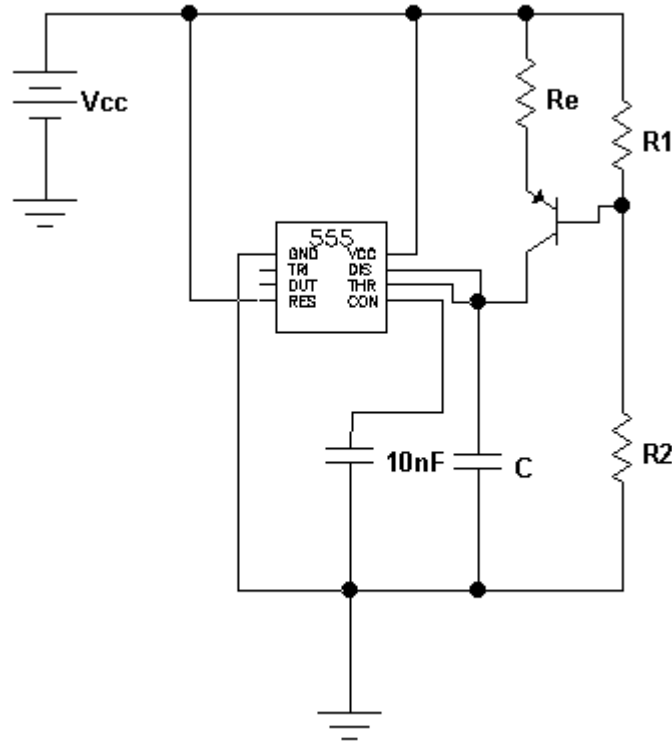
potenziometro  $P=15\text{k}\Omega-1,5\text{k}\Omega=13,5\text{k}\Omega$ . ( $Q=BC107$  e  $R_b=1\text{k}\Omega$  o  $1,5\text{k}\Omega$ )

## 6. Un generatore di rampa lineare

Come applicazione conclusiva si può esaminare una particolare configurazione monostabile che consente la generazione di una rampa lineare. Tale soluzione è molto valida per realizzare controlli di tipo PWM.

Ovviamente per ottenere una rampa lineare è necessario utilizzare una corrente costante per la carica del condensatore, quindi sarà necessario inserire un BJT.

Lo schema proposto è il seguente



Come si nota il BJT funziona da generatore di corrente costante. Infatti, quando arriva un impulso di trigger sufficientemente negativo (inferiore a  $\frac{V_{CC}}{3}$ ) il flip flop interno al 555 passa in SET e quindi il terminale DISCHARGE si interdice e consente la carica del condensatore. Per il BJT si ha che

$$I_C \cong I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_E} = \frac{V_{CC} R_1 - V_{EB} (R_1 + R_2)}{R_E (R_1 + R_2)}$$

quindi la  $I_C$  è costante e indipendente da  $V_C$  sul condensatore. Ora, come noto, caricando un condensatore a corrente costante si ha

$$dQ_C = I_C dt \Rightarrow Q_C = \int_0^t I_C d\tau = I_C t .$$

Di conseguenza per la tensione sul condensatore si avrà  $V_C = \frac{Q_C}{C} = \frac{I_C}{C} t$  e quindi si viene a generare una rampa di tensione lineare. Però, quando  $V_C$  ha raggiunto il valore  $\frac{2}{3} V_{CC}$  la carica viene interrotta e si ha una immediata scarica del condensatore perché il DISCHARGE passa in conduzione. Allora

la durata della rampa può essere determinata imponendo  $\frac{2}{3}V_{CC} = \frac{I_C}{C}T$ . Quindi avremo che la rampa dura

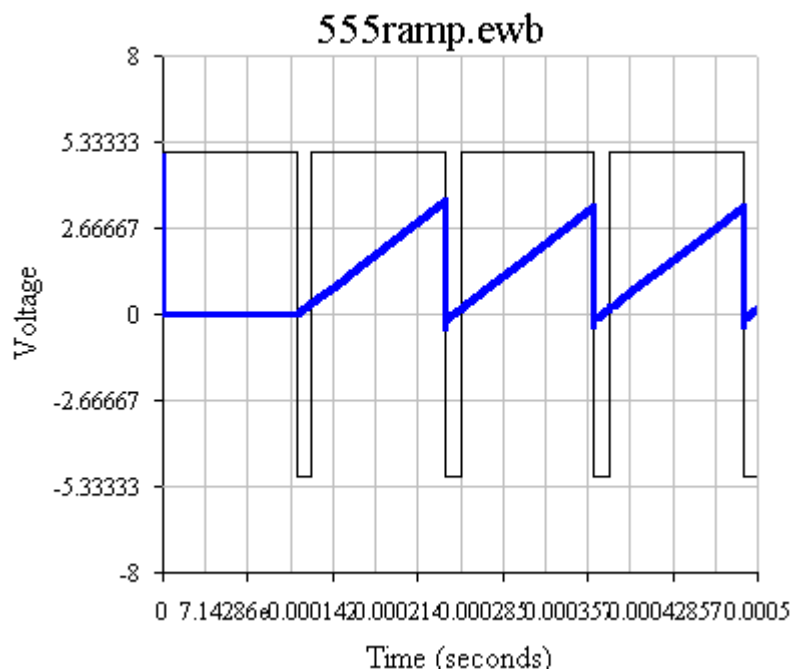
$$T = \frac{\frac{2}{3}V_{CC}C}{I_C} = \frac{\frac{2}{3}V_{CC}R_E(R_1 + R_2)C}{V_{CC}R_1 - V_{EB}(R_1 + R_2)}.$$

Vediamo subito un esempio applicativo. Supponiamo di utilizzare un treno di impulsi di trigger con una frequenza  $f=10\text{kHz}$ . Ovviamente il periodo di ripetizione degli impulsi deve essere superiore alla durata della rampa, ovvero  $T_{ramp} \leq T = \frac{1}{f} = 100\mu\text{sec}$ . Per semplicità scegliamolo uguale, poi regoleremo opportunamente la frequenza. Supponendo di alimentare il tutto con  $V_{CC}=5\text{V}$  e di scegliere  $C=10\text{nF}$  avremo che

$$I_C = \frac{\frac{2}{3}V_{CC}C}{T} = \frac{\frac{2}{3}5 \cdot 10^{-8}}{100 \cdot 10^{-6}} = 0,333\text{mA}.$$

Consideriamo poi una caduta di tensione su  $R_1$  pari a  $\frac{V_{CC}}{3}$ , in tale caso sarà  $R_2=2R_1$ ; può andare bene scegliere  $R_2=100\text{k}\Omega$  e  $R_1=47\text{k}\Omega$ . Per la caduta di tensione su  $R_E$  si ha  $V_{RE} = V_{R1} - V_{EB} = \frac{1}{3}V_{CC} - V_{EB} = 1,02\text{V}$ . E allora  $I_C = \frac{V_{RE}}{R_E}$  da cui si

calcola  $R_E = \frac{V_{RE}}{I_C} = 3,06\text{k}\Omega$ . Si può scegliere  $R_E=2,7\text{k}\Omega$ .



Eseguendo una simulazione ecco le forme d'onda che appaiono. Il segnale di trigger presenta una ampiezza di 5V e la frequenza è stata regolata per 8kHz. Si osservi la corretta generazione della rampa ai capi del condensatore con un andamento lineare fino a  $\frac{2}{3}V_{CC}$ .