

23A

sezione

I multivibratori

multivibratore

onde quadre monostabile integrato Schmitt
triangolari astabile di

logiche generatori
operazionale porte trigger

PAROLE CHIAVE

1 • I multivibratori

Che cosa sono

Si considerano **multivibratori** quei circuiti caratterizzati dalla proprietà di avere solo due possibili stati dell'uscita.

Questi stati possono essere raggiunti dal circuito in modo spontaneo o tramite una opportuna sollecitazione esterna.

Classificazione

Questi circuiti vengono normalmente divisi in tre diverse categorie.

- 1) I **multivibratori bistabili** sono caratterizzati dal fatto di presentare due possibili stati stabili in cui permangono a tempo indefinito; il passaggio da uno stato all'altro può avvenire tramite un'opportuna sollecitazione esterna. Rientrano in questa categoria i latch e i flip-flop.
- 2) I **multivibratori monostabili** presentano un solo stato stabile: tramite sollecitazione esterna possono commutare all'altro stato ma, dopo un tempo definito, ritornano a quello precedente. Sono utilizzati per produrre impulsi singoli di durata stabilita e come temporizzatori.
- 3) I **multivibratori astabili** commutano automaticamente da uno stato all'altro in modo ripetitivo e con tempi ben definiti. Sono utilizzati come generatori di segnali a due livelli.

Tutti questi circuiti sono realizzabili con componenti e tecniche circuitali molto varie che vanno da quelle classiche dell'elettronica analogica (BJT, operazionali ecc.) fino a considerare dispositivi tipicamente previsti per applicazioni digitali (porte logiche, timer ecc.).

2. Astabili con operazionali

Scheda di laboratorio 23A.1
L'astabile con operazionale

Il circuito di **figura 1** è un generatore astabile realizzato tramite un *trigger di Schmitt* invertente con tensione di riferimento nulla e tensione di ingresso pari a quella sul condensatore.

Se si suppone inizialmente l'operazionale in uscita a livello alto e il condensatore scarico, quest'ultimo si carica fino al raggiungimento della tensione di soglia V_{T+} . Raggiunto questo valore, l'uscita dell'operazionale commuta al livello basso e, in conseguenza, il condensatore inizia a scaricarsi. Appena il condensatore raggiunge la V_{T-} l'operazionale ricommuta a livello alto e inizia un nuovo ciclo di carica del condensatore.

Studio analitico

Analiticamente, per risalire al periodo del segnale a due livelli ottenuto in uscita, si devono calcolare i tempi t_H e t_L , che corrispondono, rispettivamente, alla fase di carica e a quella di scarica del condensatore.

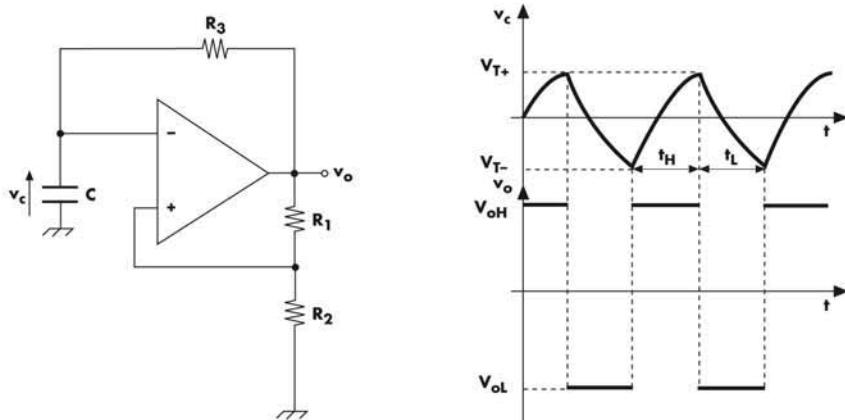


Figura 1
Astabile a trigger di Schmitt.

La tensione di un condensatore in transitorio risulta:

$$v_c(t) = V_{c\ fin} - (V_{c\ fin} - V_{c\ in})e^{-t/\tau} \quad \text{1}$$

con $\tau = R_3 C$ essendo, idealmente, infinita la resistenza di ingresso dell'OP-AMP e nulla quella di uscita.

Poiché in particolare, considerando il transitorio di carica, si ha:

$$V_{c\ fin} = V_{oH} \quad V_{c\ in} = V_{T-} \quad \text{2}$$

sostituendo nella 1 si ottiene:

$$v_c = V_{oH} + (V_{T-} - V_{oH})e^{-t/\tau} \quad \text{3}$$

Per $t = t_H$ si ottiene $v_c = V_{T+}$ e quindi, sostituendo nella 3, si ottiene:

$$V_{T+} = V_{oH} + (V_{T-} - V_{oH})e^{-t_H/\tau} \quad \text{4}$$

Dalla 4 si ricava facilmente t_H :

$$t_H = \tau \ln \frac{V_{oH} - V_{T-}}{V_{oH} - V_{T+}} \quad \text{5}$$

Procedendo in modo analogo si ricava t_L :

$$t_L = \tau \ln \frac{V_{T+} - V_{oL}}{V_{T-} - V_{oL}} \quad \text{6}$$

Con un trigger di Schmitt si realizza un astabile con duty cycle del 50%.

Se, come avviene normalmente negli operazionali, risulta $V_{oH} = |V_{oL}|$, tenendo presente che nel comparatore di **figura 1** si ha:

$$V_{T+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{oH} \quad V_{T-} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{oL} \quad \boxed{7}$$

risulta anche $V_{T+} = |V_{T-}|$ e quindi si ottiene $t_H = t_L$. Ovvero *questo circuito fornisce un segnale quadro* (duty cycle del 50%).

In ultima analisi, posto $t_H = t_L$ e $V_{oL} = -V_{oH}$ si ottiene:

$$T = t_H + t_L = 2t_H = 2\tau \ln \frac{V_{oH} + \frac{V_{oH}R_2}{R_1 + R_2}}{V_{oH} - \frac{V_{oH}R_2}{R_1 + R_2}} = 2\tau \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad \boxed{8}$$

ovvero:

$$f = \frac{1}{2R_3C \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad \boxed{9}$$

Come fissare i livelli di uscita

Volendo ottenere dei livelli di uscita inferiori a quelli imposti dall'operazionale, si può ricorrere a un circuito limitatore con due zener come indicato in **figura 2**. Per questo circuito si deve tenere presente che valgono le relazioni già esposte, pur di considerare $V_{oH} = V_{Z1} + V_D$ e $V_{oL} = -(V_{Z2} + V_D)$.

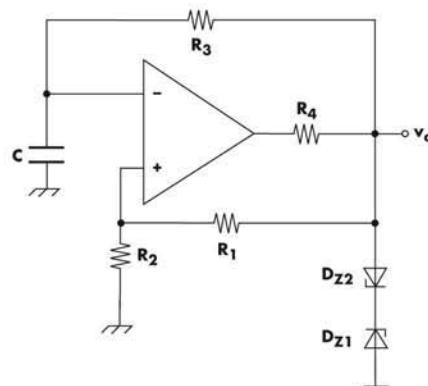


Figura 2

Circuito astabile a trigger di Schmitt con limitatore di livello in uscita.

Esempio 1

Dimensionare il circuito di **figura 2** per una frequenza di 1 kHz con una tensione di uscita di ± 5 V.

Si pone, per comodità, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, e si ricava τ dalla **9**:

$$\tau = \frac{1}{2f \ln \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right)} \approx 0,455 \text{ ms}$$

Posto, ad esempio, $C = 10 \text{ nF}$ si ricava R_3 :

$$R_3 = \frac{\tau}{C} \approx 45,5 \text{ k}\Omega$$

Per ottenere la tensione desiderata si sceglie una tensione di zener, tra quelle possibili, di 4,3 V. Supposto infatti $V_D = 0,7$ V si ottiene, usando entrambi gli zener uguali, $V_{oH} = -V_{oL} = V_Z + V_D = 5$ V.

Si fissa una corrente di zener $I_Z = 10 \text{ mA}$ e quindi, posti $V_{CC} = 15 \text{ V}$ e $V_{oH} = V_{CC} - 2$ si ottiene, trascurando la corrente in R_1 :

$$R_4 = \frac{V_{CC} - 2 - V_Z - V_D}{I_Z} = \frac{15 - 2 - 4,3 - 0,7}{10 \cdot 10^{-3}} = 800 \Omega \text{ (820 } \Omega \text{ commerciale)}$$

Come regolare il duty cycle

Per regolare il ciclo utile si può usare il circuito di **figura 3**, dove la presenza dei diodi rende la costante di tempo di carica distinta da quella di scarica e quindi, regolando i due potenziometri, si può agire sul duty cycle: volendo mantenere costante la frequenza, una resistenza deve aumentare della stessa quantità di cui l'altra diminuisce (il che è facilmente ottenibile con due potenziometri coassiali). Volendo operare a frequenza costante può comunque risultare più conveniente la variante di **figura 3b**, dove R_3 e R_4 sono sostituiti da R_P .

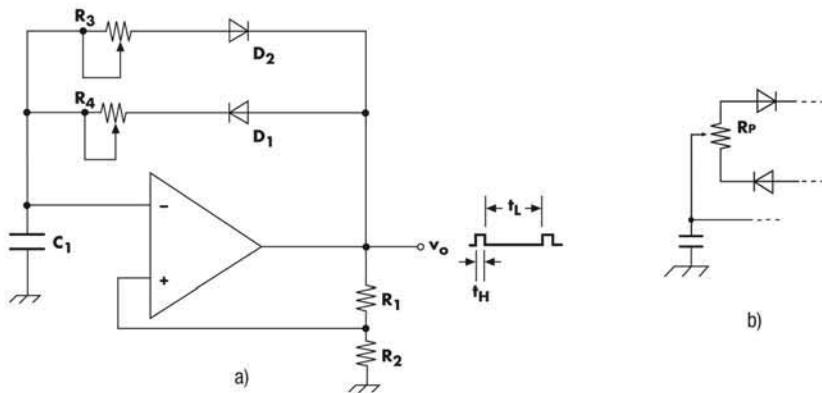


Figura 3 Astabile con duty cycle regolabile e frequenza variabile (a) e a frequenza fissa (b).

Uso dell'alimentazione singola

In **figura 4a** è riportato un circuito proposto dalla *National Semiconductor* che usa un comparatore commerciale, che lavorando con alimentazione singola fornisce $V_{oH} = +V_{CC}$ e $V_{oL} = 0$, il che permette di ottenere facilmente segnali di uscita a due livelli unidirezionali.

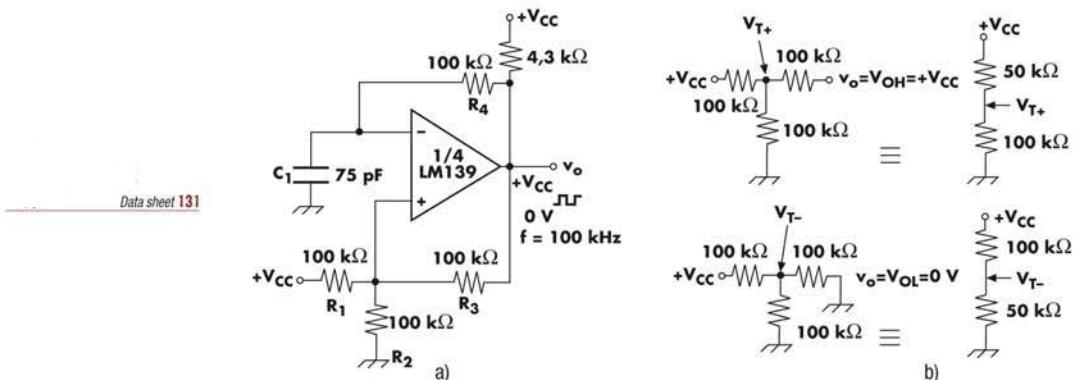


Figura 4

Usando un comparatore ad alimentazione singola si possono ottenere segnali a due livelli unidirezionali.

Per il calcolo dei due semiperiodi si possono ancora usare le relazioni 5 e 6, pur di calcolare correttamente V_{T+} e V_{T-} . Per il calcolo delle tensioni di soglia, facendo riferimento alla **figura 4b**, si ottiene:

$$V_{T+} = \frac{2}{3}V_{CC} \quad V_{T-} = \frac{1}{3}V_{CC} \quad 10$$

e quindi, applicando la 5 e la 6, si ottiene:

$$t_L = t_H = R_4 C_1 \ln 2 \approx 0,693 \cdot R_4 C_1 \quad 11$$

ovvero, con i valori indicati in **figura 4**, il segnale di uscita presenta un duty cycle del 50%.

La resistenza da $4,3 \text{ k}\Omega$ serve alla polarizzazione del BJT di uscita del comparatore che è del tipo a collettore aperto.

3. Monostabili con operazionali

Uno schema classico di monostabile con operazionale è riportato in **figura 5**.

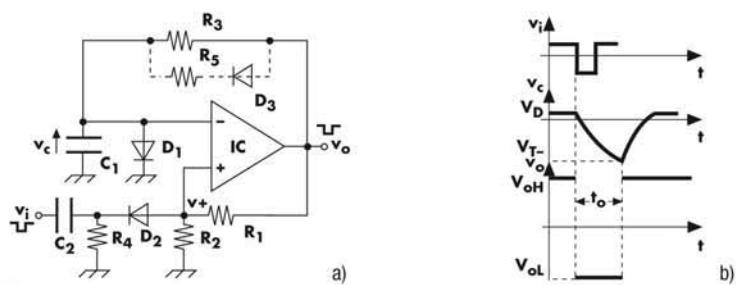


Figura 5
Monostabile con operazionale.

Questo circuito può essere pensato come derivato dall'astabile di **figura 1**: la presenza di D_1 impedisce al condensatore C_1 di caricarsi a una tensione positiva superiore a V_D . Quindi, dimensionato il circuito in modo che risulti $V_{T+} > V_D$, lo stato dell'uscita con $v_o = V_{oH}$ risulta stabile, perché il condensatore non può caricarsi a una tensione maggiore di V_{T+} . Per ottenere la commutazione dell'uscita al valore V_{oL} bisogna applicare in ingresso al circuito un impulso capace di imporre all'ingresso + dell'operazionale una tensione minore della V_D di D_1 . Anziché applicare direttamente l'impulso di trigger v_i all'ingresso +, si preferisce interporre un *circuito derivatore* formato dal gruppo $R_4 C_2$, ottenendo così un impulso di polarità negativa in corrispondenza del fronte di discesa di v_i (nel derivatore è il fronte di commutazione che produce l'impulso). Il diodo D_2 elimina gli impulsi positivi prodotti dal derivatore ed evita che il livello alto di v_i possa influire sul valore di V_{T+} . Una volta ottenuta la commutazione dell'operazionale al livello V_{oL} , tramite il segnale di trigger v_i , il condensatore C_1 inizia a caricarsi negativamente tendendo a V_{oL} ; raggiunta la tensione di soglia V_{T-} , l'operazionale ricommuta al livello stabile V_{oH} . Prima di applicare un *nuovo impulso di trigger* si deve però aspettare che il condensatore C_1 si ricarichi a V_D (in caso contrario il tempo di durata del successivo impulso di uscita sarebbe diverso dal precedente e non quantificabile con precisione). Per ridurre questo tempo di carica, che riduce la frequenza massima di applicazione degli impulsi in ingresso, si può applicare il gruppo $R_5 D_3$ che, se $R_5 \ll R_3$ accelera la carica; il valore di R_5 deve essere il più basso possibile, com-

Prima di applicare un nuovo impulso di trigger si deve aspettare che C_1 si ricarichi a V_D .

patibilmente con i limiti di corrente dell'operazionale e del diodo (e quindi, considerando che quasi tutti gli operazionali sono protetti dai cortocircuiti in uscita, il suo valore può essere anche nullo).

Studio analitico

La durata dell'impulso in uscita è facilmente ricavabile calcolando il tempo che impiega il condensatore C_1 a passare da V_D a V_{T-} . In particolare, fissate le condizioni limite $V_{cfin} = V_{oL}$ e $V_{cin} = V_D$, e tenuto presente che la commutazione si ricava con $v_c = V_{T-}$, si ottiene, applicando la 1:

$$V_{T-} = V_{oL} + (V_D - V_{oL})e^{-t/\tau} \quad 12$$

Dalla 12, ricordando la 7 si ha:

$$t_o = \tau \ln \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_D}{V_{oL}} \right) \right] \approx \tau \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad 13$$

con $\tau = R_3 C_1$.

Naturalmente è possibile limitare l'ampiezza dell'impulso di uscita con degli zener, come già spiegato per il circuito astabile (fig. 2), o ricorrendo a integrati comparatori.

Esempio 2

Scheda di laboratorio 23A.2

Il monostabile con operazionale

Dimensionare il circuito di figura 5 per ottenere un impulso in uscita di durata di 1 ms.

Per evitare impulsi di trigger troppo grandi, è meglio avere una V_{T+} piccola e quindi si pone $R_1 \gg R_2$. Si decide di fissare $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.

Fissato $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ si ricava dalla 13 la R_3 :

$$R_3 = \frac{t_o}{C_1 \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-6} \ln 1,1} \approx 105 \text{ k}\Omega$$

Compatibilmente con la precisione richiesta si può scegliere il valore commerciale $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$. I valori di C_2 e R_4 vengono scelti in modo da presentare una costante di tempo piccola rispetto a t_o e quindi si pone $C_2 = 10 \text{ nF}$ e $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$.

4. Generatore di onde quadre e triangolari

Il circuito di figura 6, realizzato con operazionali, permette di ottenere contemporaneamente segnali quadri e triangolari. Si osservi che è composto da un comparatore con isteresi non invertente (con tensione di riferimento uguale a zero) e da un integratore.

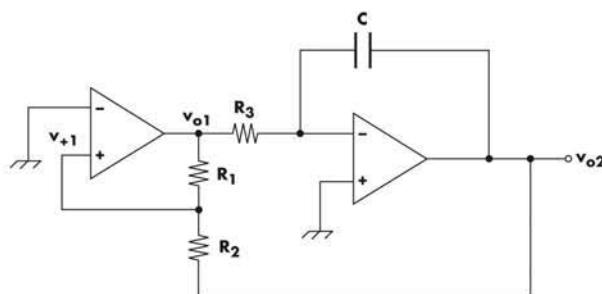


Figura 6

Circuito base del generatore di segnali triangolari e quadri.

Combinando un astabile con un integratore si ottiene un generatore di onde quadre e triangolari.

Studio analitico

Si supponga, per esempio, che la v_{o1} sia al livello alto V_{o1H} : in queste condizioni in uscita all'integratore si ha una rampa linearmente decrescente; quando la v_{o2} raggiunge la V_{T-} del comparatore con isteresi, ovvero la tensione all'ingresso + del primo operazionale raggiunge lo zero, si ha la commutazione della v_{o1} al livello basso V_{o1L} .

Con in ingresso all'integratore una tensione negativa, la v_{o2} diventa una rampa linearmente crescente; appena raggiunge il valore V_{T+} il trigger di Schmitt ricomuta portando la v_{o1} al livello alto V_{o1H} . Da questo momento il ciclo si ripete.

Iniziamo lo studio analitico considerando la v_{o2} nell'intervallo tra 0 e $T/2$ nel quale risulta (si ricordi che per il concetto di massa virtuale la tensione iniziale su C è V_{o2P}):

$$v_{o2} = -\frac{1}{R_3 C} \int_0^t V_{o1H} dt + V_{o2P} \quad 14$$

ovvero:

$$v_{o2} = V_{o2P} - \frac{V_{o1H}}{R_3 C} t \quad 15$$

In figura 7 sono riportate le forme d'onda di questo circuito.

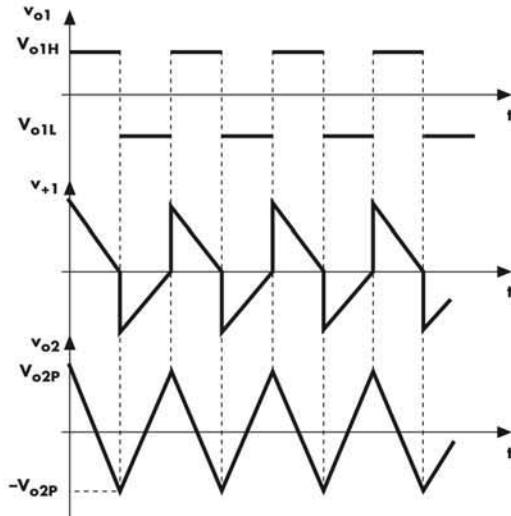


Figura 7
Forme d'onda del circuito di figura 6.

Se nella 15 si pone $t = T/2$ si ricava:

$$-V_{o2P} = V_{o2P} - \frac{V_{o1H}}{R_3 C} \cdot \frac{T}{2} \quad 16$$

e quindi:

$$T = 2V_{o2P} \cdot \frac{2R_3 C}{V_{o1H}} \quad 17$$

I valori di picco raggiunti dalla v_{o2} coincidono con le tensioni di soglia del trigger che, ricordando quanto noto dal volume 2 (sezione 15C relazioni 10 e 11) valgono:

$$V_{T+} = -\frac{R_2}{R_1} V_{oL} \quad V_{T-} = -\frac{R_2}{R_1} V_{oH} \quad 18$$

e quindi, posto $V_{o1H} = |V_{o1L}|$, si ottiene:

$$V_{o2P} = V_{T+} = |V_{T-}| = V_{o1H} \frac{R_2}{R_1} \quad 19$$

Infine, sostituendo la 19 nella 17 si ottiene:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{o1H}}{4R_3CV_{o2P}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{4\tau} \quad 20$$

con $\tau = R_3C$.

Esempio 3

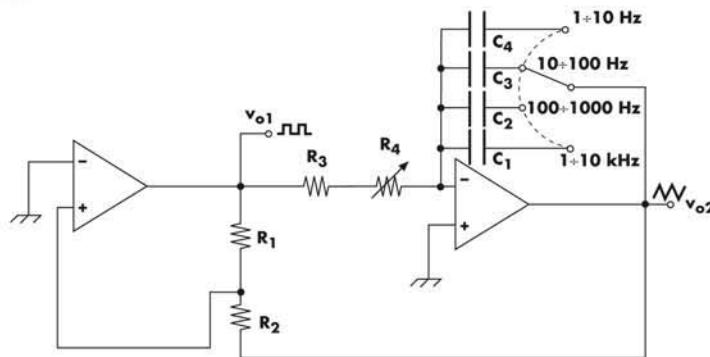
Abbozzare il progetto di un generatore di funzioni secondo le seguenti specifiche:

- forme d'onda disponibili: sinusoidale - triangolare - quadra;
- regolazione di frequenza continua nei seguenti intervalli:

1÷10 Hz - 10÷100 Hz - 100÷1000 Hz - 1÷10 kHz.

Per ottenere le forme d'onda triangolare e quadra si può ricorrere al circuito base di **figura 8** dove, se si pone $R_1 = R_2$, si ottiene, per la 19, un'onda triangolare e una quadra di pari ampiezza.

Figura 8



Per la 20 è possibile cambiare la frequenza, tramite la regolazione di $R_3 + R_4$, nell'ambito della portata fissata dalla capacità inserita.

Per il dimensionamento si tenga presente quanto segue.

Per quanto già detto, deve essere $R_1 = R_2$ e si decide di fissare per queste resistenze un valore di 10 k Ω .

Posto C_i (portata 1÷10 kHz) pari a 1,5 nF, si ricava R_3 applicando la 20 nell'ipotesi che $f = 10$ kHz e $R_4 = 0$:

$$R_3 = \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} \approx 16,7 \text{ k}\Omega$$

Si sceglie il valore commerciale di 15 k Ω ; in questo modo si ottiene un limite di frequenza superiore leggermente più alto (11,1 kHz).

Supposta $f = 1$ kHz si ricava $R_3 + R_4$:

$$R_3 + R_4 = \frac{1}{4 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} \approx 167 \text{ k}\Omega$$

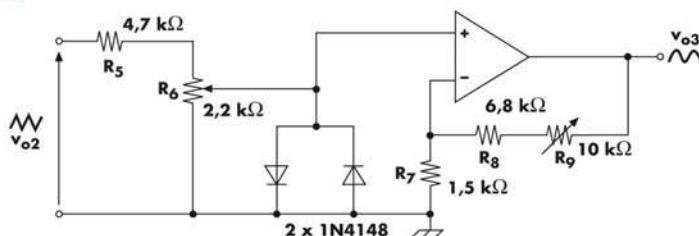
ovvero:

$$R_4 = 167 \text{ k}\Omega - 15 \text{ k}\Omega = 152 \text{ k}\Omega$$

Si sceglie il valore commerciale di $180\text{ k}\Omega$ in modo da ottenere un limite inferiore più basso (855 Hz). A questo punto si possono fissare le altre capacità: $C_2 = 15\text{ nF}$, $C_3 = 150\text{ nF}$, $C_4 = 1,5\text{ }\mu\text{F}$.

Per ottenere il segnale sinusoidale si può utilizzare uno specifico generatore (sezione 22B) oppure, sia pure con una distorsione armonica più alta, si può ricorrere al circuito di **figura 9**.

Figura 9



Il circuito sfrutta la zona di non piena conduzione dei diodi, per tensioni poco superiori alla tensione di soglia V_γ , al fine di ottenere l'incurvamento delle punte del segnale triangolare. Con il trimmer R_6 si regola l'ampiezza del segnale triangolare, in modo da presentare un valore di picco poco superiore alla tensione di soglia dei diodi. Si deve porre la massima cura nello scegliere i diodi per evitare che presentino caratteristiche dissimili.

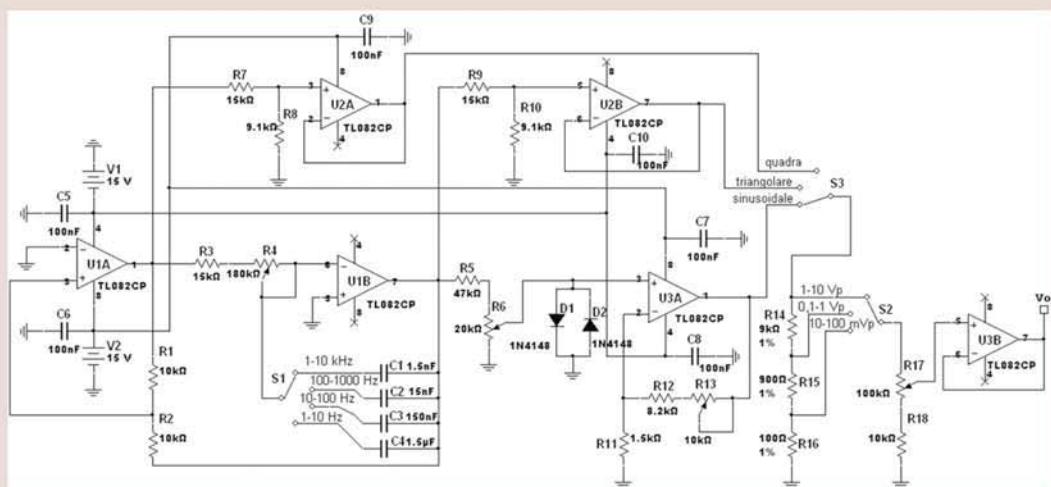
Il segnale sinusoidale risulterà molto più piccolo degli altri due infatti, mentre questi ultimi avranno un'ampiezza pari a $V_{OH} = |V_{OL}| \approx V_{CC} - 2\text{ V}$, il segnale sinusoidale avrà un'ampiezza poco superiore a V_γ e quindi all'incirca 0,5 V. Per quest'ultimo segnale sarà quindi utile prevedere uno stadio amplificatore.

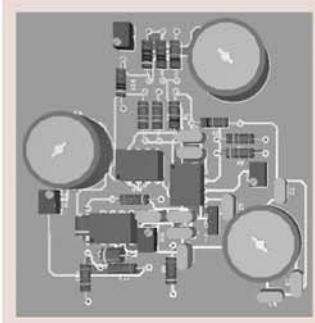
Multisim/N-S_Teoria 302NT23A.1
Ultiboard 23A.1
Data sheet 134

non solo teoria 1

Realizziamo un generatore di funzioni

Il circuito proposto si rifà alla bozza di progetto sviluppata nell'esempio 3. In particolare, vanno notati gli operazionali U_{2A} e U_{2B} che vengono usati a guadagno unitario e sono preceduti da due partitori di tensione, in modo da portare i valori massimi dei segnali triangolare e quadro a circa 5 V.





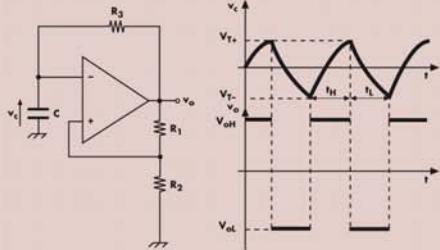
L'operazionale U_{3A} produce l'amplificazione necessaria per portare l'ampiezza del segnale sinusoidale allo stesso valore di 5 V degli altri due (al riguardo si deve regolare il trimmer R_{13} , dopo avere effettuato la taratura della forma d'onda al valore minimo di distorsione con il trimmer R_6).

Il partitore, formato da R_{14} , R_{15} e R_{16} , permette di ottenere tre range diversi per l'ampiezza del segnale in uscita, regolabile con continuità con R_{17} .

Si noti che, se per i segnali triangolare e quadro si fossero conservati i valori massimi originari indicativamente pari a $V_{CC} - 2$ V, non sarebbe stato possibile ottenere la stessa ampiezza per quello sinusoidale. Infatti l'amplificatore dell'operazionale U_{3A} sarebbe stato costretto a operare al limite della saturazione e quindi in condizioni di distorsione eccessiva.

Facciamo il punto

Circuito base dell'astabile



Si realizza con un comparatore con isteresi invertente con:

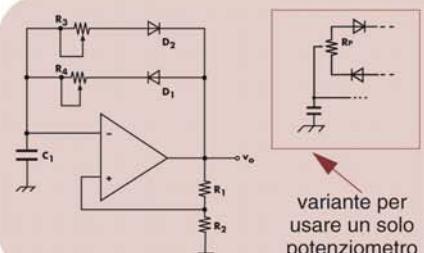
$$V_{T+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{oH} \quad V_{T-} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{oL}$$

Con l'uscita alta C si carica fino a raggiungere V_{T+} , l'uscita va bassa e C si scarica fino a V_{T-} ; il processo si ripete ciclicamente

$$f = \frac{1}{2R_3C \ln\left(1 + 2\frac{R_2}{R_1}\right)} \quad \text{Il duty cycle è del 50\%}$$

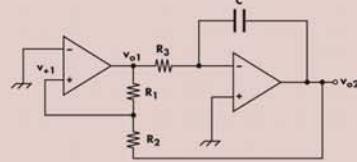
Per comodità si può porre $R_1 = R_2$

per ottenere un duty cycle $\neq 50\%$



I multivibratori con gli operazionali

un comparatore con isteresi non invertente a un circuito integratore si ottiene un generatore di onde quadre e triangolari



$$V_{o2P} = V_{T+} = |V_{T-}| = V_{o1H} \frac{R_2}{R_1}$$

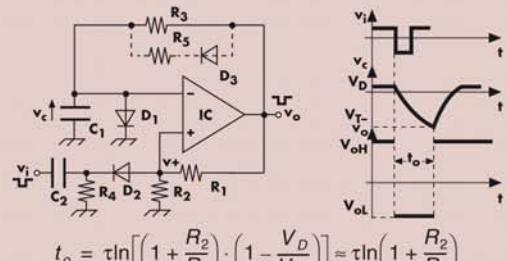
con

$$V_{T+} = -\frac{R_2}{R_1} V_{oL} \quad V_{T-} = -\frac{R_2}{R_1} V_{oH}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{o1H}}{4R_3C V_{o2P}} = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{4\tau} \quad \text{con } \tau = R_3C$$

se si pone $R_1 = R_2$ i due segnali hanno la stessa ampiezza

Circuito del monostabile



$$t_o = \tau \ln\left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(1 - \frac{V_D}{V_{oL}}\right)\right] = \tau \ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

con $\tau = R_3 C_1$

R_4 e C_2 : circuito derivatore

D_2 : elimina gli impulsi positivi creati dal derivatore

D_1 : limita la carica positiva di C_1 al valore V_D

R_5 e D_3 con $R_5 \ll R_3$: per ridurre il tempo di carica di C_1

5. Astabili a BJT

In **figura 10** è riportato il caso più semplice di astabile a BJT. Come noto, un multivibratore astabile è caratterizzato da due stati *metà stabili*, ovvero si porta, nel tempo, alternativamente da uno stato all'altro, producendo segnali a due livelli.

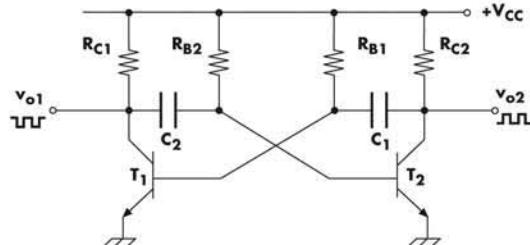


Figura 10

Caso elementare di astabile a BJT.

I due possibili stati dell'astabile a BJT sono:

- T_1 saturo con T_2 interdetto;
- T_2 saturo con T_1 interdetto.

Le resistenze R_{B1} e R_{B2} vengono dimensionate in modo da imporre a entrambi i BJT la saturazione: all'accensione del circuito, come conseguenza, entrambi i transistori tendono alla saturazione, ma le inevitabili asimmetrie circuitali portano un BJT in saturazione prima dell'altro, che è quindi obbligato a interdirsi.

Per comprendere quest'ultima affermazione basta osservare che all'accensione i due condensatori C_1 e C_2 tendono a caricarsi a $+V_{CC}$, risultando entrambe le basi in conduzione (**fig. 11a**).

Raggiunta la saturazione da un BJT, per esempio T_1 , se si trascura la V_{CEsat} , il C_2 impone tra base ed emettitore di T_2 una tensione negativa pari alla sua tensione di carica (**fig. 11b**). Se si trascura la V_{BE} e si suppone che C_2 sia completamente carico, questa tensione risulta pari a $-V_{CC}$. Pertanto, risultando la V_{BE} di T_2 negativa, questo transistor si interdice.

Con T_1 saturo e T_2 interdetto si può quindi considerare il circuito equivalente di **figura 11c**: il condensatore C_2 , partendo da $-V_{CC}$, tende a caricarsi a $+V_{CC}$, con la costante di tempo $\tau_2 = R_{B2} C_2$.

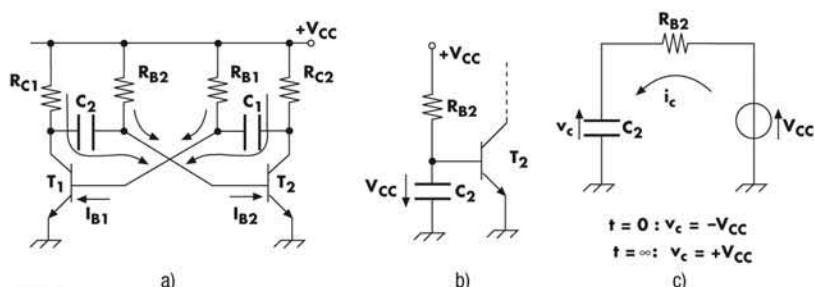


Figura 11

Transitorio di carica dei condensatori all'accensione (a); con T_1 saturo T_2 è obbligato a interdirsi (b); circuito equivalente con T_1 saturo e T_2 interdetto (c).

Appena il condensatore C_2 , la cui tensione è pari, a meno della V_{CE1sat} , alla V_{BE2} , raggiunge un valore positivo, sufficiente alla conduzione di T_2 , quest'ultimo si satura, imponendo l'interdizione di T_1 .

A questo punto il processo si ripete al contrario.

Procedendo con i criteri noti si potrebbe dimostrare che la durata di questi transitori risulta pari a:

$$t_o \approx 0,69 R_B C$$

21

Durata dei semiperiodi

(volendo verificare la correttezza di questa relazione si tenga presente che è stata ricavata supponendo $V_{c\ in} \approx -V_{CC}$ e $V_{c\ fin} \approx 0$ V).

La **figura 13** riporta le forme d'onda di questo circuito. Si osservi, in particolare, l'esistenza di tempi di salita non trascurabili del segnale a due livelli, a causa del fatto che, nel momento che un BJT passa dalla saturazione all'interdizione, il condensatore, che fa capo al suo collettore, si ricarica attraverso la corrispondente R_C . Le costanti di tempo che determinano questi tempi di salita sono:

► per T_1 : $\tau_{C1} = R_{C1} C_2$

22

► per T_2 : $\tau_{C2} = R_{C2} C_1$

Nelle **22** si sono trascurate le resistenze dinamiche delle giunzioni BE.

Per contenere i tempi di salita si devono quindi usare resistenze R_C piccole, ovvero lavorare con correnti di collettore di saturazione abbastanza alte.

Normalmente si pone $R_{C1} = R_{C2}$ e $R_{B1} = R_{B2}$ e quindi, se anche i due condensatori sono uguali, è possibile prelevare due onde quadre (duty cycle del 50%) in opposizione di fase.

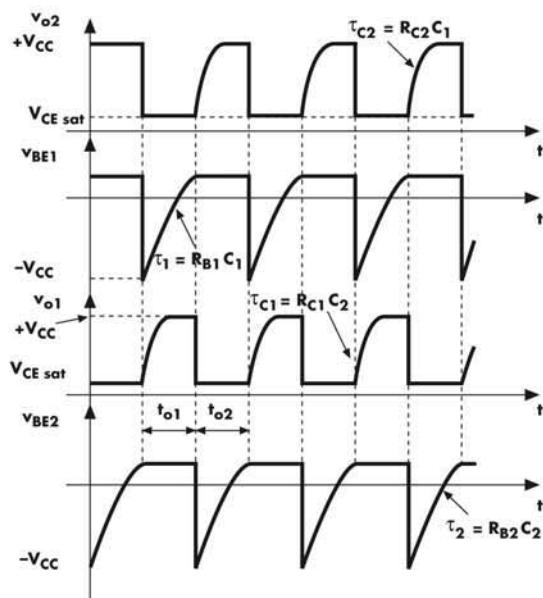


Figura 12

Forme d'onda dell'astabile di figura 10.

Dimensionamento

Analiticamente risulta:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$$

23

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

24

Per garantire la saturazione deve essere:

$$I_B \geq \frac{I_{C_{sat}}}{h_{FEmin}} \quad 25$$

In condizioni normali si può porre:

$$I_B = 1,2 \frac{I_{C_{sat}}}{h_{FEmin}} \quad 26$$

La 23 è stata ottenuta supponendo la corrente in R_C coincidente con la corrente di collettore (il che è praticamente vero in piena saturazione).

Come ridurre i tempi di salita

Per ottenere tempi di salita più brevi, nell'onda quadra si può usare il circuito di figura 13.

I diodi D_1 e D_2 , con il corrispondente BJT saturo, si comportano praticamente da cortocircuiti e quindi risulta:

$$R_C = R'_C // R''_C \quad 27$$

Appena però un BJT entra in interdizione, il corrispondente condensatore si ricarica solo attraverso R''_C e quindi la V_{CE} raggiunge subito il livello alto, visto che R'_C non è (idealmente) attraversato da corrente.

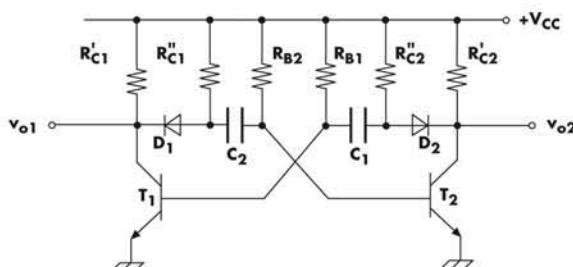


Figura 13

Astabile a BJT con tempi di commutazione più brevi.

I diodi permettono la ricarica dei condensatori solo attraverso le R'_C e quindi l'assenza di corrente nelle R'_C annulla (idealmente) i tempi di salita delle onde quadre.

Per il dimensionamento del circuito di figura 13, ricordando la 27, si può porre $R'_C = R''_C = 2R_C$ e applicare le relazioni precedentemente esposte.

Esempio 4

Dimensionare un astabile alimentato a 15 V con due BC368 ($h_{FEmin} = 85$; massima tensione inversa BE = 5 V) e ponendo $I_{C_{sat}} = 100$ mA, capace di produrre un segnale con duty cycle $D = 50\%$ alla frequenza di 1 kHz.

Nel circuito dell'astabile il transistor interdetto presenta una tensione inversa base-emettitore uguale alla tensione sul condensatore, pari a circa $-V_{CC} = -15$ V, e potrebbe entrare in conduzione inversa, visto che la sua massima tensione inversa è di soli 5 V. Per evitare questo si pone in serie alle singole basi un diodo che presenta una tensione inversa più alta di V_{CC} (dei diodi 1N 4148 vanno, ad esempio, sicuramente bene). Il circuito diventa quindi quello di figura 14a.

Per il dimensionamento si procede come segue.

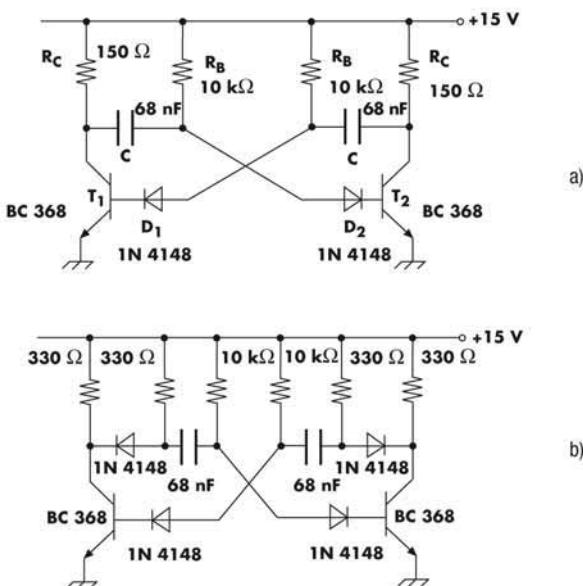
Dalla 23 si ricava R_C :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I_{C_{sat}}} = \frac{15 - 0,2}{100 \cdot 10^{-3}} = 148 \Omega \quad (\text{commerciale } 150 \Omega)$$

Con la 26 si fissa I_B :

$$I_B = 1,2 \frac{I_{C_{sat}}}{h_{FEmin}} = 1,2 \cdot \frac{100 \cdot 10^{-3}}{85} \approx 1,4 \text{ mA}$$

Figura 14



Data sheet 126

Dalla 24, tenendo conto anche dei diodi, si ricava R_B :

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_D}{I_B} = \frac{15 - 1,4}{1,4 \cdot 10^{-3}} \approx 9,7 \text{ k}\Omega \text{ (commerciale } 10 \text{ k}\Omega)$$

Per il calcolo dei condensatori si pone:

$$t_{o1} = t_{o2} = \frac{1}{2} T = 0,5 \text{ ms}$$

e quindi, per la 21, risulta:

$$C = \frac{t_o}{0,69 R_B} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{0,69 \cdot 10 \cdot 10^3} \approx 72 \text{ nF}$$

Usando il valore commerciale di 68 nF si otterrà, ovviamente, una frequenza leggermente diversa (teoricamente 1066 Hz).

Volendo ridurre i tempi di salita si può ricorrere al circuito di figura 14b. Per il dimensionamento basta osservare che le resistenze di collettore sono state ottenute applicando la 27.

6. Multivibratore astabile con porte logiche

Il circuito riportato in figura 15a è un caso classico di astabile; sebbene sia realizzabile anche con porte TTL, è preferibile realizzarlo con quelle CMOS: l'elevata resistenza di ingresso di queste ultime permette l'uso, a parità di tempi ottenuti, di resistenze e capacità più piccole; le porte CMOS, inoltre, presentano una caratteristica di trasferimento quasi ideale, e questo favorisce la qualità del segnale prelevato.

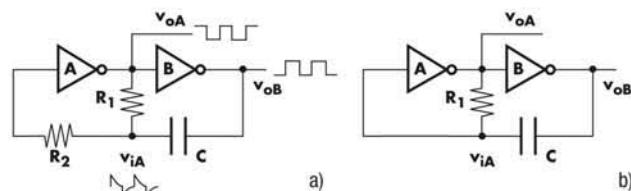


Figura 15

Astabile con due NOT CMOS: la resistenza R_2 , non indispensabile, serve a ridurre gli effetti delle protezioni a diodi in ingresso ai CMOS.

La resistenza R_2 teoricamente non ha ragione d'essere, risultando in serie a un valore molto alto, ma viene inserita per minimizzare l'effetto delle protezioni a diodi in ingresso ai CMOS sulla qualità della forma d'onda prodotta.

Se si suppone, in un certo istante, $v_{OB} = +V_{DD}$, risulta anche $v_{OA} = 0$ V e quindi il condensatore si carica con la costante di tempo R_1C (supposta infinita la resistenza di ingresso del NOT A); mentre si carica C , la v_{iA} decresce e, raggiunta la tensione di commutazione del NOT A (circa $1/2 V_{DD}$), questo porta l'uscita a livello alto e v_{OB} va a 0 V, provocando l'inversione del verso di carica di C ; il processo a questo punto si ripete al contrario. Sia in uscita al NOT A che al B è quindi possibile prelevare un segnale quadro, anche se, per limiti costruttivi dei componenti, quello in A risulta spesso troppo deformato.

Dimensionamento del circuito con R_2

Per il calcolo del periodo e della frequenza del segnale in uscita si possono usare le seguenti relazioni (verranno dimostrate più avanti):

$$T = 2,2R_1C \quad 28$$

$$f = 0,455 \frac{1}{R_1C} \quad 29$$

Si consiglia di porre $R_2 = 10R_1$ per evitare che possa produrre effetto sulla frequenza, alterando la costante di tempo.

Usando dispositivi della serie 4xxxB, se si vogliono ottenere buoni risultati si consigliano valori per R_1 compresi tra $5 \text{ k}\Omega$ e $1 \text{ M}\Omega$, e per la capacità valori non inferiori ai 100 pF ; sono inoltre consigliabili dispositivi di tipo buffer, specie alle frequenze più alte (alcuni MHz come massimo); con dispositivi HC e HCT il limite di frequenza più elevato permette l'uso anche di capacità più piccole e non è necessario l'uso di porte buffer.

Circuito senza R_2

Se si rinuncia alla resistenza R_2 (fig. 15b) i risultati risultano mediamente meno buoni (minore simmetria nel segnale e maggiore dipendenza della frequenza dalla tensione di alimentazione), ma molto dipende dal tipo di IC scelto e, a parità di singola, dalla marca dello stesso; quindi la scelta tra le due soluzioni potrà essere meglio valutata caso per caso sperimentalmente.

Se si rinuncia a R_2 , l'intervento delle protezioni modifica il periodo e quindi la frequenza del segnale nel seguente modo:

$$T = 1,4R_1C \quad 30$$

$$f = 0,72 \frac{1}{R_1C} \quad 31$$

Analisi teorica del circuito

L'analisi dettagliata del funzionamento del circuito di figura 15a può essere fatta osservando le forme d'onda di figura 16 e tenendo presente quanto segue.

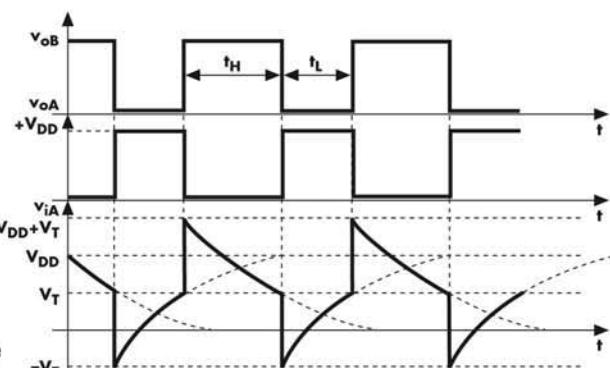


Figura 16
Forme d'onda dell'astabile di figura 15a.

Si supponga che all'accensione il condensatore sia scarico e $v_{oB} = +V_{DD}$: il conseguente circuito di carica è riportato in **figura 17a**. Appena v_{iA} raggiunge la tensione di commutazione del NOT A, pari a V_T , la v_{oB} passa a livello zero e quindi il condensatore si carica secondo il circuito di **figura 17b**, partendo da un valore iniziale pari a $-(V_{DD} - V_T) = -V_T$, supposto $V_T = 1/2V_{DD}$.

Raggiungi nuovamente la condizione $v_{iA} = V_T$ il NOT A commuta e il circuito del transitorio RC diventa quello di **figura 17c**, analogo a quello di **figura 17a**, ma con una diversa tensione iniziale v_{iA} pari a $V_{DD} + V_T$. Raggiunta ancora la condizione $v_{iA} = V_T$ la commutazione del NOT A riporta al circuito di **figura 17b**.

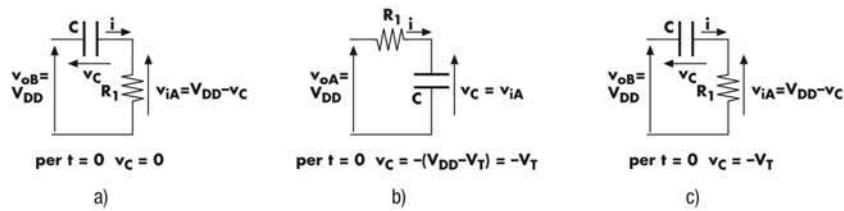


Figura 17

I transitori del circuito di figura 16a e le relative condizioni iniziali.

D'ora in poi i transitori si ripetono sempre uguali, come risulta in **figura 16**. Per il calcolo di t_L e t_H basta studiare i transitori di carica e scarica del condensatore.

Calcolo di t_H

Posto:

$$v_{iA} = A + B e^{-t/\tau} \quad \text{con} \quad A + B = V_{DD} + V_T \quad (\text{istante iniziale})$$

$$\text{e} \quad A = 0 \quad (\text{istante finale})$$

si ottiene $v_{iA} = (V_{DD} + V_T)e^{-t/\tau}$.

Se per $t = t_H$ si pone $v_{iA} = V_T$, si ricava:

$$t_H = R_1 C \ln \frac{V_{DD} + V_T}{V_T} \quad \text{32}$$

Calcolo di t_L

Procedendo in modo analogo a prima si ottiene:

$$v_{iA} = V_{DD} - (V_{DD} + V_T)e^{-t/\tau}$$

Se per $t = t_L$ si pone $v_{iA} = V_T$, si ricava:

$$t_L = R_1 C \ln \frac{V_{DD} + V_T}{V_{DD} - V_T} \quad \text{33}$$

Se nelle 32 e 33 si pone $V_T = 1/2V_{DD}$, si ottiene $t_L = t_H = 1,1R_1C$ e quindi:

$$T = t_L + t_H = 2,2R_1C \quad \text{34}$$

che corrisponde alla 28; la 29 ovviamente ne è l'inverso.

Se si considera il caso di multivibratore senza R_2 si tenga presente che le 30 e 31 sono state ottenute in modo analogo a quello appena esposto, supponendo che i valori massimi e minimi di v_{iA} siano rispettivamente $+V_{DD}$ e 0 V.

7. Multivibratore astabile con trigger di Schmitt

Sfruttando un trigger di Schmitt è possibile realizzare un multivibratore molto semplice (fig. 18).

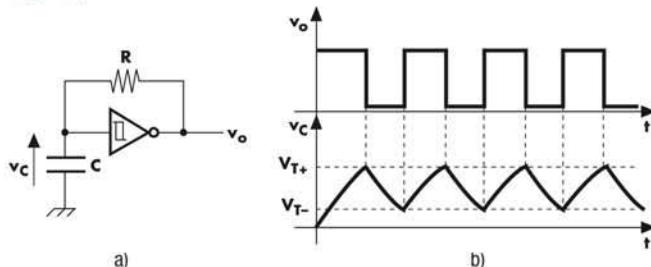


Figura 18
Astable con trigger di Schmitt (a) e relative forme d'onda (b).

Per il dimensionamento dei valori di R e C si può fare riferimento alla seguente relazione:

$$f = \frac{K}{RC} \quad 35$$

K presenta un'ampia tolleranza

La costante K assume un valore compreso mediamente tra 0,5 e 1,5 in relazione all'integrato scelto, alla tensione di alimentazione e al costruttore.

Il segnale risultante presenta un duty cycle abbastanza vicino al 50%.

L'analisi delle forme d'onda di figura 18 facilita la comprensione del funzionamento del circuito: supposta la tensione in uscita a livello alto e il condensatore inizialmente scarico, quest'ultimo si caricherà attraverso R fino a raggiungere la soglia di commutazione V_{T+} , l'inversione del livello in uscita provocherà la scarica di C fino a V_{T-} . Da questo momento il fenomeno continuerà a ripetersi ciclicamente.

Nella 35 la costante K è espressa dalla relazione:

$$K = \frac{1}{\ln \frac{V_{T+}(V_{DD} - V_{T-})}{V_{T-}(V_{DD} - V_{T+})}} \quad 36$$

Questa relazione è valida solo nel caso CMOS in quanto con porte TTL il transitorio del condensatore è influenzato dalla corrente presente in ingresso alla porta. Pertanto usando porte TTL il dimensionamento teorico risulta molto più approssimato e si consiglia di usare per R valori abbastanza bassi (tipicamente 330Ω).

La 35 e la 36 possono essere ricavate con un procedimento analogo a quello seguito nel paragrafo precedente.

8. Monostabili a porte logiche

In figura 19 è riportato un monostabile realizzato con due NOR CMOS.

Come funziona

Nello stato stabile si pone la tensione di ingresso del circuito v_i a livello di 0 V, la v_B in ingresso al NOT B è a livello alto, imposto dal resistore R .

In queste condizioni il NOR A, avendo entrambi gli ingressi bassi, ha l'uscita v_A alta e quindi il condensatore è scarico, non essendoci differenza di potenziale ai suoi capi.

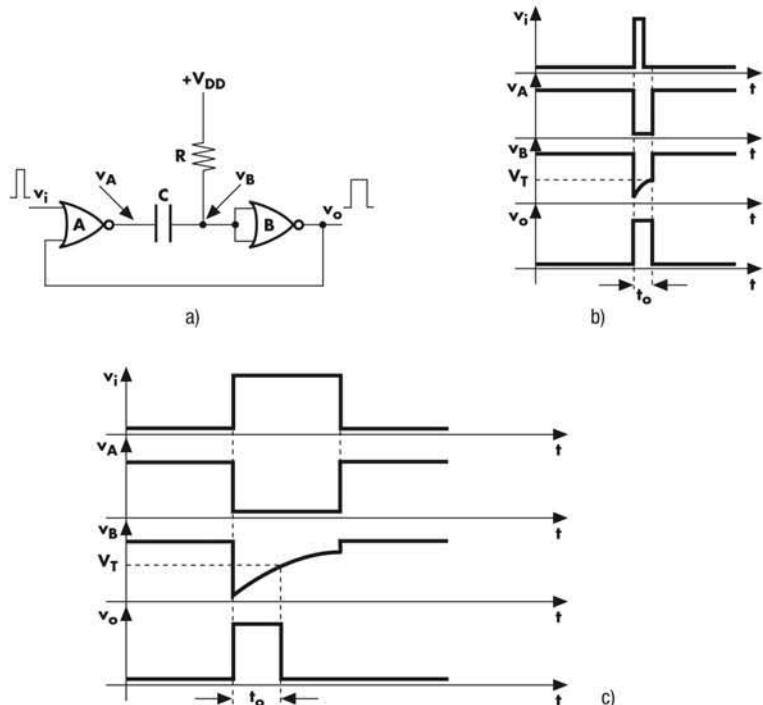


Figura 19

Monostabile con NOR CMOS (a) e relative forme d'onda con impulso di trigger di durata più breve di t_o (b) e di durata maggiore di t_o (c).

Si faccia ora riferimento alla **figura 19b** e si supponga di applicare *in ingresso al circuito un impulso positivo di innesto* (trigger) di durata inferiore a quella dell'impulso che si vuole prelevare in uscita al monostabile: l'uscita del NOR A passa a livello basso, il condensatore inizia a caricarsi e l'uscita del circuito passa a livello alto perché il condensatore inizialmente scarico pone a livello basso l'ingresso del NOT B.

Durante la carica di C , raggiunta la tensione di commutazione V_T del NOT B, l'uscita del circuito ritorna bassa: il conseguente brusco ripristino di v_A a livello alto facilita la scarica di C e il ripristino delle condizioni per un nuovo impulso di comando.

Analiticamente la curva di carica del condensatore è espressa dalla seguente relazione:

$$v_c = V_{DD}(1 - e^{-t/\tau}) \quad 37$$

Se nella 37 si pone $v_c = V_T$, si ottiene la durata dell'impulso in uscita:

$$t_o = RC \ln \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_T} \quad 38$$

Se si pone, infine, $V_T = 1/2 V_{DD}$ la 38 diventa:

$$t_o = 0,693RC \quad 39$$

Se l'impulso di trigger è più lungo dell'impulso previsto in uscita, quest'ultimo dura come quello di trigger.

Si deve osservare che, qualora l'impulso di trigger sia di durata maggiore di quella in uscita, quest'ultimo non subisce comunque variazioni: cambia invece la durata dell'impulso v_A che, anziché durare quanto l'impulso di uscita, dura quanto quello in ingresso (**fig. 19c**).

Monostabile con NAND

Volendo realizzare un monostabile con impulso di trigger negativo si possono usare due NAND (fig. 20).

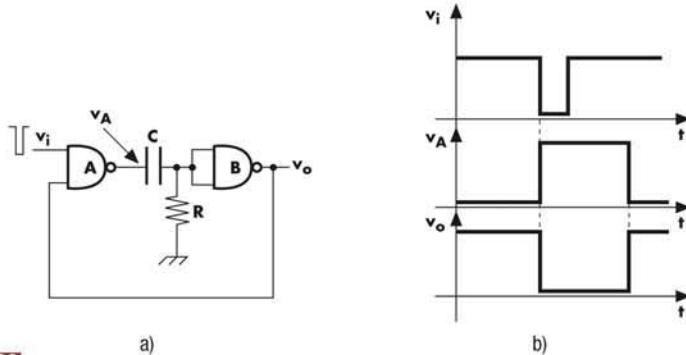


Figura 20
Monostabile con due NAND.

Si osservi infine che in questi circuiti, poiché la soglia di commutazione V_T è soggetta a notevoli variazioni, rispetto al valore teorico, sia per tolleranze costruttive che in relazione alla tensione di alimentazione e al costruttore, la durata dell'impulso può presentare, rispetto al valore teorico, variazioni comprese tra -50% e +70% (può essere opportuno usare come R un trimmer da tarare sperimentalmente).

9. L'integrato 555

Come si è visto, le soluzioni circuituali a porte logiche presentano tutte dei difetti legati soprattutto alle ampie tolleranze nei risultati a causa di diversi fattori, compresa, anche se non precedentemente nominata, la dipendenza dalle variazioni di temperatura (**deriva termica**).

L'integrato 555 offre una soluzione integrata capace di risolvere buona parte di questi problemi e, per la sua notevole versatilità, ha avuto un notevole successo commerciale. Si tratta di un integrato realizzato inizialmente in tecnologia bipolare (cioè con BJT), attualmente disponibile anche in tecnologia CMOS, che può essere alimentato con tensioni consigliate comprese tra 5 e 15 V, capace di funzionare correttamente sia con integrati TTL che CMOS e capace di lavorare sia da astabile che da monostabile.

Struttura del 555

Lo schema a blocchi è evidenziato nel circuito di figura 21 relativo al funzionamento come monostabile.

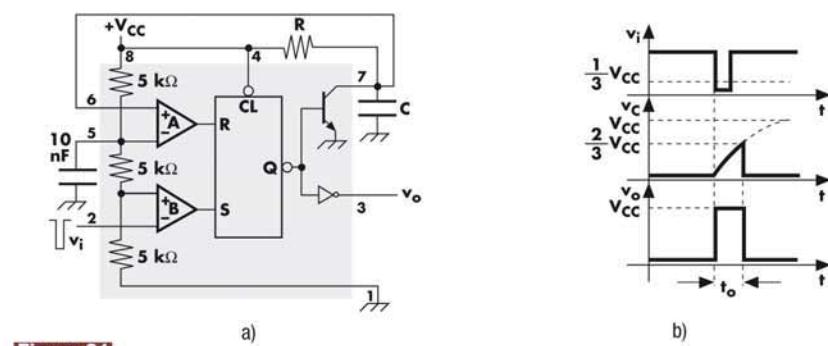


Figura 21
Il 555 come monostabile.

Sono presenti due **comparatori**, un flip-flop SR, un buffer invertente, un BJT e un partitore di tensione, formato da tre resistenze da $5\text{ k}\Omega$ (da qui il nome dell'IC.).

Come funziona

Il funzionamento di questo IC è così sintetizzabile:

- 1) il comparatore superiore di **figura 21** impone un 1 all'ingresso R del SRFF solo se la **tensione di soglia** (*threshold*) all'ingresso + è superiore a quella presente all'ingresso -, pari a $2/3 V_{CC}$ (**tensione di riferimento superiore**), in caso contrario impone uno 0;
- 2) il comparatore inferiore impone un 1 all'ingresso S del SRFF se la **tensione di trigger** è inferiore a $1/3 V_{CC}$ (**tensione di riferimento inferiore**), in caso contrario impone uno 0;
- 3) il flip-flop presenta gli ingressi attivi alti e dispone di una sola uscita \bar{Q} attiva bassa, il successivo buffer invertente (output stage) permette comunque di prelevare l'uscita Q attiva alta; questo FF presenta anche un reset asincrono (CL) attivo basso;
- 4) l'ingresso della **tensione di controllo** (*control voltage*), che se non collegato a niente si trova a potenziale di $2/3 V_{CC}$, permette di modificare i livelli delle tensioni di riferimento ai due comparatori (detta V la tensione applicata a questo pin, la tensione di riferimento del comparatore superiore è pari a V , quella dell'inferiore è $1/2 V$); se questo pin non viene utilizzato, si consiglia di collegarlo a massa tramite un condensatore da 10 nF per evitare la captazione di eventuali disturbi esterni;
- 5) se la tensione al **terminale di scarica** (*discharge*) è a potenziale positivo, la presenza del livello alto in uscita al FF impone l'entrata in saturazione del BJT; questo pin serve per la scarica del condensatore di temporizzazione.

Le principali caratteristiche

Le principali caratteristiche elettriche del 555, desumibili dai data sheet, sono le seguenti:

- errore tipico di temporizzazione iniziale pari all'1%, nel funzionamento da astabile con resistenze comprese tra $1\text{ k}\Omega$ e $100\text{ k}\Omega$;
- deriva con la temperatura del valore di temporizzazione precedente tipicamente pari a $50\text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$ (parti per milione per $^{\circ}\text{C}$);
- deriva con la tensione V_{CC} del valore di temporizzazione tipicamente pari a $0,1\text{ \%}/V$;
- tempi di commutazione tipici: 100 ns ;
- livelli di uscita alti e bassi in relazione al valore di V_{CC} e alle correnti di source e sink (vedere data sheet).

Da questi dati si vedono subito l'elevata precisione e la stabilità dei valori di temporizzazione.

■ Uso del 555 come monostabile

Analisi del circuito

Si supponga che all'accensione il SRFF presenti una uscita a livello alto: in queste condizioni il BJT si comporta da cortocircuito e quindi C non si può caricare. In conseguenza di questo, la tensione al pin 6 è a livello basso e quindi inferiore a $2/3 V_{CC}$: l'ingresso R del FF è pertanto a livello basso.

Analogamente, se $v_i > 1/3 V_{CC}$, è facile controllare che anche S è a livello basso; il FF è allora in stato di memorizzazione e il valore alto alla sua uscita rimane stabile nel tempo e così pure l'uscita al pin 3 è stabilmente a livello basso.

Si applichi ora al pin 2 di trigger un impulso negativo che porti la tensione a un valore inferiore a $1/3 V_{CC}$; il comparatore B porta allora S a 1 logico e il FF commuta portando l'uscita a livello basso: in queste condizioni il BJT smette di condurre e C inizia a caricarsi attraverso il resistore R .

Anche il monostabile con il 555 richiede impulsi di trigger di durata inferiore alla durata degli impulsi in uscita.

Appena C supera il valore $2/3 V_{CC}$, supposto nel frattempo concluso l'impulso di trigger e ritornato $S = 0$, il comparatore A impone l'ingresso $R = 1$ e quindi $\bar{Q} = 1$: il BJT cortocircuita allora C , scaricandolo rapidamente (se l'impulso di trigger non si fosse ancora concluso l'uscita rimarrebbe alta fino alla sua conclusione). Da questo momento il monostabile è ritornato nello stato stabile ed è pronto per il successivo impulso.

Procedendo con le tecniche già note, è possibile calcolare la durata dell'impulso in uscita:

$$t_0 = 1,1RC$$

40

Per R si consigliano valori compresi tra 1 k Ω e 10 M Ω e per C capacità superiori a 1 nF; le capacità devono essere a basse perdite (preferibili pertanto quelli a dielettrico plastico): per tempi lunghi si può ricorrere a condensatori elettrolitici ma, data la scarsa qualità di questi ultimi, la scelta andrà a discapito della precisione.

■ Uso del 555 come astabile

In figura 22 è riportato il circuito proposto con le relative forme d'onda.

Analisi del circuito

Si supponga il condensatore inizialmente scarico: all'ingresso – del comparatore B è quindi presente una tensione inferiore a quella di riferimento di $1/3 V_{CC}$; analogamente, all'ingresso + del comparatore A è presente una tensione inferiore a quella di riferimento di $2/3 V_{CC}$. In queste condizioni si ha $S = 1$ e $R = 0$ e quindi $\bar{Q} = 0$. Pertanto la base del BJT è a livello basso, questo non conduce e C si carica attraverso $(R_1 + R_2)$.

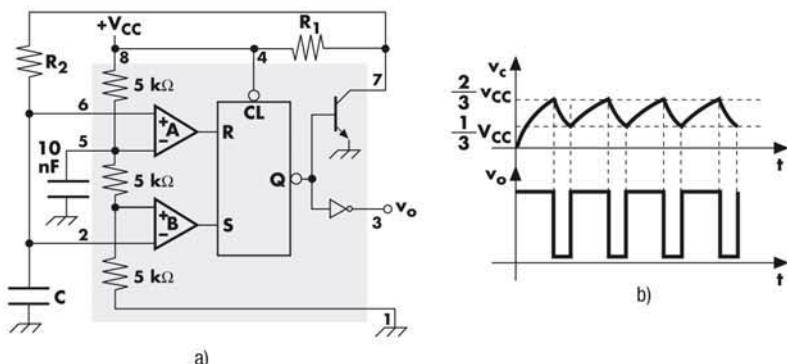


Figura 22

Appena viene raggiunta dal condensatore la tensione di $2/3 V_{CC}$, il comparatore A impone $R = 1$ e, poiché il passaggio di S a zero è già avvenuto quando la tensione sul condensatore ha raggiunto $1/3 V_{CC}$, il SRFF commuta e si ha $\bar{Q} = 1$. In queste condizioni il BJT diventa un cortocircuito e C si scarica attraverso R_2 ; raggiunta la tensione di $1/3 V_{CC}$ il SRFF ricommuta e C torna a ricaricarsi.

Il processo sin qui descritto continua a ripetersi con tempi di carica e scarica che, escluso il transitorio iniziale, risultano sempre gli stessi.

Dimensionamento

I tempi di carica e scarica possono essere ricavati con le relazioni:

$$t_c \equiv 0.693(R_1 + R_2)C$$

41

$$t_s = 0,693 R_2 C$$

42

I due tempi non sono uguali perché, come già detto, sono diverse le due costanti di tempo.

La frequenza del segnale prelevato è facilmente ricavabile dalle relazioni 41 e 42:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_c + t_s} = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C} \quad 43$$

$D < 50\%$

Per quanto detto, il segnale non è quadro, avendo i due livelli durata diversa, e in particolare il duty cycle riferito al livello alto risulta:

Il duty cycle è <50% ma se $R_1 \ll R_2$ si ha un valore quasi del 50%.

$$D = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad 44$$

È comunque possibile ottenere un'onda praticamente quadra ponendo $R_1 \ll R_2$. Si consigliano valori resistivi tali che $(R_1 + R_2)$ risulti compresa tra 1 k Ω e 10 M Ω ; per C si consigliano valori non inferiori a 1 nF a basse perdite; per il limite superiore vale quanto già detto per il monostabile.

non solo teoria 2

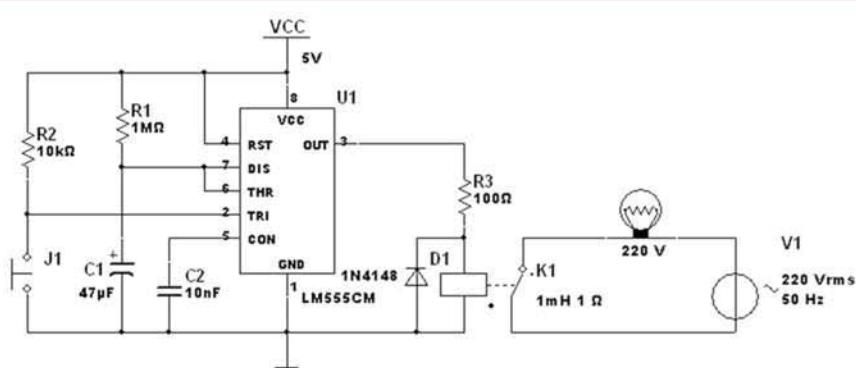
Un temporizzatore per le luci delle scale

Nelle scale condominiali, ma non solo, si utilizzano per le luci degli interruttori a tempo per evitare che le luci rimangano sempre accese.

Qui si propone una semplice soluzione elettronica. Il timer 555 è usato come monostabile e con i valori indicati produce alla chiusura di J_1 un impulso positivo di durata $1,1R_1C_1 = 51,7$ s. In questo modo premendo J_1 si accende la luce, che si spegnerà automaticamente dopo una cinquantina di secondi.

Naturalmente la durata dell'impulso è facilmente modificabile agendo sulla costante di tempo R_1C_1 . Nel file Multisim i valori di R_1 e C_1 sono volutamente più piccoli per poter facilmente valutare il funzionamento del circuito in tempi ragionevoli.

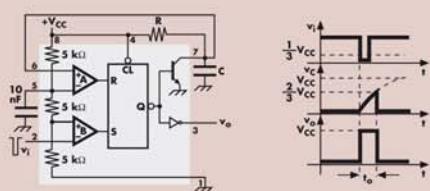
Multisim/N-S_Teoria 303NT23A.2
Ultiboard 23A.2
Data sheet 134



Facciamo il punto

Il timer 555

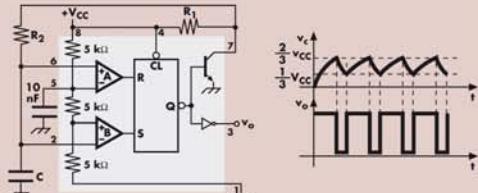
Uso come monostabile



- il comparatore A ha una $V_{ref} = 2/3 V_{CC}$
- il comparatore B ha una $V_{ref} = 1/3 V_{CC}$
- se $v_i < 1/3 V_{CC}$ l'uscita \bar{Q} va bassa e la v_o va alta, il BJT interdice e C si carica
- quando $v_C > 2/3 V_{CC}$ l'uscita \bar{Q} va alta, il BJT satura e C si scarica immediatamente

$$t_o = 1,1RC$$

Uso come astabile



- il comparatore A ha una $V_{ref} = 2/3 V_{CC}$
- il comparatore B ha una $V_{ref} = 1/3 V_{CC}$
- se v_o è alta il BJT è interdetto e C si carica attraverso $R_1 + R_2$
- appena v_C raggiunge $2/3 V_{CC}$ la v_o va bassa, il BJT satura e C si scarica attraverso R_2

$$t_c = 0,693(R_1 + R_2)C \quad t_s = 0,693 R_2 C$$

(duty cycle <50%)

$$f = 1,44/[(R_1 + 2R_2)C]$$

Test

- Par. 1 1 Un bistabile è caratterizzato dal presentare stati stabili; per cambiare stato è necessaria una esterna.
- Par. 1 2 Un multivibratore è caratterizzato da due stati stabili e viene usato per generare segnali a due
- Par. 1 3 Un multivibratore presenta uno stato stabile e uno raggiungibile solo tramite una sollecitazione
- Par. 2 4 Che cosa accade a un astabile con operazionali, se le tensioni massima V_{OH} e minima V_{OL} di uscita dell'operazionale (fig. 1) non sono uguali in valore assoluto?
- Par. 3 5 Qual è la funzione del diodo D_1 in parallelo al condensatore nel monostabile con operazionali (fig. 5)?
- Par. 4 6 Che cosa si ottiene riducendo R_1 nel generatore di onde quadre e triangolari (fig. 6)?
- Par. 6 7 Per quale motivo nell'astabile con porte logiche NOT è preferibile utilizzare valori di resistenza R_1 non troppo piccoli?
- Par. 7 8 Per quale motivo l'integrato scelto incide sulla frequenza dell'astabile a trigger di Schmitt?
- Par. 8 9 In un monostabile a porte logiche la durata dell'impulso in ingresso influisce sul comportamento del circuito?
- Par. 9 10 Da che cosa dipendono le soglie di scatto dell'integrato 555?
- Par. 9 11 Per quale motivo nel funzionamento come astabile il condensatore si scarica "istantaneamente"?

Problemi svolti

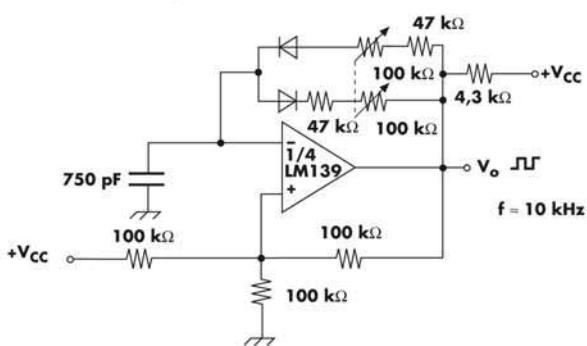
Il numero dei pallini ● indica il grado di difficoltà.

- Par. 2 1 Realizzare un astabile con LM139 capace di produrre un segnale impulsivo alla frequenza di 10 kHz con duty cycle regolabile tra il 25% e il 75%.

Soluzione

Ci si può riferire ai circuiti delle figure 3 e 4. Il circuito risultante è riportato in figura P1.

Figura P1



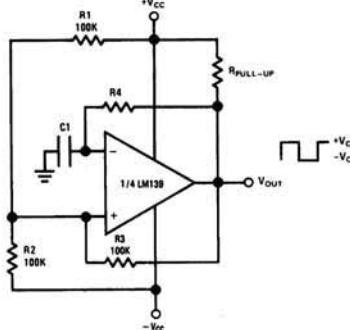
I due potenziometri coassiali vanno collegati in modo che quando una resistenza è massima l'altra è minima. Si lascia al lettore la verifica dei valori numerici.

unità di apprendimento 23 **Generatori di forme d'onda**

Par. 2

2 Analizzare il circuito di **figura P2**, proposto dalla National Semiconductor.

Figura P2



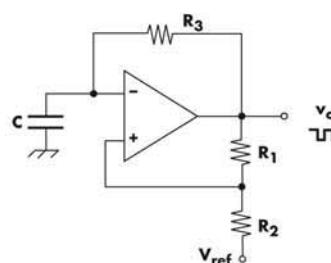
Soluzione

Si tratta di un astabile che si basa sul principio del circuito di **figura 4**. In questo caso però il comparatore è alimentato con tensione simmetrica come fosse un operazionale, in modo che la tensione in uscita assuma, con precisione, il valore $\pm V_{CC}$. R_4 e C_1 vanno dimensionati con la **11**. La resistenza di pull-up non è critica e dipende dalla corrente richiesta dal carico in uscita (il costruttore garantisce il BJT di uscita a collettore aperto per una corrente di sink di almeno 6 mA).

Par. 2

3 Dimostrare che nel circuito di **figura P3** il duty cycle dipende dal valore di V_{ref} .

Figura P3



Soluzione

Sostituendo nella **5** la relazione che esprime V_{T+} in un comparatore con isteresi e quella che esprime V_{T-} nella **6**, si ottiene (verificare):

$$t_H = \tau \ln \frac{V_o(1+K) - (1-K)V_{ref}}{V_o(1-K) - (1-K)V_{ref}}$$

$$t_L = \tau \ln \frac{V_o(1+K) + (1-K)V_{ref}}{V_o(1-K) - (1-K)V_{ref}}$$

$$\text{dove: } K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad V_o = V_{oH} = -V_{oL} \quad \text{e} \quad \tau = R_3 C$$

Queste relazioni esprimono la dipendenza di t_L e t_H dalla V_{ref} . Si può quindi facilmente verificare che al crescere di V_{ref} aumenta t_H e diminuisce t_L e viceversa. Si può anche verificare che per piccole variazioni di V_{ref} il periodo $T = t_H + t_L$ risulta praticamente costante.

Ulteriore proposta

Interpretare graficamente la dipendenza del duty cycle dalla V_{ref} .

Par. 2

4 Dimensionare R_1 , R_2 , R_3 e C_1 del monostabile di **figura 5** in modo da avere un tempo $t_o = 5$ s.

Soluzione

Poiché il rapporto tra R_2 e R_1 incide sulla tensione di soglia, ed è bene che questa non sia troppo elevata, poniamo $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$.

Dalla 13 si ottiene:

$$\tau = R_3 \cdot C_1 = \frac{t_o}{\ln\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = 36,4 \text{ s}$$

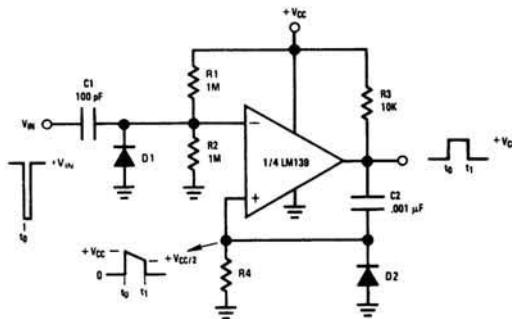
da cui, ponendo $C_1 = 180 \mu\text{F}$, si ricava $R_3 = 202 \text{ k}\Omega$ ottenibile con due resistenze da $100 \text{ k}\Omega$ in serie.

Par. 3

5
●●●

Analizzare il funzionamento del circuito di figura P4, proposto dalla National Semiconductor.

Figura P4



Soluzione

Si tratta di un monostabile che usa la configurazione trigger. Si supponga il segnale di ingresso a livello alto: il C_1 è carico e quindi, non essendo attraversato da corrente, i resistori R_1 e R_2 impongono all'ingresso – una tensione $1/2 V_{cc}$.

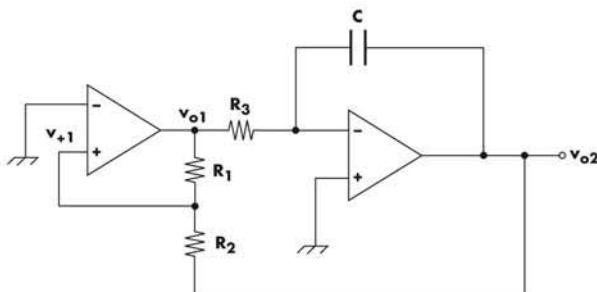
Se ora si suppone l'uscita bassa, C_2 è scarico e la tensione all'ingresso + è nulla, ovvero il comparatore, avendo l'ingresso – a un potenziale superiore dell'ingresso +, mantiene l'uscita bassa a 0 V (stato stabile). Se ora si porta l'ingresso a un valore negativo, in modo da portare in conduzione C_1 attraverso D_1 , si impone all'ingresso – una tensione negativa e quindi inferiore a quella dell'ingresso +, determinando la commutazione del comparatore in uscita al livello alto $+V_{cc}$. Il livello alto in uscita determina la carica di C_2 con la costante di tempo $C_2 R_4$: appena la tensione ai capi di R_4 raggiunge il valore $1/2 V_{cc}$ (il transitorio in ingresso che ha determinato la commutazione è sicuramente finito, data la piccolissima costante di tempo in gioco) il comparatore ricommuta e l'uscita torna bassa (C_2 , grazie a D_2 , si scarica rapidamente nel BJT in uscita al comparatore). Il tempo di durata dell'impulso di uscita al monostabile è pari al tempo che impiega C_2 a passare da 0 V a $1/2 V_{cc}$ (risulta $t_o \approx 0,69 R_4 C_2$; verificare).

Par. 4

6
●●●

Dimensionare il generatore di onda quadra e triangolare di figura P5 in modo che la frequenza di uscita sia di 0,5 Hz e i segnali triangolare e quadro abbiano la stessa ampiezza.

Figura P5



Soluzione

Per ottenere i due segnali della stessa ampiezza, per la 19 si pongono R_1 e R_2 uguali (per esempio $10 \text{ k}\Omega$). Se si pone poi $R_3 = 330 \text{ k}\Omega$, dalla 20 si ricava C :

$$C = \frac{1}{4fR_3} = 1,5 \mu\text{F}$$

unità di apprendimento 23 **Generatori di forme d'onda**

Par. 4

7

Determinare la frequenza e il valore di picco dell'onda triangolare prodotta da un generatore di segnali triangolari e quadri del tipo di figura P5. Siano $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \mu\text{F}$, $R_3 = 220 \text{ k}\Omega$ e $V_{CC} = \pm 12 \text{ V}$.

Soluzione

Il valore di picco si ottiene dalla 19 e quindi:

$$V_{o2P} = V_{o1H} \cdot \frac{R_2}{R_1} = 12 \cdot \frac{1 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3} = 1,76 \text{ V}$$

mentre la frequenza risulta:

$$f = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{4 \cdot R_3 \cdot C} = \frac{6,8 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{4 \cdot 220 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 7,72 \text{ Hz}$$

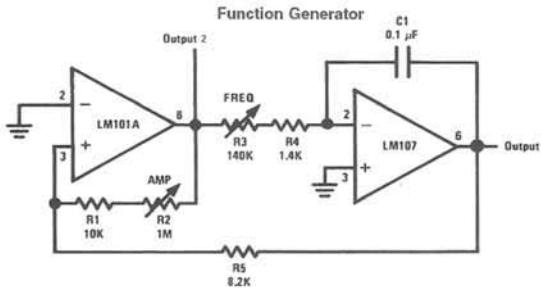
(in realtà V_{o1H} è minore di V_{CC} di 1-2 V perché la tensione di uscita non può raggiungere la tensione di alimentazione per cui anche il valore di picco dell'onda triangolare sarà alcune centinaia di mV inferiore).

Par. 4

8

Analizzare il funzionamento del circuito in figura P6, proposto dalla National Semiconductor.

Figura P6



Soluzione

Si tratta di un generatore di segnali triangolari a onda quadra (Output 2) e triangolari (Output 1). La frequenza d'uscita è regolabile attraverso il potenziometro R_3 e l'ampiezza attraverso R_2 . Utilizzando le formule 19 e 20, dove R_i corrisponde a $R_1 + R_2$, R_2 a R_5 , R_3 a $R_3 + R_4$, si ottengono i valori massimi e minimi della triangolare in uscita (Output 2).

$$V_{o2P_{MAX}} = V_{o1H} \cdot \frac{R_5}{R_1 + R_{2_{MIN}}} = V_{CC} \cdot \frac{8,2 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 0,82 \cdot V_{CC}$$

$$V_{o2P_{MIN}} = V_{o1H} \cdot \frac{R_5}{R_1 + R_{2_{MAX}}} = V_{CC} \cdot \frac{8,2 \cdot 10^3}{1010 \cdot 10^3} \approx 0,008 \cdot V_{CC}$$

mentre per la frequenza si ha:

$$f_{MAX} = \frac{R_1 + R_{2_{MAX}}}{R_5} \cdot \frac{1}{4 \cdot (R_{3_{MIN}} + R_4) \cdot C} = \frac{1010 \cdot 10^3}{8,2 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{4 \cdot 1,4 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} \approx 220 \text{ kHz}$$

$$f_{MIN} = \frac{R_1 + R_{2_{MIN}}}{R_5} \cdot \frac{1}{4 \cdot (R_{3_{MAX}} + R_4) \cdot C} = \frac{10 \cdot 10^3}{8,2 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{4 \cdot 141,4 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} \approx 21,5 \text{ Hz}$$

Par. 6

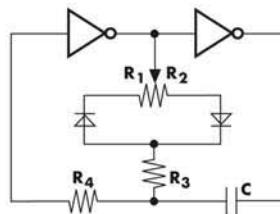


9 Progettare un multivibratore astabile con duty cycle regolabile tra il 20% e l'80%, usando un CMOS del tipo 4011B che produca un segnale alla frequenza di 10 kHz.

Soluzione

Si può ricorrere al circuito di **figura 15a**, modificato come in **figura P7**. In questo circuito si sono introdotti due diodi che, inseriti nel giusto verso, presentano una resistenza molto piccola (idealmente nulla); in caso contrario sono approssimabili a un circuito aperto (in pratica conducono solo nel verso indicato dalla freccia formata dal simbolo).

Figura P7



Supposto $V_T = 1/2 V_{DD}$, le **32** e **33** diventano:

$$t_H = 1,1(R_3 + R_1)C \quad \text{e} \quad t_L = 1,1(R_2 + R_3)C$$

dove $R_1 + R_2 = R_P$ del potenziometro.

unità di apprendimento 23 **Generatori di forme d'onda**

Poiché risulta anche:

$$T = t_H + t_L = 1,1(R_P + 2R_3)C$$

spostando il cursore del potenziometro è possibile modificare la durata dei due semi-periodi del segnale, ma non il periodo T e quindi la frequenza.

Per quanto detto risulta, considerando D rispetto al livello alto:

$$D\% = \frac{R_1 + R_3}{R_P + 2R_3} \cdot 100$$

Posto $C = 1 \text{ nF}$, poiché alla frequenza di 10 kHz risulta $T = 0,1 \text{ ms}$, si ricava:

$$R_P + 2R_3 = \frac{T}{1,1C} = 91 \text{ k}\Omega$$

Posto che con $R_1 = R_P$ risulti $D\% = 80$ e con $R_1 = 0$ risulti $D\% = 20$, si possono calcolare i valori di R_P e R_3 risolvendo il sistema tra le due seguenti equazioni:

$$\frac{R_P + R_3}{R_P + 2R_3} = 0,8 \quad \frac{R_3}{R_P + 2R_3} = 0,2$$

I valori teorici risultano $R_P \approx 54,6 \text{ k}\Omega$ e $R_3 \approx 18,2 \text{ k}\Omega$.

In pratica, volendo usare valori commerciali, si pone $R_P = 47 \text{ k}\Omega$ e per R_3 si usa un trimmer da 27 kΩ.

Il trimmer permetterà la taratura ottimale della frequenza che verrà ottenuta (prescindendo dalla tolleranza di C) con $2R_3 = 91 - 47 = 44 \text{ k}\Omega$ e quindi $R_3 = 22 \text{ k}\Omega$; i valori reali di D risultano:

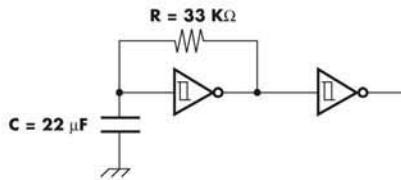
$$\frac{47 + 22}{91} \cdot 100 \approx 76\% \quad \frac{22}{91} \cdot 100 \approx 24\%$$

Si pone infine $R_4 = 10(R_P + 2R_3) = 1 \text{ M}\Omega$ (commerciale).

Par. 7

10 **Analizzare il circuito di figura P8.**

Figura P8



Soluzione

Si tratta di un astabile con trigger di Schmitt. Il segnale di uscita è un'onda quadra con duty cycle di circa il 50%. La frequenza di uscita si ottiene dalla formula 35, quindi:

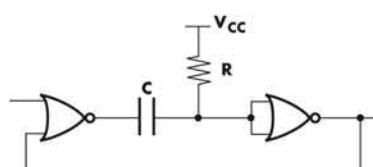
$$f = \frac{K}{R \cdot C} = K \cdot 1,377 \text{ Hz}$$

Poiché K varia da 0,5 a 1,5, segue che f può variare da 0,68 Hz a 2 Hz, in relazione all'integratore scelto, alla tensione di alimentazione e al costruttore. Si noti la presenza di una ulteriore porta che non modifica il segnale (se si eccettua un poco influente sfasamento di 180 gradi) ma consente di disaccoppiare l'eventuale carico fungendo da buffer, utilizzando una porta dello stesso integrato.

Par. 8

11 **Dimensionare il circuito di figura P9 in modo da ottenere un impulso di durata $t_0 = 18 \text{ ms}$.**

Figura P9



Par. 8

12

Soluzione

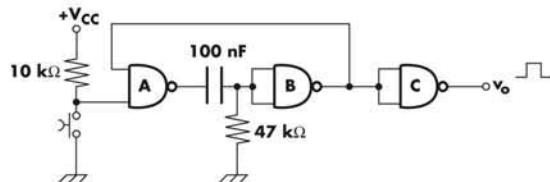
Si tratta di un monostabile a porte logiche che, a fronte di un impulso positivo di trigger in ingresso, genera un impulso in uscita di durata $t_O = 0,693 R \cdot C$.

Si ottiene il valore richiesto ponendo $R = 120 \text{ k}\Omega$ e $C = 220 \text{ nF}$; si ricordi che tale valore è solo indicativo, essendo soggetto alle notevoli variazioni della tensione di soglia V_T .

Realizzare un circuito antirimbalzo che fornisca un impulso positivo utilizzando un pulsante normalmente aperto e un 4011B (o un 7400).

Soluzione

Si può pensare di realizzare un monostabile comandato manualmente dal pulsante. La figura P10 riporta una possibile soluzione che usa il monostabile di figura 20.

Figura P10

Poiché, come noto, la durata dell'impulso in uscita al NOT B non dipende dalla durata dell'impulso manuale, si preferisce prelevarlo qui l'impulso, e invertirlo con il NOT C, piuttosto che prelevarlo dall'uscita della porta A, dove potrebbe avere una durata pari a quella in ingresso e sarebbe inoltre soggetto agli effetti dei rimbalzi meccanici.

Si calcoli il valore della durata dell'impulso in uscita.

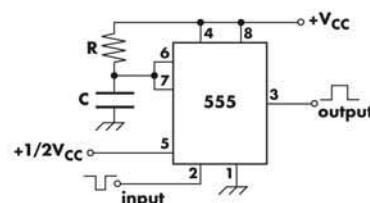
Ulteriore proposta

Studiare una soluzione che usi un pulsante che, anziché andare verso massa, vada verso $+V_{DD}$.

Par. 9

13

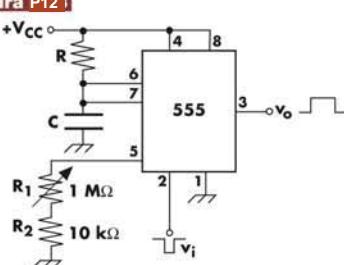
Nel circuito di figura P11, quanto vale la durata dell'impulso in uscita se si applica al pin 5 una tensione di $1/2 V_{CC}$?

Figura P11**Soluzione**

Se si pone il pin 5 a $1/2 V_{CC}$ si ottiene che il comparatore A interno al 555 (fig. 21) presenta una tensione di riferimento modificata ($1/2 V_{CC}$ anziché $2/3 V_{CC}$). Poiché la curva di carica è del tipo:

$$V_c = V_{CC}(1 - e^{-t/\tau})$$

se si pone $V_c = 0,5 V_{CC}$, si ricava $t = 0,693RC$.

Figura P12**Ulteriore proposta**

Verificare che nel circuito in figura P12, con R_1 completamente inserito, risulta $t = 1,1RC$ e, con R_1 completamente cortocircuitato, risulta $t \approx 0,693RC$.

unità di apprendimento 23 **Generatori di forme d'onda**

Par. 9

14

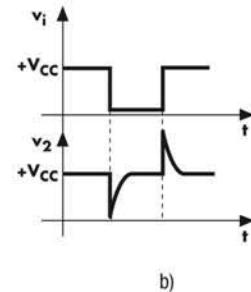
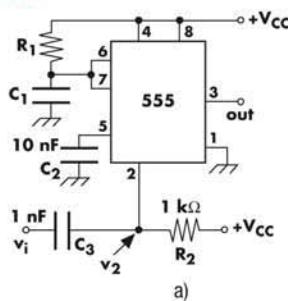
Progettare un monostabile con il 555 il cui impulso in uscita, di durata t_o , non sia influenzato dal fatto che l'impulso di trigger, di durata t_r , sia tale che $t_r > t_o$.

Soluzione

Nel funzionamento monostabile, usando il circuito di **figura 21**, se risulta $t_r > t_o$ l'impulso di uscita presenta una durata pari a t_r . Infatti, se in **figura 22** quando C si carica a $2/3 V_{CC}$ il segnale di trigger è ancora basso, si ottiene $R = S = 1$ e quindi il flip-flop si pone nello stato normalmente indesiderato a cui corrisponde $Q = \bar{Q} = 0$; pertanto l'uscita del monostabile non può che rimanere alta fino al termine dell'impulso di trigger.

Se si vuole che anche con $t_r > t_o$ l'impulso in uscita abbia durata t_o , si può ricorrere al circuito di **figura P13**.

Figura P13:



Le forme d'onda mettono in evidenza il funzionamento del circuito: supposto v_i a $+V_{CC}$ il C_3 è scarico perché ai suoi capi non esiste d.d.p.; se ora si pone $v_i = 0$ V, essendo C_3 scarico la v_2 si pone rapidamente a 0 V, imponendo la commutazione del monostabile. Se la costante di tempo $R_2 C_3$ è abbastanza piccola, C_3 si carica in un tempo abbastanza breve e v_2 ritorna quindi a $+V_{CC}$, indipendentemente dalla durata dell'impulso di trigger.

Il successivo impulso positivo di v_2 non influenza ovviamente il monostabile.

Con i valori indicati nella **figura P14** per R_2 e C_3 , il monostabile ha un funzionamento corretto in un ampio campo di valori.

Par. 9

15

Realizzare un generatore capace di fornire due segnali quadri con un duty cycle rigorosamente del 50% e frequenza di 5 kHz e 2,5 kHz.

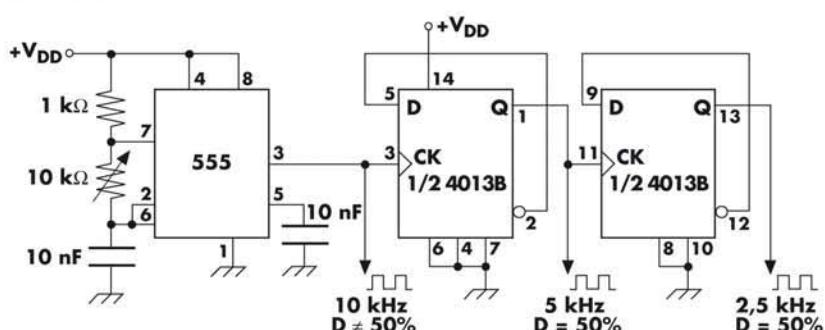
Soluzione

Si potrebbe pensare di realizzare un circuito del tipo di quello in **figura 15a** o **15b** o un astabile con il 555, capace di produrre un segnale a 5 kHz e poi, tramite un FF, effettuare la divisione per due. L'uso del 555 non garantisce però la simmetria del segnale da 5 kHz.

In alternativa si può realizzare un generatore a 10 kHz e, tramite due FF, effettuare la divisione per 2 e per 4 del segnale, ottenendo nel contempo un ciclo utile rigorosamente del 50%.

La **figura P14** riporta una possibile soluzione con il 555 (il valore esatto di frequenza si ottiene regolando sperimentalmente il trimmer).

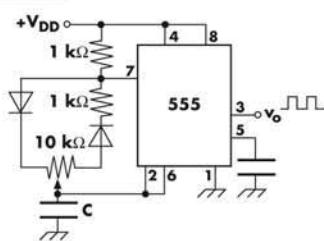
Figura P14:



Par. 9

16
● ● ●

Figura P15



Studiare una possibile soluzione per regolare il duty cycle in un astabile con il 555.

Soluzione

In **figura P15** è riportata una possibile soluzione; con i valori indicati calcolare i valori estremi di D .

Problemi da svolgere

Par. 2

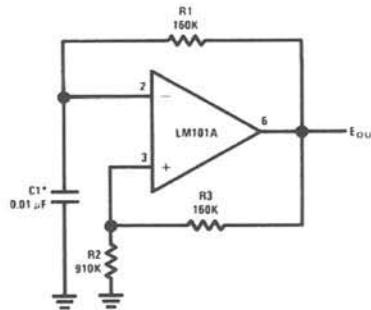
17

Progettare un astabile alla frequenza di 1000 Hz con duty cycle del 40%.



Par. 2

18

Analizzare il circuito di **figura P16**, proposto dalla National Semiconductor.**Figura P16**

Par. 3

19

Progettare un monostabile che produca impulsi positivi di 10 V e durata di 1 ms.



Par. 4

20

Progettare un generatore di segnali alternati a onde quadre di 8 V_{PP} e triangolari di 10 V_{PP} alla frequenza di 5 kHz.

Par. 4

21

Determinare tensioni di picco e frequenza dei segnali v_{o1} e v_{o2} del circuito di **figura 6** con $R_1 = 36 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$; $C = 2,2 \mu\text{F}$.

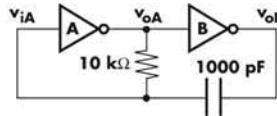
unità di apprendimento 23 **Generatori di forme d'onda**

Par. 6

22
○○●

Tracciare le forme d'onda del circuito di **figura P17** calcolandone i valori teorici più significativi, con $V_{DD} = 10$ V.

Figura P17

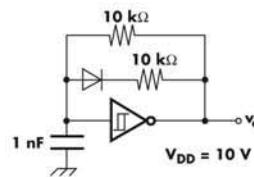


Par. 7

23
○●●

Quanto vale il ciclo utile del segnale in uscita a questo circuito?
Si consideri $V_{T+} = 5,9$ V e $V_{T-} = 3,9$ V.

Figura P18



Par. 8

24
○●●

Progettare un monostabile capace di fornire in uscita un impulso positivo di durata regolabile tra circa 1 ms e 10 ms.

Par. 9

25
○○●

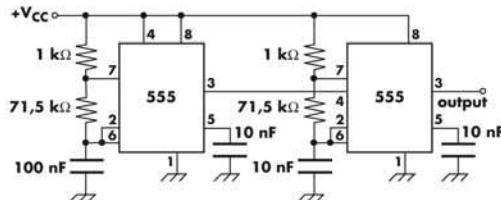
Progettare un astabile con 555 che genera un'onda quadra a frequenza $f = 100$ Hz.

Par. 9

26
●●●

Analizzare il funzionamento del circuito di **figura P19**.

Figura P19



Parole chiave

Procedendo come sin qui fatto, ricostruire i corretti termini delle parole chiave, riportate a inizio sezione, e raggrupparli per omogeneità concettuale.