

# ARHITECTURA, FUNCȚIONAREA ȘI APLICAȚII ALE TEMPORIZATORULUI 555

## 1. Arhitectura temporizatorului 555

Temporizatorul 555 a fost folosit prima oară în 1971 de “Signetics Corporation” și a fost primul temporizator disponibil în comerț. Era un circuit integrat relativ ieftin, stabil și ușor de folosit, atât pentru aplicații monostabile, cât și astabile. Acest circuit este la fel de folosit și după 30 de ani. Deși acum versiunea CMOS a acestui circuit integrat (Motorola MC1455) este mai des folosită, se folosește în continuare și varianta clasică, bineînțeles mult îmbunătățită, față de cea din anii '70.

Deoarece schema detaliată a circuitului integrat conține multe componente (de regulă 20 tranzistori, 2 diode și 15 rezistențe), este mai convenabil să folosim forma mai simplă, dar suficient de sugestivă, a schemei bloc pentru a explica arhitectura și principiul de funcționare internă a temporizatorului 555.

Circuitul de temporizare 555 (fig.1 și fig.2) se poate afla în două forme de capsule: capsulă metalică, rotundă – tip T sau capsula din plastic, paralelipipedică (mai des întâlnită) – tip V.

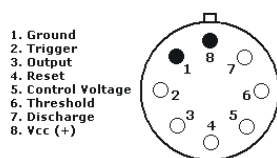


Fig.1

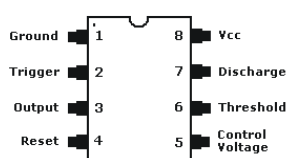


Fig.2

Circuitul echivalent este reprezentat în schema bloc din fig.3 reprezentând funcțiile de control, semnalul trigger, detectoare de nivel sau comparatoare de nivel, circuit baculant bistabil RS și etaj tampon inversor ( $\overline{Q}$ ) a CBB.

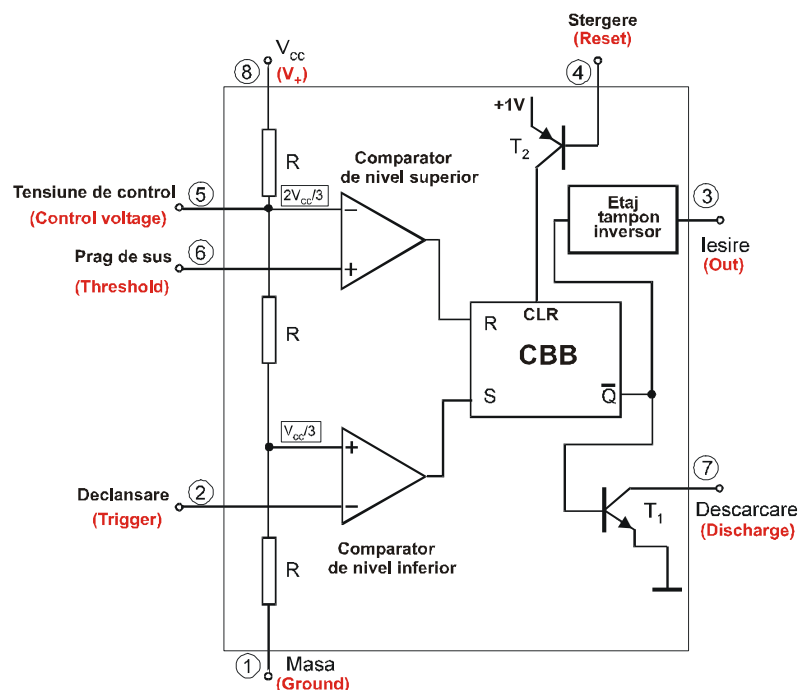


Fig.3

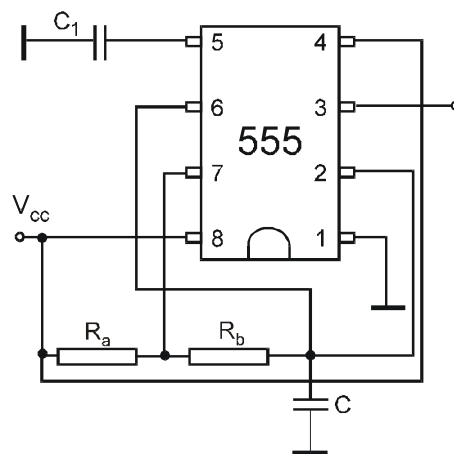


Fig.4

Unele dintre cele mai importante caracteristici ale circuitului sunt: tensiunea de alimentare care poate fi în domeniul 4,5 - 18 V, curentul de alimentare cu valori cuprinse în intervalul 3 - 6 mA și timpul de creștere/descrere de 100ns. Curentul de prag (minim) determină valoarea maximă a sumei rezistențelor  $R_a$  și  $R_b$  ( $R_a + R_b$ ), care pot fi conectate într-o schemă de multivibrator (fig.4), a cărei funcționare o vom discuta într-un paragraf viitor. Pentru o tensiune de 15V rezistența totală maximă pentru  $R = (R_a + R_b)$  este 20 M $\Omega$ .

În situația în care tensiunea de ieșire este la nivel ridicat, curentul de alimentare este de 1 mA sau mai mic. Precizia temporizării unui monostabil este în general 1% din valoarea sa calculată și dă un dift neglijabil (0.1 % / V) din tensiunea de alimentare.

Toate schemele de temporizare cu 555 au în structura lor un condensator extern care determină intervalele de timp off-on ale pulsului de intrare. Se știe că un condensator ( $C$ ) are nevoie de o interval finit de timp pentru a se încărca sau descărca printr-un rezistor ( $R$ ). Acesta este definit de constanta de timp  $RC$  și poate fi calculat din valorile rezistenței și capacității.

În figura 4 este prezentat circuitul de sarcină  $RC$  în forma cea mai simplă. Presupunem că inițial condensatorul este descărcat. Când întrerupătorul este închis, condensatorul începe să se încarce prin rezistor. Tensiunea prin condensator crește de la zero la o valoare egală cu cea a tensiunii continue de alimentare aplicată. Curba de sarcină a circuitului este ilustrată în fig5.

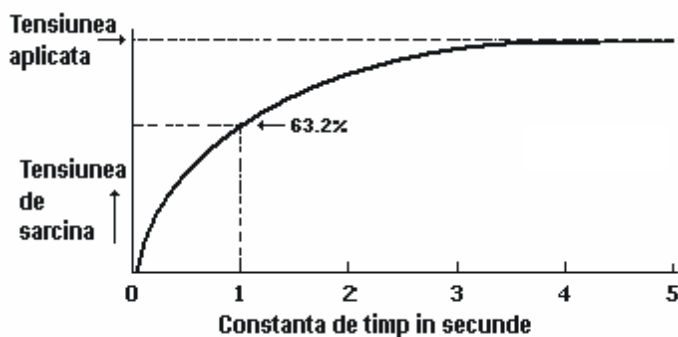


Fig.5

Timpul necesar condensatorului să se încarce cu 63.7 % din tensiunea aplicată se numește **constanta de timp** ( $\tau$ ). Această constantă de timp poate fi calculată cu expresia:

$$\tau = R \cdot C$$

Presupunând că rezistența are valoarea de 1 M $\Omega$  și capacitatea condensatorului este de 1  $\mu$ F, constanta de timp va fi  $\tau = 1$ s. Presupunând în continuare că tensiunea aplicată este de 6 V, condensatorul se va încarca cu aproximativ 3.8 V ( $0.632 \cdot 6 = 3.8$ ) într-o secundă. Privind curba din figura 6 constatăm că avem nevoie de 5s pentru ca tensiunea pe condensator să ajungă la egală cu tensiunea aplicată.

### Definirea funcțiilor pinilor

**Pin 1 (masa) GND:** Pinul de masă este conectat la cel mai mic potential de alimentare. Când se lucrează cu tensiuni de alimentare pozitive el este conectat la zero, reprezentând potențialul de referință, față de care se raportează toate celelalte potențiale.

**Pin 2 (trigger) TR:** Acest este pinul de intrare al comparatorului inferior și este folosit pentru a seta bistabilul, determinând ieșirea să treacă la nivel ridicat de tensiune (1 logic). Acest moment este începutul secvenței de temporizare în monostabil. Pulsația (triggering) este realizată prin modificarea tensiunii de pe pin de la o valoare mai mare de  $1/3 V_+$  la o valoare mai mică de  $2/3 V_+$  (sau, în general, o jumătate din tensiunea de la pinul 5). Intrarea trigger este sensibilă la nivel,

putând fi posibilă folosirea unor mici schimbări ale formei de undă, ca și a unui puls pe post de sursă trigger. Durata trigger-ului trebuie să fie mai scurtă decât intervalul de timp determinat de rezistența  $R$  și condensatorul  $C$  din circuitul exterior. Dacă acest pin este ținut la nivel logic 0 un timp mai lung decât  $\tau=RC$ , atunci ieșirea va rămâne la nivel logic 1 până când intrarea trigger va trece din nou la nivelul 1 logic. O precauție care trebuie luată în cazul semnalului de intrare trigger, este că acesta nu trebuie să rămână la nivelul 0 un timp mai lung decât durata unui ciclu. Când temporizatorul funcționează în mod monostabil iar pulsul de intrare este mai lung decât lungimea dorită a pulsului de ieșire, pulsul trigger ar trebui scurtat prin diferențiere. O altă precauție care trebuie luată în cazul semnalului de intrare trigger privește timpul de stocare în comparator. Această porțiune de circuit poate avea întârzieri de oprire normale (de câteva microsecunde) după aplicarea trigger-ului. În practică, asta înseamnă că lungimea minimă a pulsului de la ieșirea monostabilului trebuie să fie de ordinul a  $10\ \mu\text{s}$  pentru a preveni posibila dublare a semnalului trigger, datorată acestui efect. Tensiunea care poate fi aplicată în siguranță pe pinul trigger are valori între  $V_+$  și potențialul masei. Un curent continuu trece, de asemenea, din acest terminal în circuitul extern. Acest curent este în general de  $500\ \text{nA}$  și definește limita superioară a rezistenței permise între pinul 2 și masă. Pentru o configurație astabilă care lucrează la  $V_+ = 5\text{V}$ , această rezistență are valoarea de  $3\ \text{M}\Omega$  și poate fi mai mare pentru valori mai mari ale lui  $V_+$ .

**Pin 3 (Ieșire) OUT:** Ieșirea timerului 555. Starea lui va fi întotdeauna inversul stării logice a bistabilului (*latch*).

**Pin 4 (Reset) RES:** Acest pin este și el folosit pentru a reseta bistabilul (*latch*) și pentru a readuce ieșirea la valoarea minimă (0 logic). Nivelul de prag al tensiunii de reset este  $0.7\ \text{V}$  și este necesară aplicarea unui curent de scurgere de  $0.1\ \text{mA}$  acestui pin pentru a reseta dispozitivul. Aceste nivele sunt relativ independente de valoarea tensiunii  $V_+$ . Intrarea de reset are o funcție de suprascrisoare, aceasta va face ca ieșirea să treacă pe nivel inferior (0 logic), oricare ar fi nivelele logice ale celorlalte intrări, poate fi deci folosită pentru a întrerupe prematur un puls de ieșire. Timpul de întârziere între “reset” și ieșire este în mod normal de ordinul a  $0.5\ \mu\text{s}$ , iar lărgimea minimă a pulsului de reset este de  $0.5\ \mu\text{s}$ . Pe scurt, pinul reset este folosit pentru a reseta circuitul basculant care controlează starea pinului de ieșire (pin 3). Pinul reset este activat când asupra lui aplicăm o tensiune cuprinsă între 0 și  $0.4\ \text{V}$ . Când nu este folosit, este recomandată conectarea pinului reset la tensiunea  $V_+$  pentru a se evita o resetare aleatorie.

**Pin 5 (Control Voltage) CV:** Acest pin permite accesul direct la comparatorul de nivel superior și acces indirect la comparatorul inferior. Folosirea acestui terminal este hotărâtă de fiecare utilizator în parte, oferind o foarte mare flexibilitate și permițând modificarea perioadei de temporizare, prin resetarea comparatorului. Când circuitul 555 este folosit în modul tensiune controlată, aplicând o tensiune pe pinul CV, putem varia intervalul de temporizare al dispozitivului independent de rețeaua  $RC$ . Tensiunea de control poate varia între  $45\%$  și  $90\%$   $V_+$  în modul monostabil, făcând posibilă controlarea lărgimii pulsului de ieșire independent de  $RC$ . Când pinul CV este folosit în modul astabil, tensiunea de control poate varia între  $1.7\ \text{V}$  și  $V_+$ . Variind tensiunea în modul astabil vom avea o ieșire modulată în frecvență (FM). În cazul în care acest pin nu este folosit, se recomandă conectarea sa la masă prin intermediul unui condensator ( $10\text{nF}$ ) pentru îmbunătățirea imunității la zgomote.

**Pin 6 (Threshold) THR:** Pinul 6 se află la una dintre intrările comparatorului superior (cealaltă fiind pinul 5) și este folosit pentru a reseta bistabilul, adică la aducerea ieșirii la o tensiune coborâtă, de nivel logic 0. Resetarea bistabilului prin acest terminal se realizează crescând tensiunea de la o valoare mai mică de  $2/3\ V_+$  (tensiunea normală pe pinul 5) la o tensiune mai mare decât această valoare. Acțiunea acestui pin este sensibilă la nivel, permițând rate mici de schimbare a formei de undă. Nivelul de tensiune care poate fi aplicat în siguranță pe acest pin este între  $V_+$  și

masă. Un curent continuu, numit curent de prag, trebuie să treacă prin acest terminal dinspre circuitul exterior. Acest curent este în general de  $0.1 \mu\text{A}$ , și va defini limita superioară a rezistenței totale permise între pinul 6 și  $V_+$ . Pentru o configurație cu  $V_+ = 5 \text{ V}$ , această rezistență este de  $16 \text{ M}\Omega$ , iar pentru  $V_+ = 15 \text{ V}$  valoarea maximă a rezistenței este de  $20 \text{ M}\Omega$ .

**Pin 7 (Discharge) DIS:** Acest pin este conectat la colectorul unui tranzistor  $T_1$  (nnp) al cărui emitor este conectat la masă, astfel încât atunci când tranzistorul este în stare de conducție (saturație), pinul 7 are un potențial apropiat de cel al masei. De obicei condensatorul de temporizare se conectează între pinul 7 și masă și este descărcat atunci când tranzistorul trece în atare de conducție. Starea de conducție a acestui tranzistor este sincronizată cu ieșirea. Tranzistorul conduce (rezistența mică la masă) când ieșirea e pe 0 logic și este blocat (rezistența mare la masă) când ieșirea este pe 1 logic. Tensiunea de saturație este de obicei mai mică de  $100 \text{ mV}$  pentru curenți de  $5 \text{ mA}$  sau mai mici. Curentul maxim de pe colector este limitat intern de producător eliminând restricțiile impuse de curentul maxim de descărcare a condensatorului. În unele aplicații acest pin poate fi folosit ca un terminal de ieșire, asemenea pinului 3.

**Pin 8 ( $V_+$ ) VCC:** Pinul  $V_+$  (cărui îi mai spunem și  $V_{cc}$ ) este terminalul de alimentare al circuitului integrat. Domeniul permis pentru tensiunea de alimentare în cazul circuitului 555 este între  $+4,5 \text{ V}$  (minim) și  $+16 \text{ V}$  (maxim). Dispozitivul va funcționa în principiu la fel în tot acest domeniu de tensiuni fără a se observa o schimbare în perioada de temporizare. De fapt, cea mai semnificativă diferență este capacitatea de conducție a ieșirii, care crește atât în domeniul tensiunilor cât și în domeniul curenților pe măsură ce crește tensiunea de alimentare.

Există mai multe tipuri diferite de circuite de temporizare 555. Circuitul **LM555** este cel mai des folosit în zilele noastre. Temporizatorul Exar **XR-L555** este o versiune de putere mică a circuitului clasic, oferind o conexiune directă pin-pin, un dispozitiv de substituție cu avantajul operării la putere mică. El este utilizabil pe o plajă mare de tensiuni pozitive de alimentare, de la  $2,7 \text{ V}$  până la  $18 \text{ V}$ . La o tensiune de alimentare de  $+5 \text{ V}$ , circuitul **L555** va disipa aproximativ  $900 \mu\text{W}$ , făcându-l ideal de folosit cu baterii. Schema internă a circuitului **L555** este foarte asemănătoare cu a circuitului 555 standard, dar cu elemente adiționale cum ar fi filtrarea vârfurilor de curenți, impedanțe nodale mai mari și un sistem mai performant de reducere a zgomotului.

În general, diverși producători ai circuitului 555 au redus curentul de la  $10 \text{ mA}$  la  $100 \mu\text{A}$  în timp ce tensiunea minimă de alimentare a fost redusă la  $2 \text{ V}$ , făcându-l să fie modelul ideal de utilizat la o tensiune de alimentare de  $3 \text{ V}$ . Dezavantajul circuitului 555 cu CMOS este curentul mic de ieșire, dar această problemă poate fi rezolvată adăugând la ieșire un tranzistor de amplificare. Pentru o comparație, putem spune că circuitul 555 clasic poate da cu ușurință un curent de  $200 \text{ mA}$  la ieșire, pe când 555-ul cu cmos dă la ieșire curenți între  $5$  și  $50 \text{ mA}$ .

Circuitul clasic 555 are și proprietăți mai puțin dezirabile cum ar fi un curent de alimentare mare, curent de trigger ridicat, tranziții duble de ieșire și incapacitatea de a funcționa la tensiuni mici de alimentare. Aceste probleme au fost remediate într-o colecție de succesori CMOS.

## 2. Funcționarea circuitului 555

Nivelul logic al ieșirii complementare a circuitului basculant bistabil este determinat de combinația nivelelor logice ale ieșirilor celor două comparatoare. Rețeaua rezistivă formată din cele trei rezistențe  $R$  conectate între borna de alimentare și masă formează un divizor de tensiune de pe care se iau tensiunile de referință pentru intrările comparatoarelor. Aceste tensiuni au un rol hotărâtor în funcționarea circuitului. În aplicațiile în care dorim o comandă electronică a temporizatorului se aplică o tensiune modulatorie pe borna "*tensiune de control*". În caz contrar se recomandă conectarea unui condensator de  $0,01 \mu\text{F}$  între această bornă și masă.

Ieșirea circuitului ia întotdeauna nivelul logic al ieșirii complementare a circuitului basculant bistabil. Etajul tampon care le separă permite un consum de până la 200 mA la ieșire, furnizând nivele logice compatibile TTL.

Tensiunile la intrările de prag și trigger variază ca urmare a încărcării sau descărcării unui condensator conectat în exteriorul circuitului. În timpul descreșterii tensiunii pe intrarea trigger (borna 2), atunci când ea scade sub  $V_{+}/3$ , ieșirea comparatorului de nivel inferior (pragul de jos) va forța ieșirea complementară a circuitului basculant bistabil în starea 0 (nivel coborât de tensiune). În consecință, ieșirea circuitului va fi la un nivel ridicat de tensiune. În timpul creșterii tensiunii pe intrarea de prag superior (borna 6), atunci când ea depășește valoarea  $2V_{+}/3$ , ieșirea comparatorului de nivel superior va forța ieșirea complementară a circuitului basculant bistabil în starea 1 (nivel ridicat de tensiune). În consecință, ieșirea circuitului va fi la un nivel coborât de tensiune. Intrarea de ștergere, RESET (borna 4), permite resetarea circuitului basculant bistabil în orice moment de timp, indiferent de stările ieșirilor comparatoarelor. Intrarea de ștergere devine activă ori de câte ori tensiunea ei scade sub 0,4V, astfel încât joncțiunea bază-emitor a tranzistorului  $T_1$  să fie polarizată direct cu tensiunea de deschidere. Când nu se folosește, ea se conectează la tensiunea de alimentare.

Atunci când între borna 7 (descărcare) și masă este conectat un condensator de temporizare, tranzistorul  $T_2$  permite descărcarea prin el a acestuia, atunci când ieșirea complementară a CBB este la un nivel ridicat de tensiune, astfel încât tranzistorul să fie deschis. În caz contrar, condensatorul se poate încărca de la sursa de alimentare printr-o rezistență externă. Procesul de încărcare poate fi stopat în orice moment de timp prin aplicarea unui potențial de 0,4V pe intrarea de ștergere 4.

Circuitul 555 are două moduri operaționale de bază: modul **monostabil** și modul **astabil**. În modul monostabil, circuitul 555 se comportă ca un multivibrator monostabil. Se știe că un multivibrator monostabil are o singură stare stabilă. De câte ori se aplică un puls trigger la intrare, monostabilul trece din starea stabilă într-una temporară, rămâne în acea stare un interval de timp, care este stabilit de rețeaua  $RC$ , iar apoi revine în starea sa stabilă. Cu alte cuvinte, circuitul monostabil generează un singur puls de durată fixă, ori de câte ori primește un semnal trigger la intrare, de aici îi vine și numele de “**one-shot**”. Multivibratorii “one-shot” sunt folosiți pentru a porni sau opri anumite circuite sau componente externe pentru o anumită perioadă de timp. Este folosit de asemenea pentru a genera întârzieri. Când mai mulți asemenea multivibratori sunt conectați în cascadă, pot fi generate diverse forme de pulsuri secvențiale cu factori de umplere variabili. Al doilea mod operațional de bază al circuitului 555 este modul astabil. Un multivibrator astabil este de fapt un oscilator. Multivibratorul astabil generează un șir continuu de pulsuri off-on rectangulare între două nivele de tensiune. Frecvența pulsului și ciclul de sarcină sunt dependente de valorile rețelei  $RC$ .

## 2.1 Modul monostabil

În cazul modului de operare multivibrator monostabil, între tensiunea de alimentare (pin 8) și masă (pin 1) se conectează rețeaua  $RC$  (fig.6a). Punctul comun dintre rezistor și condensator este conectat la intrarea de prag care este de fapt intrarea comparatorului superior. Tranzistorul intern de descărcare este conectat și el în același punct. Pentru a atenua zgomotul, între pinul 5 și masă se conectează un condensator.

Pe pinul 2, care este conectat la intrarea comparatorului inferior se aplică un tensiune pozitivă mai mare decât  $1/3V_{+}$ . În această stare tensiunea de ieșire pe pinul 3 este de aproximativ 0 V. Semnalul de nivel logic 1 de la ieșirea complementară a CBB face ca  $T_1$  să fie în stare de conducție și să scurtcircuiteze condensatorul extern. De aceea condensatorul nu se poate încărca. În același timp intrarea comparatorului superior are o valoare de aproape 0 V ceea ce face ca ieșirea comparatorului să mențină bistabilul resetat.

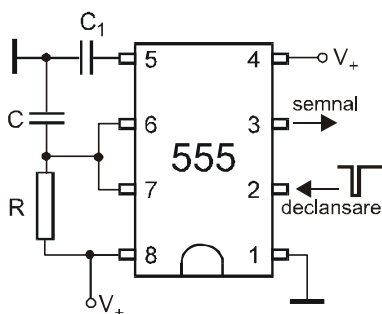


Fig.6a

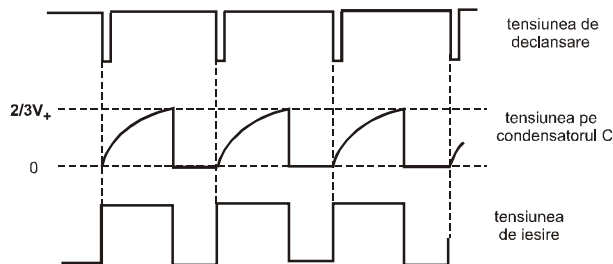


Fig.6b

Când pe intrarea de declanșare este aplicat un semnal trigger în sens negativ (fig.6b), pragul comparatorului inferior este depășit, deci comparatorul inferior setează circuitul basculant. Aceasta face ca  $T_1$  să se comporte ca un circuit deschis. Setarea circuitului basculant generează de asemenea un nivel pozitiv al ieșirii, care este de fapt începutul pulsului de ieșire. Condensatorul începe acum să se încarce prin rezistorul extern. Imediat ce tensiunea pe condensator devine egală cu două treimi din tensiunea de alimentare, comparatorul superior resetează circuitul basculant. Astfel, semnalul de ieșire scade la 0 logic. În același timp  $T_1$  începe să conducă, permițând descărcarea rapidă (prin el) a condensatorului. Dacă, în timp ce pulsul de ieșire este la 1 logic, se aplică un puls negativ pe intrarea de reset, acesta va fi stopat imediat ce acel puls resetează circuitul basculant.

În funcție de valorile rezistenței externe și capacității, durata pulsului de ieșire poate fi reglată să ia valori cuprinse între câteva milisecunde și câteva sute de secunde. Pentru intervalele de timp mai mici de o milisecundă se recomandă folosirea unui circuit monostabil standard proiectat pentru pulsuri înguste în locul circuitului 555. În general circuitele de temporizare sunt folosite acolo unde avem nevoie de pulsuri largi de ieșire. În această aplicație, durata pulsului de ieșire în secunde este aproximativ egală cu:

$$T = 1.1 \times RC \text{ (sec)}$$

Lărgimea pulsului de ieșire fiind determinată de componentele  $R$  și  $C$ , acestea pot avea o gamă largă de valori. Teoretic, nu există nici o limită superioară a lui  $T$  (lărgimea pulsului de ieșire), există doar limitări practice. Limita inferioară este de  $10\mu\text{s}$ . Putem considera domeniul lui  $T$  ca fiind cuprins între  $10\mu\text{s}$  și infinit, mărginit doar de limitele lui  $R$  și ale lui  $C$ . Tehnici speciale de construcție a rezistențelor  $R$  și condensatoarelor  $C$  permit obținerea unor perioade de temporizare de zile, săptămâni sau chiar luni, dacă așa se dorește. Totuși o limită inferioară pentru  $R$  este de ordinul a  $10\text{ k}\Omega$ , în special din punctul de vedere al economiei de putere (deși  $R$  poate fi mai mic de  $10\text{ k}\Omega$  fără a face rău, nu este nevoie de asta din punctul de vedere al obținerii unei lărgimi mici a pulsului). Un minim practic pentru  $C$  este aproximativ  $95\text{ pF}$ . Sub această valoare efectele de dispersie ale capacității devin remarcabile, limitând precizia și predictibilitatea. Este evident că produsul acestor două minime ne dă o durată  $T$  a pulsului mai mică de  $10\mu\text{s}$ . Există o mare flexibilitate în alegerea valorilor lui  $R$  și  $C$ . De obicei se alege mai întâi  $C$  pentru a minimiza dimensiunile (și prețul) iar apoi se alege și  $R$ .

Limita superioară pentru  $R$  este de ordinul a  $15\text{ M}\Omega$ , dar ar trebui să fie mai mică de atât dacă dorim să menținem precizia circuitului 555. De exemplu pentru un curent de prag de  $120\text{ nA}$ , obținem o valoare de  $14\text{ M}\Omega$  pentru  $R$  (o valoare foarte optimistă). De asemenea, dacă suma dintre curentul de prag și curentul de scurgere (prin  $C$ ) este mai mare decât  $120\text{ nA}$ , circuitul nu se va opri niciodată, deoarece nu se va atinge limita superioară a tensiunii. Deci, limitarea lui  $C$  este dată de curentul de scurgere și nu de valoarea capacității sale. Uneori este nevoie de condiționarea semnalului trigger pentru a asigura compatibilitatea cu cerințele de triggering ale circuitului 555. Acest lucru poate fi realizat prin adăugarea unui alt condensator, a uneia sau doua rezistențe și o

diodă de semnal mic pentru a forma un puls diferențiator pentru a scurta pulsul trigger de intrare la o lărgime mai mică de  $10 \mu s$  (în general mai mică decât  $T$ ). Valorile lor și criteriile de alegere nu sunt foarte importante. Condiția principală este ca lărgimea pulsului diferențial rezultat (după aplicarea lui  $C$ ) să fie mai mică decât pulsul de ieșire dorit.

## 2.2 Modul astabil

În fig.7a este ilustrat circuitul 555 conectat ca un multivibrator astabil. Intrările trigger și prag (pinii 2 și 6) ale celor două comparatoare sunt conectate împreună la un condensator extern,  $C$ .

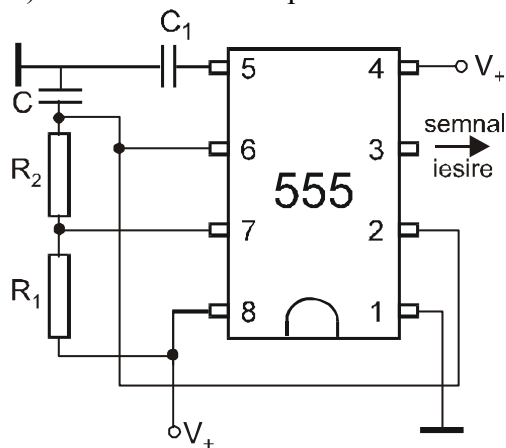


Fig. 7a

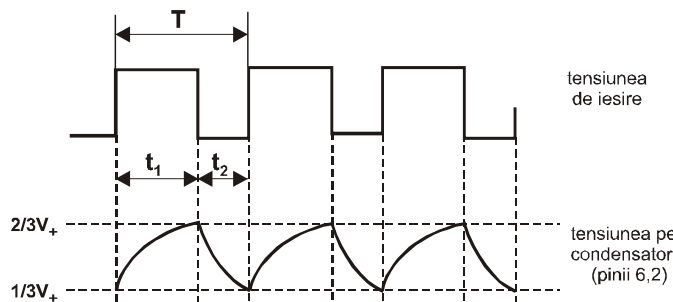


Fig.7b

Condensatorul se încarcă de la tensiunea de alimentare prin intermediul celor două rezistențe  $R_1$  și  $R_2$ . Pinul de descărcare (7) conectat la tranzistorul intern, este conectat în exterior la joncțiunea dintre cele două rezistențe. La conectarea tensiunii de alimentare, condensatorul este descărcat, deci atât intrarea trigger cât și intrarea prag sunt aproape de zero volți (vezi fig.7b). Comparatorul inferior setează bistabilul de control făcând ieșirea să treacă pe 1 logic, ceea ce face ca tranzistorul  $T_1$  să se oprească. Acest lucru permite condensatorului să înceapă să se încarce prin intermediul rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  și imediat ce tensiunea pe condensator ajunge la  $2/3$  din tensiunea de alimentare, comparatorul superior va reseta bistabilul basculant. Asta face ca ieșirea să treacă pe zero logic. Tranzistorul  $T_1$  conduce. Aceasta face ca rezistorul  $R_2$  să fie conectat prin condensatorul extern la masă. Rezultatul este că acum condensatorul începe să se descarce prin  $R_2$ . Imediat ce tensiunea pe condensator ajunge la  $1/3$  din tensiunea de alimentare, comparatorul inferior este setat. Asta face ca bistabilul să treacă în starea de set și ieșirea să treacă pe 1 logic. Tranzistorul  $T_1$  se deconectează și, din nou, condensatorul începe să se încarce. Acest ciclu se repetă, starea condensatorului alternând (încărcat-descărcat) după cum comparatoarele fac ca bistabilul să fie setat sau resetat. Ieșirea rezultată este un șir continuu de pulsuri rectangulare.

Frecvența de operare a circuitului astabil este dependentă de valorile lui  $R_1$ ,  $R_2$  și  $C$ . Aceasta poate fi calculată cu formula:

$$f = 1/[0.693 \cdot C \cdot (R_1 + 2R_2)]$$

Durata de timp dintre pulsuri se numește *perioadă* și de obicei se notează cu  $T$ . Nivelul pulsului este la 1 logic un timp  $t_1$ , și la zero logic un timp  $t_2$ . Perioada  $T$  se calculează ca fiind suma acestor două intervale de timp:  $T = t_1 + t_2$  (figura 9). Perioada și frecvența sunt legate prin relația:

$$f = 1/T$$

Duratele  $t_1$  și  $t_2$  depind de valorile lui  $R_1$  și  $R_2$ . Raportul dintre timpul în care pulsul de ieșire este pe 1 logic ( $t_1$ ) și perioada  $T$  se numește *ciclu de sarcină*. Ciclu de sarcină poate fi calculat cu formula:

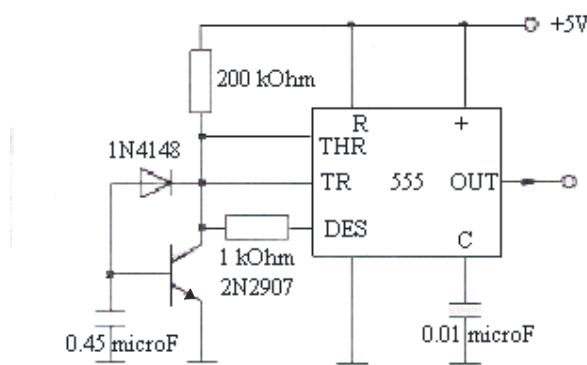
$$D = t_1 / T = (R_1 + R_2) / (R_1 + 2R_2)$$

Timpii  $t_1$  și  $t_2$  pot fi calculați din formulele:

$$t_1 = 0.693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \quad \text{ş i} \quad t_2 = 0.693 \cdot R_2 C$$

Când este conectat ca în figura 8a, circuitul 555, poate avea ciclul de sarcină în intervalul 55 – 95%. Un ciclu de sarcină de 80% înseamnă că pulsul de ieșire este situat la 1 logic 80% din perioada totală. Ciclul de sarcină poate fi ajustat modificând valorile lui  $R_1$  și  $R_2$ .

În general, generarea semnalelor cu durate mari, de la secunde la ore și chiar zile, ridică probleme la alegerea elementelor de temporizare R și C. Condensatoarele electrolitice, care ar trebui folosite în asemenea situații, au curenți de scurgere comparabili ca valoare cu curenții de încărcare, ceea ce înseamnă compromiterea generării semnalelor utile. În același timp, curenții de scurgere cresc odată creșterea temperaturii. Problema poate fi rezolvată dacă folosim circuite multiplicatoare de capacitate sau, altfel spus, divizoare de curent.



**Fig.8**

În fig.8 este prezentată o schemă simplă de circuit astabil, a cărei perioadă este de 6 secunde, folosind un condensator nepolarizat de capacitate redusă. Curentul normal de încărcare, adică curentul de emitor al tranzistorului adițional, este divizat de amplificatorul de curent (tranzistorul), astfel încât, curentul de încărcare a condensatorului C (curentul bazei) este redus considerabil. Cu valorile din schemă, curentul din emitor de  $10\text{ }\mu\text{A}$  asigură un curent de bază de  $0,1\text{ }\mu\text{A}$ , ceea ce înseamnă o amplificare de curent de 100. În realitate, multiplicarea perioadei este de 75, căci, fără tranzistor, perioada de oscilație este de 80 ms.

### 3. Alte aplicații ale temporizatorului 555

În continuare vor fi descrise câteva exemple de circuite care folosesc integratul 555. De reținut: pentru operarea monostabilă corectă a temporizatorului 555, lărgimea frontului descrescător al semnalului trigger trebuie menținută mai mică în comparație cu lărgimea pulsului dorit. Valorile rezistenței și capacității de temporizare din exterior pot fi de asemenea determinate cu ajutorul **formulelor precedente**. Oricum, ar trebui ca rezistențele să rămână în domeniul de valori arătat mai sus, pentru a se evita folosirea condensatorilor electrolitici de mari dimensiuni, aceștia având de obicei scurgeri. Pentru imunitatea la zgomot a majorității circuitelor de temporizare se recomandă amplasarea unui condensator de 10 nF între pinul 5 și masă.

### 3.1 Metronom

Schema unui metronom care asigură 34 până la 246 bătăi pe minut este prezentată în fig.9.



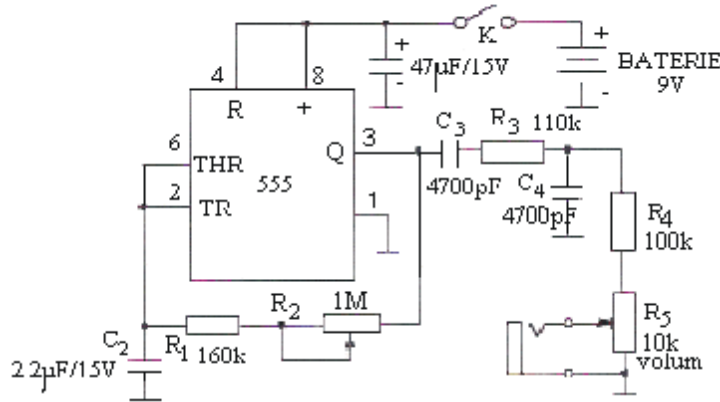


Fig.9

Circuitul 555 este conectat în regim, astabil producând un semnal dreptunghiular cu coeficient de umplere de 50%, având perioada egală cu:

$$T = 2(R_1 + R_2)C_2 \ln 2$$

ceea ce înseamnă:

$$T_{\min} = 2R_1C_2 \ln 2 = 2 \cdot 160 \cdot 10^3 \cdot 2.2 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2 = 488 \cdot 10^{-3} s$$

și

$$T_{\max} = 2(R_1 + R_2)C_2 \ln 2 = 2 \cdot 1.160 \cdot 10^6 \cdot 2.2 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 2 = 3.54 s$$

Având în vedere că la fiecare front crescător sau descrescător al semnalului generat la ieșirea Q a lui 555 se produce un pocnet (o bătaie), rezultă că într-un minut vom avea un număr de pocnituri egal cu:

$$N_{\max} = 2 \cdot 60 / 488 \cdot 10^{-3} s = 246 \text{ pocnituri / min}$$

și

$$N_{\min} = 2 \cdot 60 / 3.54 = 34 \text{ pocnituri / min}$$

Pentru a produce un sunet plăcut, semnalul generat de 555 este trecut printr-un filtru trece-bandă, compus din  $C_3R_3C_4$ , având frecvența centrală de 308 Hz ( $f = 1/2\pi RC$ ), cu  $R_3 = R_4 + R_5 = R$ . Potentiometrul  $R_5$  ajustează volumul sonor. Consumul este de 0,25mA de la o baterie de 9 V.

### Comanda motoarelor pas cu pas

Un circuit astabil realizat cu 555, folosit în combinație cu alte câteva elemente (fig.10), poate genera o formă de undă care să comande motoarele pas cu pas. Pentru ca acestea să aibă un cuplu de tensiune scăzut la viteze mari, este necesar să se adauge la start un semnal sub formă de rampă pentru a preveni blocarea la pornire a motorului.

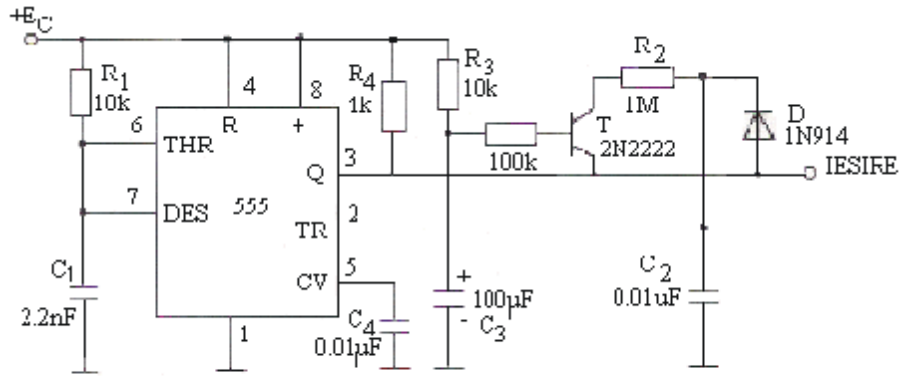


Fig.10

Peste rampa exponențială, a cărei durată este determinată de grupul  $R_3C_3$  (aproximativ o secundă) se suprapun impulsurile generate de circuitul temporizator 555, care funcționează ca astabil: durata impulsurilor generate la ieșirea OUT (pin 3) este determinată de elementele  $R_1C_1$ , iar durata pauzei între aceste impulsuri este asigurată de grupul  $R_2C_2$  (cca. 10 ms). În timp ce  $U_0 = U_{OH}$ , condensatorul  $C_2$  se încarcă rapid prin dioda  $D_1$ , iar în timp ce  $U_0 = U_{OL}$ , condensatorul  $C_2$  se descarcă lent prin  $R_1$  și tranzistorul T. La atingerea valorii de prag  $E_C/3$ , circuitul 555 comandă o nouă încărcare a condensatorului  $C_1$  prin  $R_1$  ș.a.m.d.

### Circuite TTL cu revenire prin 555

Condensatorul  $C$  din fig.11 se încarcă prin rezistorul  $R$  de la 0 V până la valoarea de  $2E_C/3$ , tinzând spre  $E$  (15 V).

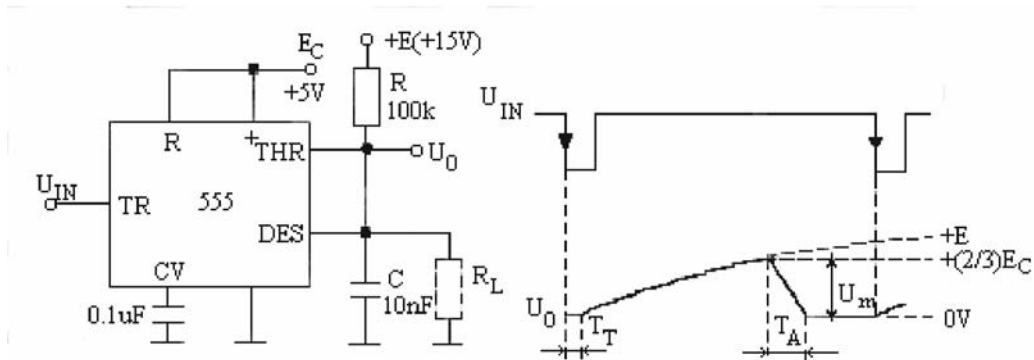


Fig.11

Durata cursei utile a tensiunii liniar variabile se determină din relația:

$$F(t) = f(\infty) - [f(\infty) - f(0)] \cdot e^{-\frac{t}{\tau}},$$

în care:  $f(0) = 0$ ;  $f(\infty) = E'$ ;  $f(T_u) = 2E_C/3$  rezultând:

$$T_u = RC \cdot \ln \frac{3E}{3E - 2E_C}$$

Schema din figura 7 funcționează în regim de declanșare la tranziția 1→0 a tensiunii de intrare. Cu valorile din schemă și  $R_L=10\text{ M}\Omega$ , se obține:  $T_u=225\text{ }\mu\text{s}$ ,  $T_R=3\text{ }\mu\text{s}$ ,  $T_r=0,2\text{ }\mu\text{s}$ ,  $U_m=3,33\text{ V}$ ,  $R'=90,9\text{ k}\Omega$ ,  $E'=13,64\text{ V}$ ,  $\tau_E=909\text{ }\mu\text{s}$ ,  $\beta=0,244$ .

### Circuit FDT cu 555 și două surse de curent constant (tranzistoare bipolare)

Circuitul prezentat în fig.12 are la bază generarea pantei pozitive a semnalului triunghiular. Această pantă este generată cu ajutorul curentului constant furnizat de tranzistorul  $T_1$ . În timp ce tensiunea  $U_D$  este pe nivel aproximativ egal cu  $E_C$ , dioda  $D_1$  este blocată, deoarece baza tranzistorului  $T_1$ , conectată la intrarea CV a circuitului 555, este la un potențial egal cu  $2/3E_C$ . Rezultă că emitorul lui  $T_1$  se află la un potențial față de sursă egal cu:

$$U_{E1} = 2/3E_C + U_{EB1} < E_C$$

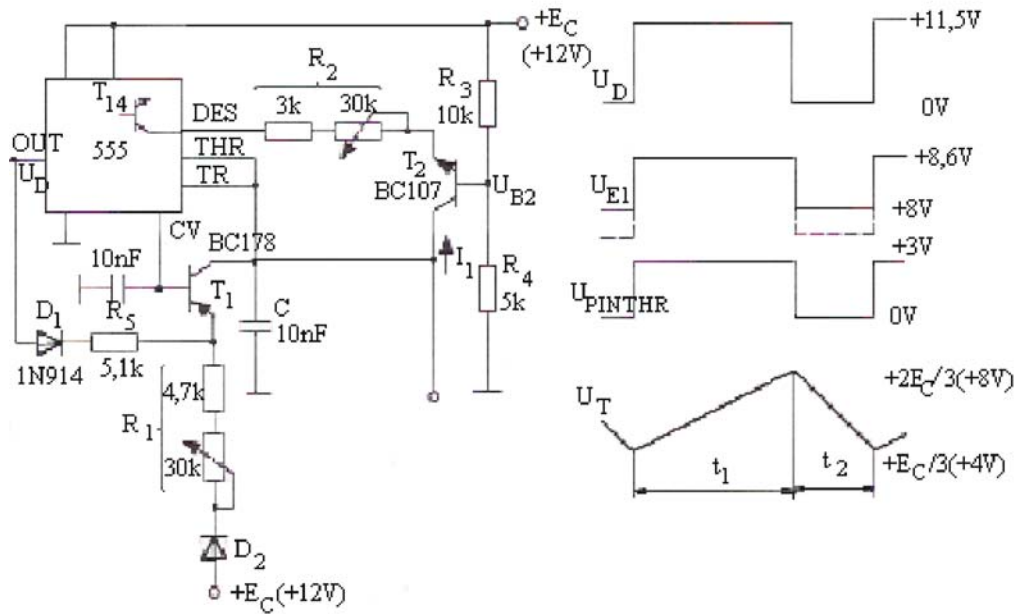


Fig.12

În aceste condiții, tranzistorul  $T_1$  constituie o foarte bună sursă de curent constant pe care îl injectează condensatorului  $C$ , producând creșterea tensiunii pe acesta cu panta  $\frac{dU_C}{dt} = I_1 / C$ .

Curentul de încărcare  $I_1$  se determină din relația:

$$I_1 = \frac{E_C - (U_{D1} + U_{EB1})}{R_1}$$

în care,  $U_{D1}$  este tensiunea pe dioda  $D_1$  în conducție, iar  $U_{EB1}$  este tensiunea emitor-bază a tranzistorului  $T_1$ , în conducție.

Ținând seama de relația de mai sus și că semnalul pe condensator variază între nivelurile  $1/3E_C$  și  $2/3E_C$ , rezultă durata  $t_1$ :

$$t_1 = \frac{R_1 \cdot C}{3} \cdot \frac{E_C}{E_C - (U_{D1} + U_{EB1})}$$

Pentru generarea curentului constant de descărcare a condensatorului  $C$  se folosește sursa de curent constant realizată cu tranzistorul  $T_2$ . Particularitatea conectării acestui tranzistor constă în

faptul că el este introdus în serie cu tranzistorul din interiorul circuitului 555, al cărui colector este disponibil la pinul notat cu DES. În timp ce ieșirea  $U_D$  se află la  $+E_C$ , acest tranzistor este blocat, deci și sursa de curent  $T_2$  este blocată. Aceasta înseamnă că pe durata  $t_1$ , condensatorul  $C$  se încarcă doar cu curentul furnizat de tranzistorul  $T_1$ .

Pe durata  $t_1$  tensiunea pe condensator crește până când ajunge la nivelul  $2/3 E_C$  când circuitul integrat 555 comută din starea 1 logic în starea 0 logic, adică tensiunea la ieșire devine egală cu zero. În acest caz tranzistorul din 555, având colectorul la pinul DES (pinul 7) se deschide, oferind cale deschisă curentului tranzistorului  $T_2$ , care este polarizat pe bază prin divizorul rezistiv  $R_3 R_4$ . Condensatorul  $C$  începe să se descarce cu curentul  $I_2$ , furnizat de tranzistorul  $T_2$ . Acest curent se determină din relația:

$$I_2 = \frac{U_{B2} - (U_{BE2} + U_{CET555}'')}{R_2}$$

în care  $U_{BE2}$  este tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $T_2$  în conducție,  $U_{CET555}'$  este tensiunea colector-emitor a tranzistorului saturat din 555.

Ținând seama de relația de mai sus și de faptul că semnalul pe condensator variază între nivelurile  $2/3 E_C$  și  $1/3 E_C$ , rezultă durata  $t_2$ :

$$t_2 = \frac{R_2 C}{3} \cdot \frac{E_C}{U_{B2} - (U_{BE2} + U_{CET555}'')}$$

Tensiunea de polarizare a bazei tranzistorului  $T_2$  se alege din condiția ca, în cazul în care tensiunea pe condensator atinge valoarea  $1/3 E_C$ , tensiunea colector-bază a acestui tranzistor să asigure funcționarea lui în regiunea liniară a caracteristicilor de ieșire. Având în vedere că tranzistorul funcționează aproximativ în conexiune bază-comună, tensiunea  $U_{B2}$  se poate alege egală cu  $1/3 E_C$ . În acest caz, relația de mai sus devine:

$$t_2 = R_2 C \cdot \frac{E_C}{E_C - 3(U_{BE2} + U_{CET555}'')}$$

În timp ce tranzistorul  $T_2$  conduce, tranzistorul  $T_1$  trebuie să fie blocat. Pentru aceasta curentul care circulă de la  $+E_C$  prin circuitul format din dioda  $D_2$ , rezistoarele  $R_1$ ,  $R_5$ , dioda  $D_1$  și ieșirea circuitului 555 trebuie să asigure pe emitorul lui  $T_1$  o tensiune cel mult egală cu tensiunea din baza sa, adică:

$$U_{E1\max}' = \frac{R_5}{R_1 + R_5} \cdot (E_C - 2U_{D1}) + U_{D1} + U_{DL} \leq 2E_C / 3$$

în care,  $U_{DL}$  este tensiunea pe nivel 0 logic a circuitului 555. Întrucât  $U_{DL} \approx 0V$ , relația de mai sus se poate scrie:

$$\frac{R_5}{R_1} \leq \frac{2E_C - 3U_{D1}}{E_C - 3U_{D1}}$$

Cu cât această inegalitate este mai evidentă, cu atât tensiunea inversă a joncțiunii emitor-bază este mai mare. Dar, această tensiune inversă nu trebuie să depășească tensiunea inversă admisă  $U_{BEadm}$  (de obicei, pentru tranzistoarele de comutație, această tensiune este de cca. 5...6V), adică:

$$U_{E1\min}' \geq 2E_C / 3 - U_{BEadm}$$

Ținând cont de inegalitățile de mai sus obținem:

$$\frac{R_5}{R_1} \geq \frac{2E_C - 3(U_{D1} + U_{BEadm})}{E_C + 3(U_{BEadm} - U_{D1})}$$

### Circuit FDT cu 555 și două surse de curent constant (un tranzistor bipolar și un tranzistor unipolar FET)

În schema din fig.13, sursa de curent constant realizată cu tranzistorul bipolar  $T_2$  poate fi înlocuită cu un circuit realizat cu un tranzistor unipolar FET, așa cum este arătat în figura 9.

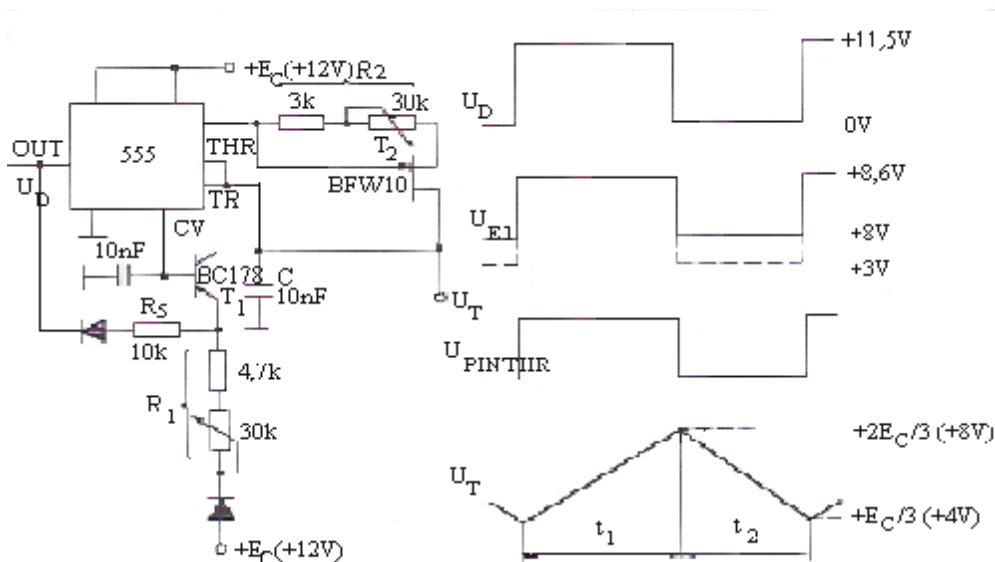


Fig.13

Considerentele și relațiile de calcul referitoare la proiectarea etajului  $T_1$  din schema din figura 8 rămân valabile și pentru schema din figura 9. Pentru determinarea duratei  $t_2$  pot fi folosite curbele  $I_D=f(U_{DS})$  ale tranzistorului FET,  $T_2$ , din care putem determina curentul de descărcare pentru valorile extreme ale rezistorului  $R_2$ . Cu valorile din schemă, se obține  $t_1=(60...440) \mu s$  și  $t_2=(48...430) \mu s$ .

Durata  $t_1$  din schemele din figurile 8 și 9 poate fi controlată digital. Circuitul din figura 8 poate funcționa și în regim monostabil, dacă potențialul bazei tranzistorului  $T_2$  se alege +1,5V. Tensiunea pe condensator va fi limitată jos la valoarea +1V, deoarece joncțiunea bază-colector a tranzistorului  $T_2$  se deschide comportându-se ca o diodă. Impulsurile de comandă se aplică pe intrarea TR.

### Generator de impulsuri cu perioadă variabilă realizat cu 555

În fig.14 este prezentată schema unui generator de impulsuri, realizat cu 555. Acest circuit produce un semnal de tact a cărui perioadă se diminuează lent, în timp ce durata impulsului la ieșire se menține constantă.

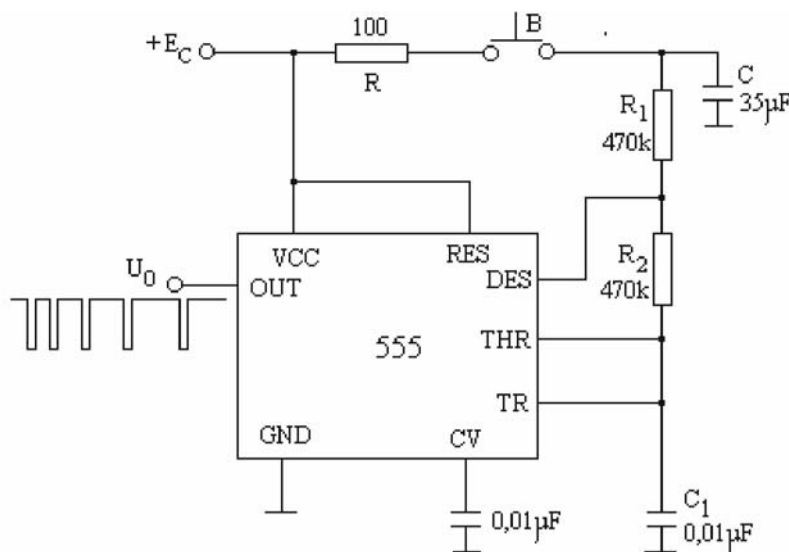


Fig.14

Când butonul  $B$  se apasă, condensatorul  $C$  se încarcă de la sursa de alimentare  $E_C$  aproape instantaneu (constanta de încărcare este  $RC$ ) și schema intră în oscilație la frecvența cea mai înaltă. După ridicarea butonului  $B$ , tensiunea de pe condensatorul  $C$  alimentează încărcarea condensatorului  $C_1$ . Întrucât tensiunea pe condensatorul  $C$  scade, datorită descărcării sale, tensiunea pe condensatorul  $C_1$  ajunge din ce în ce mai greu la punctul superior de comparare (egal cu  $2/3E_C$ ) al comparatorului intern, ceea ce, în final, înseamnă că frecvența de oscilație scade.

Durata de descărcare a condensatorului  $C_1$  prin  $R_2$  și tranzistorul intern din  $\beta 555$  rămâne constantă, întrucât descărcarea se face între limitele  $2/3E_C$  și  $1/3E_C$ . Aceasta înseamnă păstrarea constantă a duratei impulsurilor generate la ieșirea  $Q$ . În schimb, durata între impulsuri se mărește până când condensatorul  $C$  nu mai poate alimenta suficient încărcarea condensatorului  $C_1$ , pentru ca tensiunea pe acesta să atingă valoarea de  $2/3E_C$ . La încetarea oscilației, ieșirea oscilatorului rămâne în starea 1 logic. Cu valorile din schemă, frecvența de start este de 100 Hz și scade lent până la zero, menținându-se durata impulsurilor de 3 ms un timp de peste 30 s. Această schemă poate fi folosită la jocurile electronice cu ruletă, când roata se învârtă din ce în ce mai încet înainte de a se opri. Similar, interesul pentru jocul electronic cu zaruri crește dacă numerele apar din ce în ce mai rar. Butonul  $B$  poate fi înlocuit cu un comutator electronic (tranzistor, de exemplu), comandat cu impulsuri exterioare.

### Detector de lipsă de impuls (monostabi retrigierbar)

În fig.15 am ilustrat schema de funcționare a unui detector de lipsă de puls. La intrare se aplică impulsuri scurte, cu o cadență uniformă. Atât timp cât frecvența lor de repetiție este constantă, tensiunea terminalului de ieșire rămâne în 1, deoarece ciclul de temporizare este întrerupt de tranzistorul  $Q$  care descarcă sistematic condensatorul  $C$ .

Dacă se dimensionează corespunzător constanta de timp  $RC$  față de perioada impulsurilor aplicate la intrare, tensiunea pe condensator nu va putea atinge pragul de  $0,66V_+$ , aducând tensiunea de ieșire în 0 până la apariția pulsului următor.

Acest ciclu poate fi utilizat și ca detector de impulsuri. Atâta timp cât există o secvență regulată de impulsuri în intrare, tensiunea de ieșire rămâne în 1. În absența impulsurilor de intrare tensiunea de ieșire scade la 0.

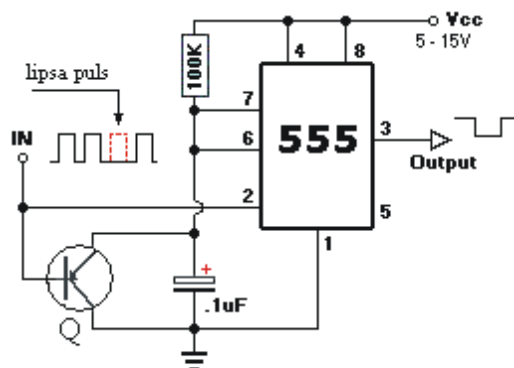


Fig.15

### Temporizator secvențial

Mai multe scheme de monostabil echipate cu circuitul 555 pot fi conectate în cascadă (fig.16). Conectarea între ele se realizează capacitiv printr-un condensator de cuplaj de 1nF. În acest mod un monostabil va fi declanșat de cel anterior.

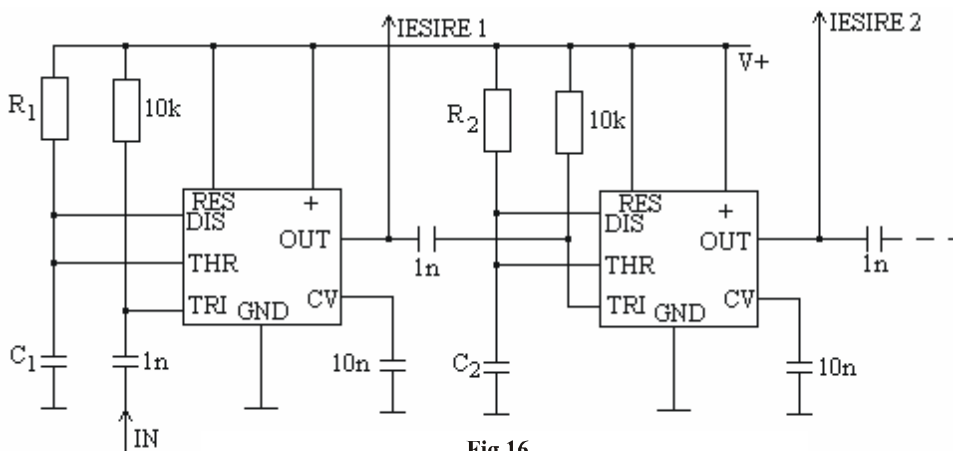


Fig.16

Alegerea constantelor de timp pentru fiecare monostabil în parte se poate face independent. Rezultă astfel un șir de temporizări diferite, ce se declanșează unele pe altele succedându-se. Mai mult, prin închiderea ultimei ieșiri la intrarea de start rezultă un inel care se autoîntreține. Scheme de acest gen sunt folosite în construcția programatoarelor cu secvență fixă pentru automatizarea unei instalații. Programatorul determină pentru o ordine prestabilită durata de acțiune a fiecărui element de acționare.

### Divizor de frecvență

În fig.17 ilustrăm schema de funcționare a unui divizor de frecvență realizat cu un 555. Dacă frecvența de intrare este cunoscută, cu circuitul integrat 555 se poate construi un divizor de frecvență al cărui factor de divizare poate varia de la 2 la câteva zeci.

Această aplicație se bazează pe faptul că montajul de monostabil nu poate fi retriggerat în timpul ciclului de temporizare. Prin ajustarea corespunzătoare a valorii constantei de timp  $RC$  se poate obține orice factor de divizare.

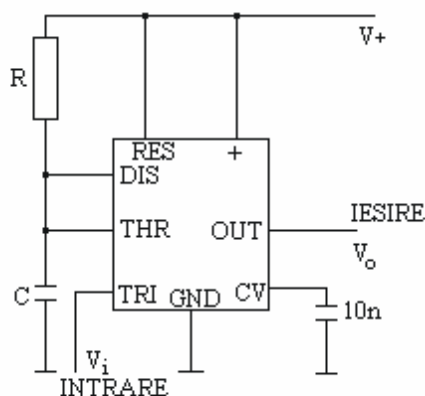


Fig.17

### Modulator de impulsuri în durată

În fig.18 este ilustrat un modulator de pulsuri în durată care folosește un circuit de temporizare 555. În această aplicație circuitul 555 este conectat într-o schemă normală de monostabil, declanșat de intrarea TRI cu impulsurile a căror lățime vrem să o modulăm proporțional cu o tensiune de comandă,  $V$ .

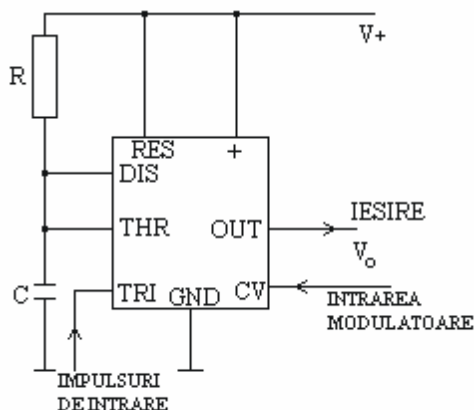


Fig.18

Tensiunea modulatorie  $V$  se aplică terminalului de control; în acest fel se modifică pragul comparatorului superior care, în mod normal, avea valoarea  $0,66 \cdot V_+$ . Variația tensiunii maxime până la care se poate încărca condensatorul de temporizare  $C$  atrage variația corespunzătoare a lățimii impulsului care apare la ieșirea circuitului. Pragul inferior va fi și el modificat, dar acest fapt nu are mare importanță, în măsura în care impulsurile de declanșare coboară sub acest prag.

Dacă tensiunea de pe intrarea modulatorie crește peste  $0,66 \cdot V_+$  se mărește lățimea impulsurilor de la ieșire și invers. Modul de atac al intrării de modulare trebuie să țină cont de impedanța de intrare finită a acestuia,  $5 \text{ k}\Omega$  în paralel cu  $10 \text{ k}\Omega$ . În plus, circuitul de atac trebuie să fie capabil să debiteze, dar să și absoarbă curent în terminalul de control. Ultima observație este în special valabilă la o conectare printr-un condensator de cuplaj.

Modulatorul reprezentat în figura 14 nu are o funcție de transfer liniară, deoarece legea de variație a tensiunii pe condensatorul  $C$  este exponențială. Dependența duratei impulsului de tensiunea de comandă poate fi aproximată liniar doar pentru variații mici ale valorii tensiunii de comandă.