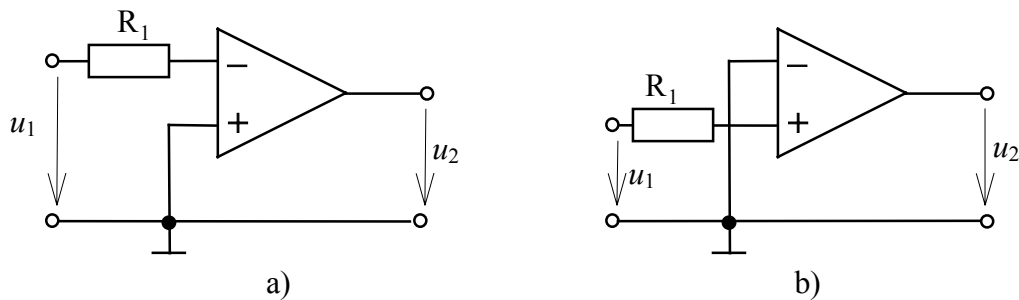


5.3 Komparator napetosti in Schmitt-trigger – vpliv pozitivne povratne zanke

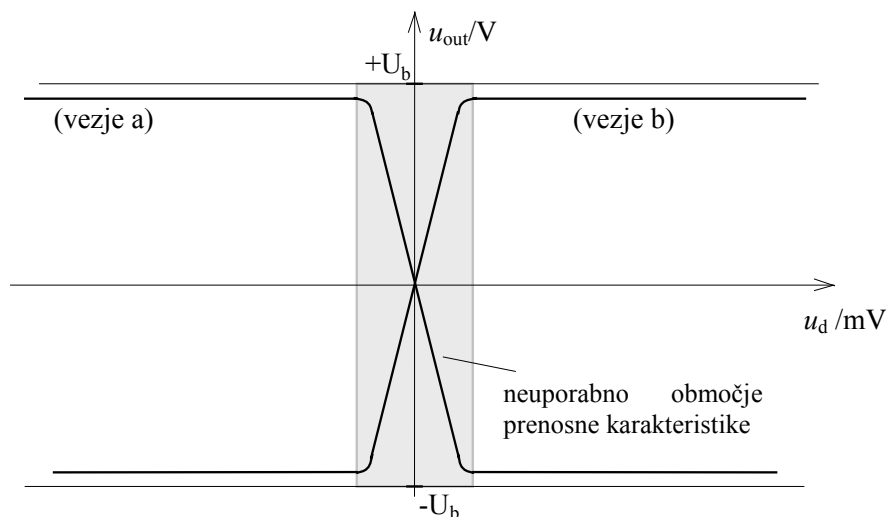
Komparatorji oziroma napetostni primerjalniki so vezja, ki primerjajo spremenljivo vhodno napetost z referenčno in na izhodu vezja “podajo” rezultat primerjave v obliki “večje” ali “manjše”. Izhodni signal komparatorja zavzame torej dve diskretni vrednosti, ki sta idealno gledano enaki $+U_b$ in $-U_b$, ki jima priredimo ustrezni logični pomen.

Razlikujemo med komparatorji s in brez povratne pozitivne zanke. Pri slednjih (slika 1) je vhodna napetost priključena na enega izmed vhodov, ki jo ojača z odprtozračnim ojačenjem OP-ja A_d .



Slika 1: Komparator napetosti z referenčno napetostjo enako 0 V

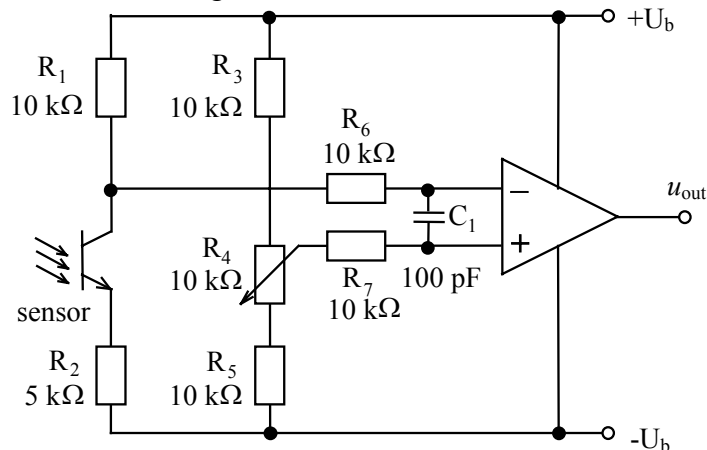
Zaradi velikega ojačenja A_d , zadošča že majhna razlika primerjanih napetosti, da bo izhodna napetost komparatorja dosegla eno izmed veljavnih vrednosti. Tako je na primer pri ojačenju $A_d = 30000$ in napajalni napetosti $U_b = 12V$, potrebna vhodna diferenčna napetost zgolj v velikosti $U_d = 0,4 mV$, da bo izhodna napetost OP-ja enaka napetosti nasičenja. Omenjeno zakonitost lahko nazorneje prikažemo v grafični obliki, t.j. v obliki prenosne karakteristike.



Slika 2: Prenosna karakteristika komparatorja

Uporabni primer zgornjega vezja kaže slika 3, ki podaja enostaven komparator napetosti v funkciji detektorja prisotnosti svetilnega toka. Slednjega detektiramo s pomočjo svetlobnega senzorja (tranzistorja), kateremu se spreminja upornost v odvisnosti od jakosti svetlobnega toka. Ko je svetlobni tok zanemarljiv, ima senzor visoko upornost, zato je izhodna napetost komparatorja enaka negativni napetosti nasičenja. Takoj ko svetlobni tok preseže neko z

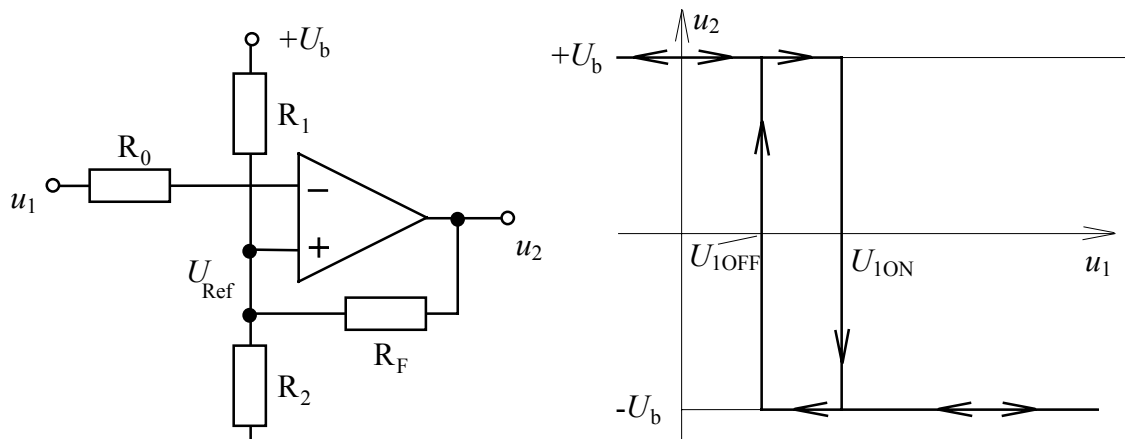
uporom R4 nastavlja vrednost, komparator preklopi iz negativnega v pozitivno nasičenje oziroma iz logične vrednosti 0 v logično vrednost 1.



Slika 3: Komparator/detektor svetlobnega toka

Prikazani komparator ni primeren za večino praktičnih primerov, saj v praksi pogosto želimo, da ima komparator prenosno karakteristiko s histerezo (*comparator with hysteresis*), ki je poznan tudi kot *Schmitt trigger*. Zaželeno je torej, da se vklopni in izklopni prag razlikujeta. Takšno delovanje dosežemo s pozitivno povratno vezjo med izhodom in neinvertirajočim vhodom OP-ja.

Vpliv povratne vezi je v primerjavi s komparatorjem brez vezi dvojen. Kot prvič se v popolnosti izognemo neuporabnemu področju v prenosni karakteristiki, kajti predznak povratnega vpliva med izhodom in neinvertirajočim vhodom je takšen, da napetost nasičenja preklop podpira oziroma pospešuje. Preklop iz enega v drugo nasičeno stanje je tako trenutno. Prenosno karakteristiko takšnega komparatorja kaže slika 4.



Slika 4: Komparator s pozitivno povratno vezjo (Schmitt-trigger) in prenosna karakteristika

Pri negativni vhodni napetosti je izhodna napetost enaka $+U_b$ zaradi česar je referenčna napetost U_{ref1} na neinvertirajočem vhodu enaka

$$U_{Ref1} = U_b \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1 \parallel R_F} = U_b \cdot \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_F)}{R_2 \cdot (R_1 + R_F) + R_1 R_F} = U_b \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_F}{R_1 \parallel R_F}.$$

Vrednost referenčne napetosti U_{ref1} je enaka vklopnemu napetostnemu pragu U_{1ON} . Če vhodna napetost preseže to vrednost, se polariteta izhodne napetosti skočno spremeni iz $+U_b$ v $-U_b$. Istočasno se spremeni tudi vrednost referenčne napetosti U_{ref2} , ki jo izpeljemo iz spodnje ravnotežne enačbe

$$\frac{U_b - U_{ref2}}{R_1} + \frac{-U_b - U_{ref2}}{R_F} - \frac{U_{ref2}}{R_2} = 0.$$

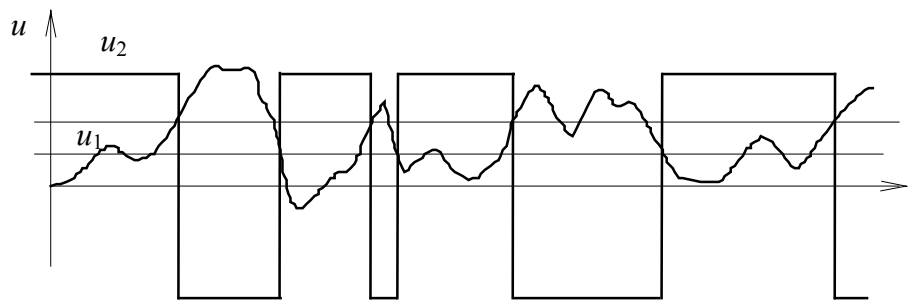
Referenčna napetost U_{ref2} je

$$U_{ref2} = U_b \cdot \frac{R_2 \cdot (R_F - R_1)}{R_2 \cdot (R_1 + R_F) + R_1 R_F} = U_b \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_F}{R_1 \parallel R_F} \cdot \frac{R_F - R_1}{R_F + R_1} = U_{1OFF}.$$

Komparator preklopi iz negativnega nasičenja v pozitivnega šele, ko se vhodna napetost zmanjša pod vrednost U_{ref2} . Preklopne nivoje določimo z ustrezno izbiro uporov R_1 , R_2 in R_F , kjer pa mora biti izpolnjen osnovni pogoj $U_{1ON} > U_{1OFF}$.

Velikost histereze je

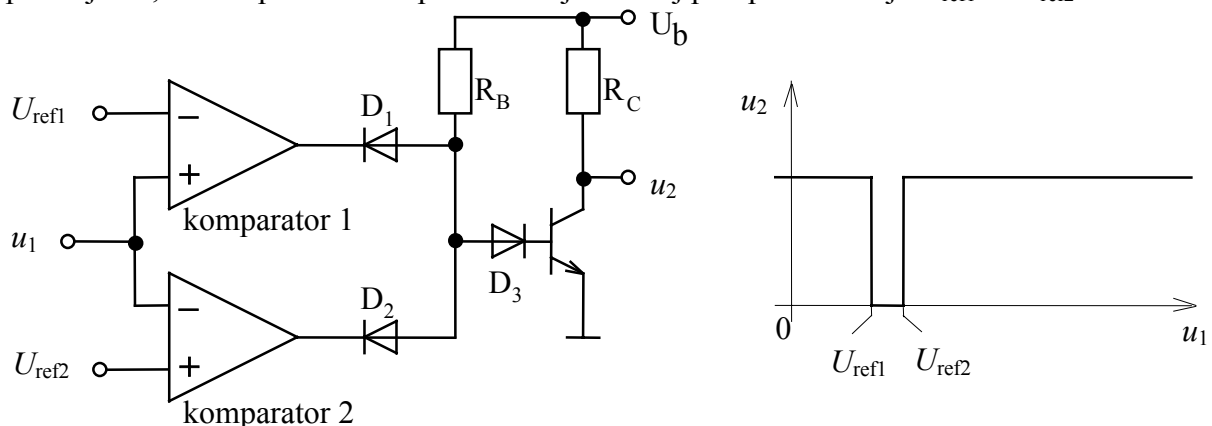
$$U_H = U_{1ON} - U_{1OFF} = 2 \cdot U_b \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel R_F}{R_F}.$$



Slika 5: Delovanje Schmitt-triggerja

5.4. Dvonivojsko stikalo (window comparator)

Dvonivojsko stikalo, ki ga kaže slika 6, je primeren zlasti v merilni in zaščitni tehniki, kjer preverjamo, ali se opazovana napetost nahaja znotraj predpisanih meja U_{ref1} in U_{ref2} ali ne.



Slika 6: Shema dvonivojskega stikala in njegova prenosna karakteristika

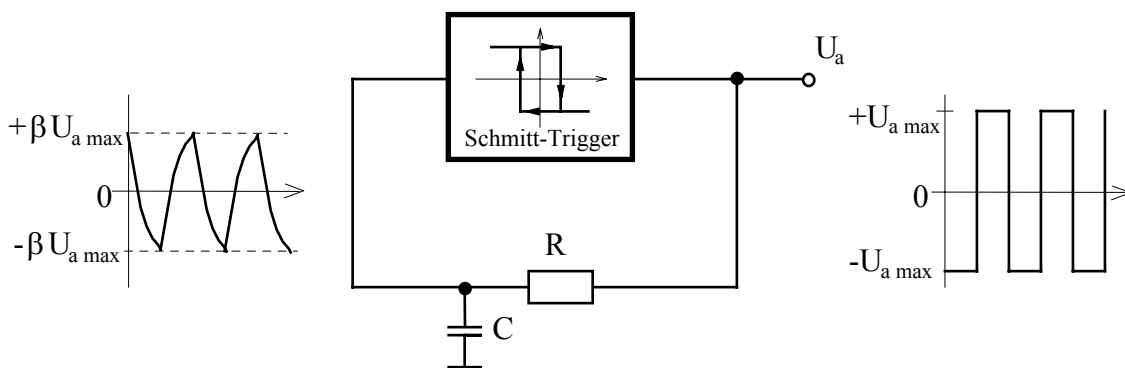
Oba operacijska ojačevalnika delata kot komparatorja, a imata različno referenčno napetost. Pri majhni vhodni napetosti u_1 , se izhod drugega komparatorja nahaja v pozitivnem nasičenju, zaradi česar je dioda D_2 reverzno polarizirana. Medtem se izhod prvega komparatorja nahaja v negativnem nasičenju, zaradi česar prevajata diodi D_1 in D_3 . Bazna napetost tranzistorja je negativna, zato tranzistor ne prevaja. Napetost kolektorja, t.j. izhodna napetost, je enaka U_b (logična 1).

Če vhodno napetost sedaj povečamo malo čez U_{ref1} , bo izhod prvega komparatorja prešel v pozitivno nasičenje. Ker sta diodi D_1 in D_2 tedaj reverzno polarizirani, postane baza tranzistorja prek predupora R_B in D_3 pozitivno polarizirana. Tranzistor prevaja tok, zato je izhodni signal na logični vrednosti 0 (zanemarimo padeč napetosti $U_{CE,sat}$).

Če vhodno napetost povečamo tudi prek vrednosti U_{ref1} , bo drugi komparator preklopil v negativno nasičenje, zaradi česar bo baza tranzistorja zopet postala negativna. Tranzistor ponovno preklopi v stanje logične 1.

5.5. Multivibratorji in funkcijski generatorji

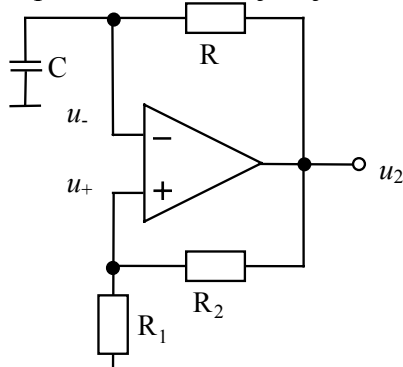
Multivibratorji so v splošnem generatorji periodične ali neperiodične napetosti s pravokotno obliko. Osnovni princip astabilnega multivibratorja, ki generira periodični pravokotni signal, kaže slika 7. Vezje multivibratorja temelji na uporabi Schmitt-triggerja z dodatno negativno povratno vezjo, v kateri se nahaja RC člen. Bistvo negativne povratne vezi je v tem, da npr. pri pozitivni izhodni napetosti, izkrmili vhod Schmitt-triggerja tako, da bo le-ta preklopil v negativno nasičenje.



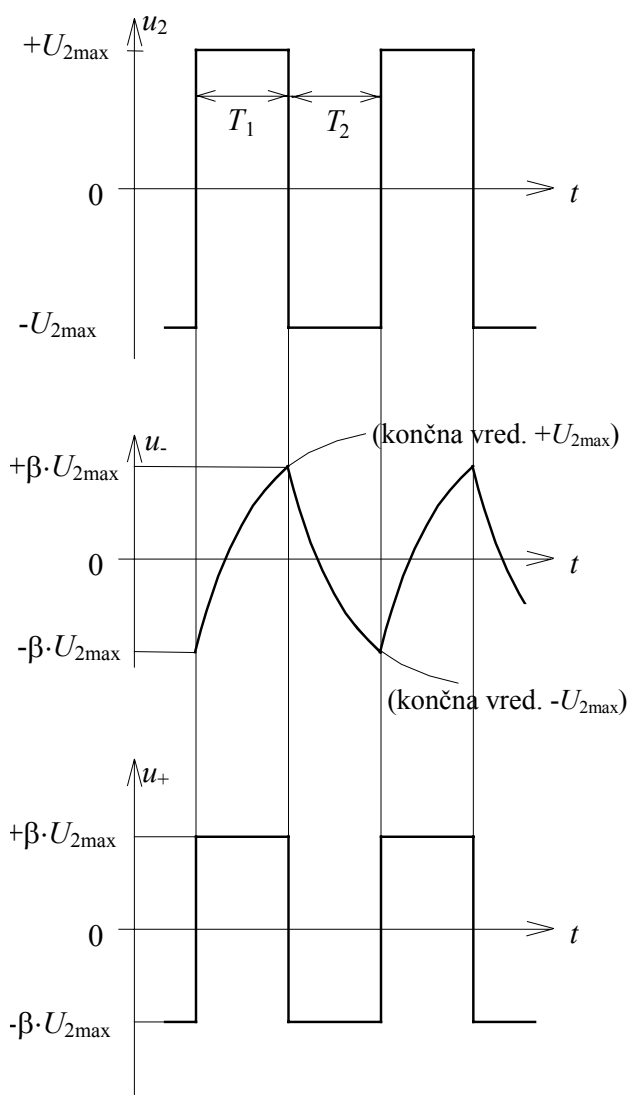
Slika 7: Vezje astabilnega multivibratorja s pripadajočima signaloma

Električno shemo astabilnega multivibratorja z OP kaže slika 8. Opis vezje pričnimo s predpostavko, da se izhod komparatorja nahaja v enem izmed svojih stabilnih stanj, npr. v pozitivnem nasičenju. Kondenzator C se bo tedaj polnil (po eksponencialni krivulji) s časovno konstanto $\tau = RC$ od neke minimalne negativne vrednosti do $+U_{2max}$. Ker pa je medtem napetost na neinvertirajočem vhodu enaka $+\beta \cdot U_{2max}$, kjer β podaja razmerje $R_1/(R_1 + R_2)$, bo napetost na kondenzatorju narasla le do tega nivoja. Tedaj namreč komparator preklopi iz pozitivnega v negativno nasičenje, zaradi česar se preklopni nivo vhodne napetosti skočno spremeni na $-\beta \cdot U_{2max}$.

Od tu dalje se bo kondenzator praznil po eksponencialni krivulji (z isto časovno konstantno kot se je polnil $\tau = RC$) vse dokler ne bo dosegel novega preklopnega nivoja $-\beta \cdot U_{2\max}$, ko bo komparator ponovno preklopil v pozitivno nasičenje, kjer se bo začel nov preklopni cikel.



Slika 8: Astabilni multivibrator



Opisane razmere podaja tudi sosednji oscilogram, ki kaže izhodno napetost kot tudi obe vhodni napetosti na OP. Periodo pravokotne izhodne napetosti izpeljemo na sledeč način:

Zapišimo enačbo za napetost na invertirajočem vhodu v časovnem intervalu T_1 polnjenja kondenzatorja.

$$u_- = U_{2\max} - (U_{2\max} + \beta U_{2\max}) \cdot e^{-t/\tau}; \quad \tau = RC$$

Začetek opazovanja $t = 0$ je postavljen na začetek polnjenja. Ker na koncu intervala T_1 velja $u_- = +\beta U_{2\max}$, dobimo

$$T_1 = \tau \cdot \ln \frac{1 - (-\beta U_{2\max}) / (+U_{2\max})}{1 - \beta}.$$

V časovnem intervalu T_2 znaša napetost

$u_- = -U_{2\max} - (-U_{2\max} - \beta U_{2\max}) e^{-t/\tau}$ oziroma iskani časovni interval

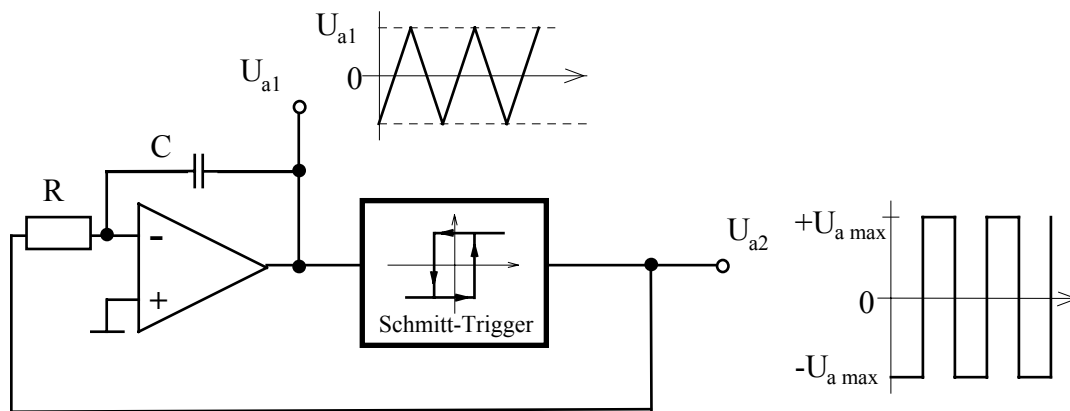
$$T_2 = \tau \cdot \ln \frac{1 - (+\beta U_{2\max}) / (-U_{2\max})}{1 - \beta}.$$

Perioda izhodne napetosti je enaka vsoti izračunanih časovnih intervalov $T_1 + T_2$. Če predpostavimo, da sta napetosti nasičenja v pozitivni in negativni smeri enako veliki, dobimo

$$T = 2\tau \cdot \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} = 2 \cdot RC \cdot \ln \frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2}.$$

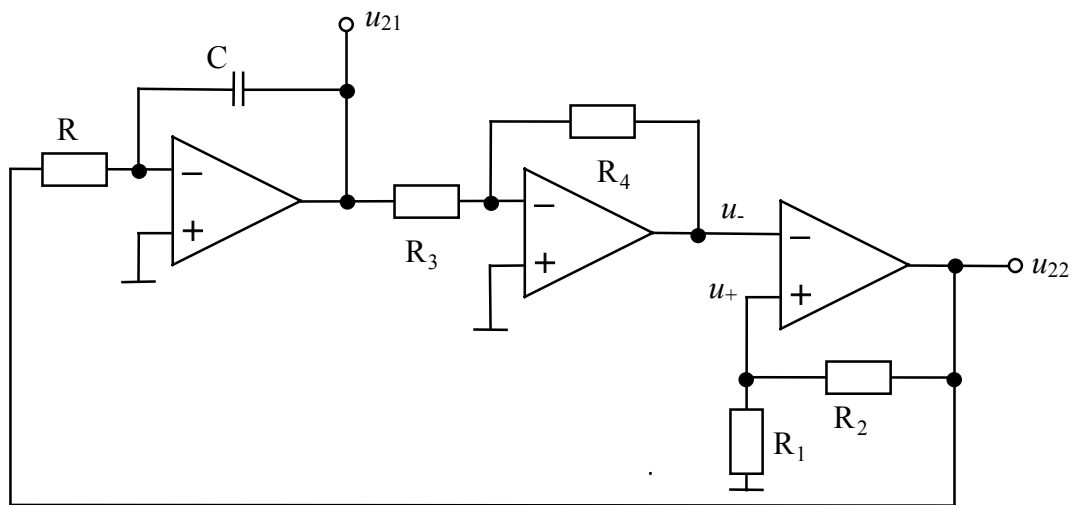
Slika 9: Potek napetosti astabilnega multivibratorja

Če pasivni RC člen zamenjamo z vezjem integratorja z OP, dobimo enostaven generator napetosti pravokotne in trikotne oblike. Vezje je uporabno npr. v razne testne namene, za generiranje PWM in za pretvorbo v sinusno napetost (s filtriranjem).



Slika 10: Generator napetosti pravokotne in trikotne oblike

V primerjavi s principiarno shemo astabilnega multivibratorja vidimo, da v konkretnem vezju potrebujemo Schmitt-trigger z neinvertirajočo odvisnostjo med vhodno in izhodno napetostjo. Vzrok temu je dodatni fazni premik integratorja, ki pa se mu lahko enostavno izognemo, če med integrator in Schmitt-trigger, kot smo ga rabili v prejšnjih zgledih, vezemo invertirajoč ojačevalnik.



Slika 11: Električna shema generatorja napetosti pravokotne in trikotne oblike

Če predpostavimo, da je ob začetku opazovanja $t=0$ Schmitt-trigger ravno preklopil v pozitivno nasičenje, tedaj bo izhodna napetost integratorja

$$\frac{dU_{21}}{dt} = -\frac{U_{22\max}}{RC}$$

ter napetost ojačevalnika

$$\frac{dU_-}{dt} = -\frac{U_{22\max}}{RC} \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3} \right).$$

Preklopni nivo Schmitt-triggerja je podobno kot pri predhodnem izvajanju enak

$$U_+ = \pm \beta U_{22\max}$$

kjer je

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

V času prve polperiode T_1 se bo izhodna napetost integratorja gibala med zgornjim in spodnjim preklopnim nivojem. Od tu sledi

$$\frac{dU_-}{dt} = -\frac{U_{22\max}}{RC} \cdot \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) = \frac{+\beta U_{22\max} - (-\beta U_{22\max})}{T_1}$$

Če iz zgornje enačbe izpostavimo T_1 , dobimo

$$T_1 = RC \cdot \frac{R_3}{R_4} \frac{\beta U_{22\max} - (-\beta U_{22\max})}{U_{22\max}} = RC \cdot \frac{R_3}{R_4} 2\beta = 2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{R_3}{R_4} RC$$

Čas druge polperiode bo enak prvi, tako da je perioda

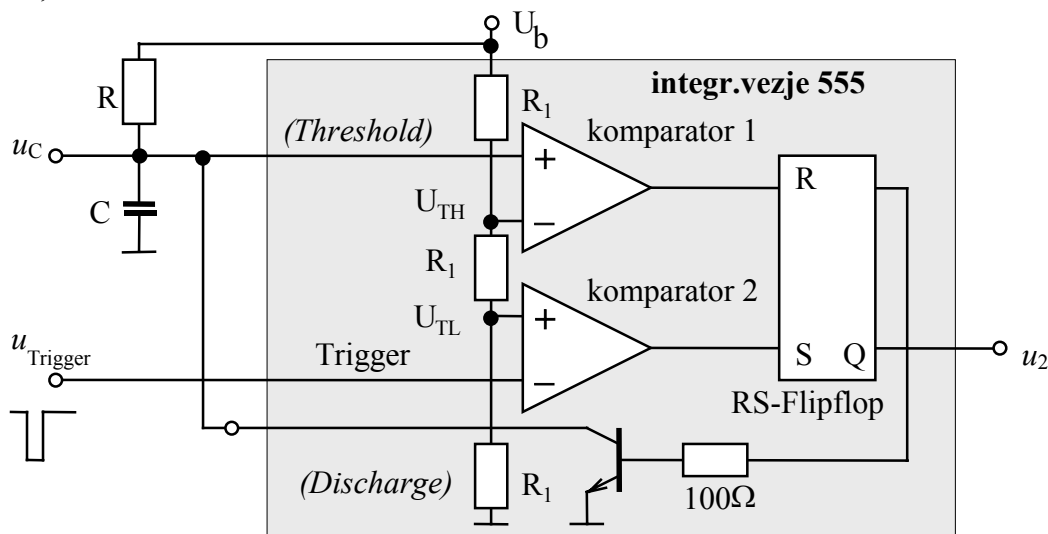
$$T = 4 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{R_3}{R_4} RC$$

5.5.1. Monostabilni multivibrator

Naloga monostabilnega multivibratorja je generirati izhodni napetostni pulz definiranega trajanja, ki se generira šele po detekciji vhodnega krmilnega napetostnega pulza. Monostabilni multivibrator je torej zopet neko digitalno vezje, ki vsebuje linearni operacijski ojačevalnik.

Zaradi generiranja pulza definiranega trajanja pravimo, da imamo opraviti z enim kvazistabilnim in enim stabilnim stanjem. Monostabilni multivibrator torej ob nastopu vhodnega krmilnega pulza preklopi v kvazistabilno stanje, ostane v njem definiran čas, nato pa zopet preklopi v stabilno stanje, v katerem ostane do naslednjega krmilnega pulza.

Delovanje monostabilnega multivibratorja si oglejmo na primeru integriranega vezja 555 (oznake različnih proizvajalcev NE 555, MC 14555,...), s katerim je možno realizirati astabilni, monostabilni kot tudi bistabilni multivibrator.

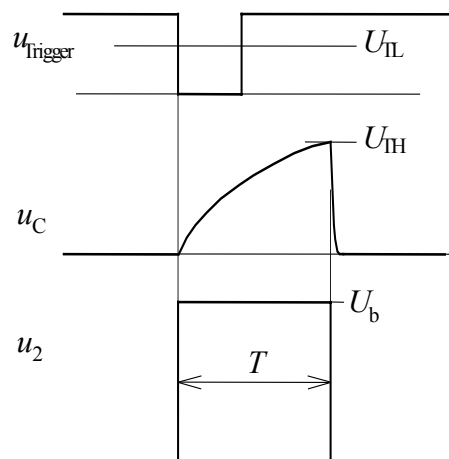


Slika 12: Električno vezje monostabilnega multivibratorja na osnovi IC 555

V stabilnem stanju monostabilnega multivibratorja je izhod RS-flipflopa v logičnem stanju 0, medtem ko je njegov invertirani izhod na logični vrednosti 1. Tranzistor zato tedaj kratkostiči kondenzator C, zaradi česar je napetost kondenzatorja enaka nič. Izhod komparatorja 1 ima logično vrednost 0.

Napetost krmilnega vhoda se mora v času mirovanja nahajati v visokem logičnem stanju. Napetost mora biti vsekakor višja od U_{TL} tako, da ima tudi komparator 2 na svojem izhodu logično vrednost 0.

Monostabilni multivibrator sprožimo z negativnim krmilnim pulzom, čigar vrednost mora pasti pod vrednost U_{TL} . Takoj ko napetost $u_{Trigger}$ pade pod vrednost U_{TL} , se postavi izhod komparatorja 2 v logično stanje 1, s čimer postavi izhod RS-flipflopa na logično 1. Ker sedaj tranzistor ne prevaja, se kondenzator C začne polniti prek upora R. To kvazistabilno stanje traja le dokler napetost u_C ne doseže zgornjega preklopnega nivoja U_{TH} , ko se postavi izhod komparatorja 1 v logično stanje 1, zaradi česar tranzistor ponovno kratkostiči kondenzator C. Istočasno gre izhodni signal flipflopa ponovno na logično vrednost 0, t.j. gre ponovno v stabilno stanje.



Slika 13: Potek veličin monostabilnega multivibratorja

V trenutku nastopa negativnega krmilnega pulza začne kondenzatorska napetost rasti po eksponencialni zakonitosti s časovno konstanto $\tau = RC$

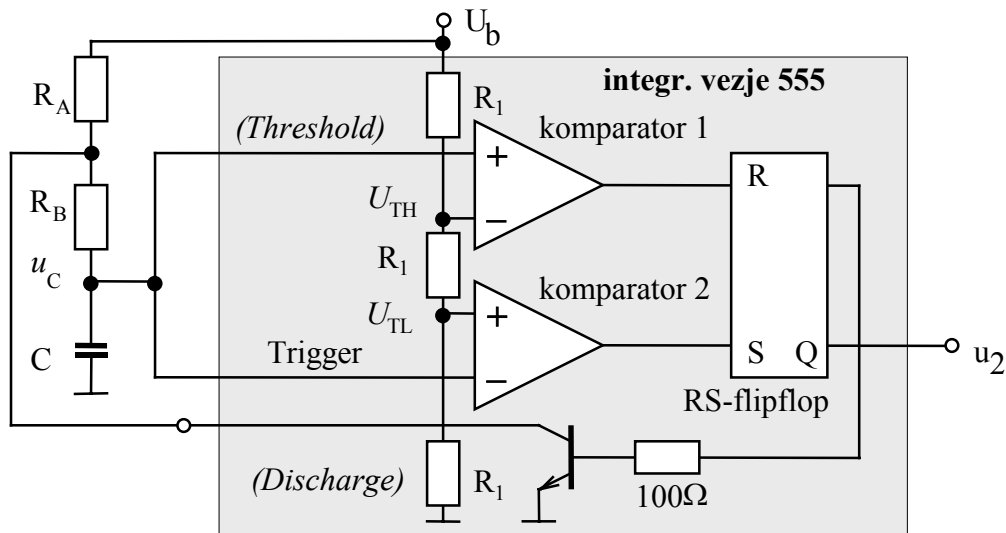
$$u_C = U_b \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

Če v enačbo vstavimo zgornji preklopni nivo $u_C = U_{TH} = 2/3 U_b$, ki ga dosežemo v času $t = T$, dobimo

$$T = RC \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot RC.$$

Vidimo, da je trajanje napetostnega pulza nastavljivo z ustrežno izbiro upornosti in kapacitivnosti, ki ju lahko izbiramo v širokih mejah.

Kot smo predhodno že omenili, lahko z integriranim vezjem 555 realiziramo tudi astabilni multivibrator. Njegovo vezje kaže slika 14.



Slika 14: Električna shema astabilnega multivibratorja na osnovi IC 555

Opis vezja pričnimo s predpostavko, da je kondenzatorska napetost enaka nič ter da tranzistor ne prevaja oziroma da ima izhod RS-flipflopa logično vrednost 1. Kondenzator se zato začne polniti prek serijsko vezanih uporov R_A in R_B . Ko napetost u_C preseže vrednost U_{TL} , preklopi komparator 2 v logično 0, kar nima nikakršnega vpliva na delovanje RS-flipflopa, ki ostane postavljen na logični vrednosti 1. Šele ko napetost u_C preseže zgornji preklopni nivo U_{TH} , se postavi izhod komparatorja 1 na logično 1 in setira RS-flipflop. Njegov izhod in s tem izhodni signal se postavi v logično 0. Kondenzator se zato začne tedaj prazniti prek upora R_B in tranzistorja, s čimer se izhod komparatorja 1 ponovno postavi v logično 0, vendar pa to ne spremeni izhoda RS-flipflopa. Ko napetost u_C pade pod vrednost U_{TL} , se RS-flipflop ponovno setira in polnjenje kondenzatorja prek R_A in R_B se znova prične.

Polnjenje kondenzatorja opišemo z enačbo

$$u_C = U_b - (U_b - U_{TL}) \cdot e^{-t/C(R_A + R_B)},$$

kjer je začetni čas opazovanja $t = 0$ postavljen v trenutek, ko se izhod RS-flipflopa postavi v logično 1. Če vstavimo v zgornjo enačbo $u_C = U_{TH} = 2/3 U_b$ v trenutku $t = T_H$ in $U_{TL} = 1/3 U_b$, dobimo

$$T_H = C(R_A + R_B) \cdot \ln 2 \approx 0,69 \cdot C(R_A + R_B).$$

V časovnem intervalu T_L , v katerem je izhodna napetost enaka nič (logična 0), pade kondenzatorska napetost iz vrednosti U_{TH} na U_{TL} . Od tod

$$u_C = U_{TH} \cdot e^{-t/CR_B},$$

kjer trenutek $t = 0$ sovpada z začetkom tega intervala. Torej če vstavimo $U_{TL} = 1/3 U_b$ pri $t = T_L$ in $U_{TH} = 2/3 U_b$, dobimo

$$T_L = CR_B \cdot \ln 2 \approx 0,69 \cdot CR_B.$$

Perioda izhodnega signala znaša

$$T = T_H + T_L \approx 0,69 \cdot C(R_A + 2R_B),$$

medtem ko je vklopno razmerje enako

$$\frac{T_H}{T_H + T_L} = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}.$$