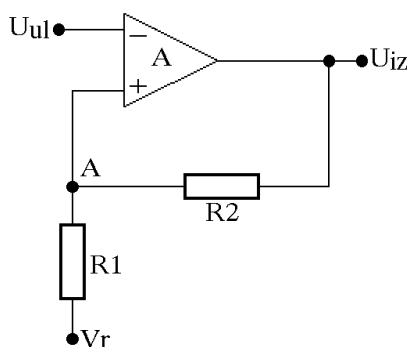


Glava 2

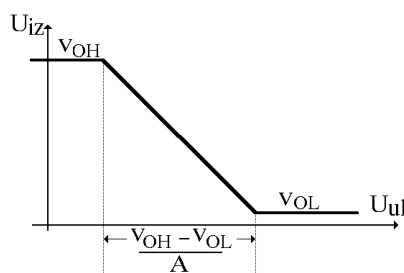
Primena operacionih pojačavača i komparatora

2.1 Na slici 2.1 je prikazan diferencijalni pojačavač sa pozitivnom povratnom spregom. Ako pojačanje pojačavača bez reakcije iznosi A , koeficijent povratne sprege β a nivoi logičke nule i jedinice na izlazu komparatora V_{OL} i V_{OH} , respektivno, izračunati i nacrtati

- prenosnu karakteristiku $U_{iz} = f(U_{ul})$ za $\beta A = 0,9$
- prenosnu karakteristiku za $\beta A > 1$.



Slika 2.1:



Slika 2.2:

Rešenje:

- Prenosna karakteristika za pojačavač bez reakcije data je na slici 2.2.

Na linearnom delu karakteristike izlazni napon jednak je proizvodu pojačanja i ulaznog napona

$$U_{iz} = AU_{ulOP} = -AU_{ul} \quad (2.1)$$

odnosno nagib je srazmeran pojačanju pojačavača. Za širinu linearnog dela prenosne karakteristike se lako dobija

$$\Delta U_{ul} = \frac{\Delta U_{iz}}{A} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{A} \quad (2.2)$$

Pojačanje pojačavača sa slike 2.1 iznosi

$$U_{iz} = AU_{ulOP} = A[U_+ - U_-] = A\left[\frac{R_1}{R_1 + R_2}U_{iz} - U_{ul}\right] = A[\beta U_{iz} - U_{ul}] \quad (2.3)$$

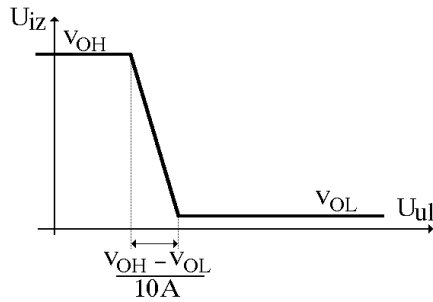
odakle se posle sređivanja dobija

$$U_{iz} = A_r U_{ul} = -\frac{A}{1 - \beta A} U_{ul}. \quad (2.4)$$

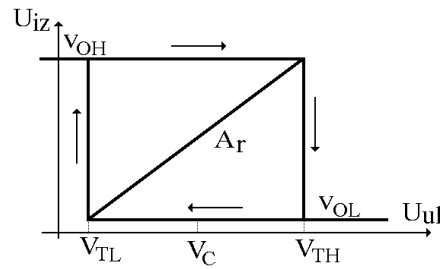
Za $\beta A = 0,9$ dobija se $U_{iz} = -10AU_{ul}$. Odgovarajuća prenosna karakteristika je data na slici 2.3.

b) Ako je $\beta A > 1$, tada je $A_r = -\frac{A}{1-\beta A} > 0$ a odgovarajuća prenosna karakteristika je data na slici 2.4. Sa slike vidimo da se prelazi izlaznog napona sa nivoa logičke jedinice na nivo logičke nule i obrnuto, ne zbivaju pri istoj vrednosti ulaznog napona (prikazano strelicama na slici 2.4, dok je nagib linearnog dela A_r), zbog čega prenosna karakteristika ima histerezis vrednosti

$$V_H = V_{TH} - V_{TL} = \frac{\Delta U_{iz}}{A_r} = \frac{V_{OL} - V_{OH}}{A} (1 - \beta A) \quad (2.5)$$



Slika 2.3:



Slika 2.4:

Za $\beta A \gg 1$ izraz 2.5 se svodi na

$$V_H = \beta(V_{OH} - V_{OL}) \quad (2.6)$$

Da bi odredili prag okidanja V_{TH} , pretpostavićemo da je na izlazu napon V_{OH} a da je ulazni napon manji od V_{TH} i da se povećava. Napon na neinvertujućem ulazu pojačavača iznosi

$$U_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_r = \beta V_{OH} + (1 - \beta) V_r \quad (2.7)$$

a do promene izlaznog napona dolazi kada pri rastu ulazni napon dostigne ovu vrednost tj.

$$V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_r = \beta V_{OH} + (1 - \beta) V_r \quad (2.8)$$

Kada je na izlazu nizak naponski nivo V_{OL} a ulazni napon je veći od V_{TL} i opada, do promene u kolu dolazi kada ulazni napon dostigne vrednost

$$V_{TL} = \beta V_{OL} + (1 - \beta) V_r \quad (2.9)$$

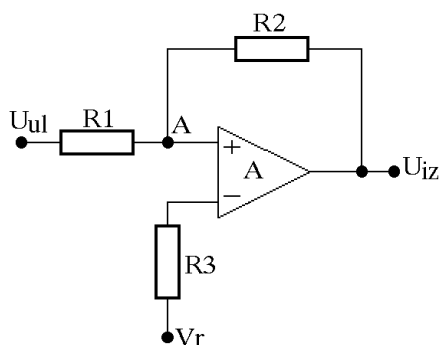
Centar histerezisne petlje ima vrednost

$$V_C = \frac{V_{TL} + V_{TH}}{2} = \frac{\beta}{2} (V_{OH} + V_{OL}) + V_r (1 - \beta) \quad (2.10)$$

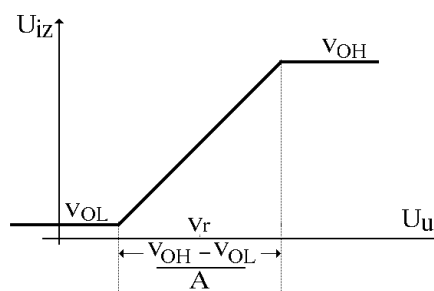
Primitimo da se korišćenjem izraza 2.10 može odrediti potrebna vrednost napona V_r da bi centar histerezisa imao željenu vrednost.

2.2 Diferencijalni pojačavač sa pozitivnom povratnom spregom na slici 2.5 iskorišćen je za realizaciju naponskog komparatora. Ako pojačanje pojačavača bez reakcije iznosi A , koeficijent povratne sprege β a nivoi logičke nule i jedinice na izlazu komparatora su V_{OL} i V_{OH} , respektivno, izračunati i nacrtati

- prenosnu karakteristiku $U_{iz} = f(U_{ul})$ za $\beta A = 0,9$
- prenosnu karakteristiku za $\beta A > 1$.



Slika 2.5:



Slika 2.6:

Rešenje:

a) Prenosna karakteristika pojačavač bez pozitivne povratne sprege ($R_2 \rightarrow \infty$) data je na slici 2.6. Na linearnom delu karakteristike izlazni napon jednak je proizvodu pojačanja i ulaznog napona

$$U_{iz} = AU_{ul} \quad (2.11)$$

tako da se za širinu linearnog dela karakteristike dobija

$$|\Delta U_{ul}| = \frac{|\Delta U_{iz}|}{A} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{A} \quad (2.12)$$

Pojačanje pojačavača sa slike 2.5 iznosi

$$U_{iz} = AU_{ul} = A\left[\frac{R_1}{R_1 + R_2}U_{iz} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_{ul}\right] = A[\beta U_{iz} + (1 - \beta)U_{ul}] \quad (2.13)$$

odakle se posle sređivanja dobija

$$U_{iz} = A_r U_{ul} = \frac{A(1 - \beta)}{1 - \beta A} U_{ul} \quad (2.14)$$

Za $\beta A = 0,9$ dobija se

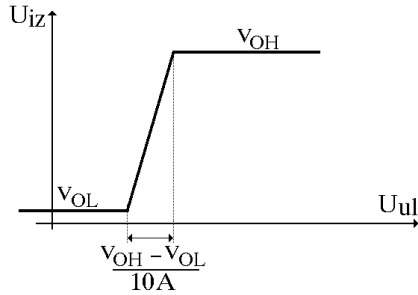
$$U_{iz} = (10A - 9)U_{ul} \approx 10AU_{ul}. \quad (2.15)$$

Odgovarajuća prenosna karakteristika je data na slici 2.7.

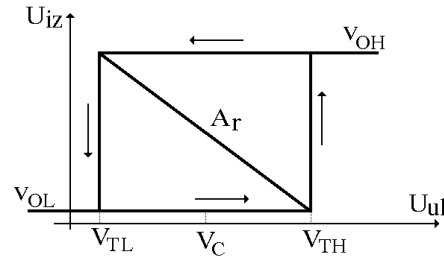
b) Za $\beta A > 1$ je $A_r = \frac{(1-\beta)A}{1-\beta A} < 0$ a odgovarajuća prenosna karakteristika je data na slici 2.8. Kao i kod komparatora opisanog u zadatku 2.1 zbog postojanja pozitivne povratne sprege u kolu prelazi izlaznog napona sa nivoa logičke jedinice na logičku nulu i obrnuto se ne zbivaju pri istoj vrednosti ulaznog napona (prikazano strelicama na slici 2.8, gde je nagib linearnog dela A_r), zbog čega prenosna karakteristika poseduje histerezis

$$V_H = V_{TH} - V_{TL} = \frac{\Delta U_{iz}}{A_r} = \frac{V_{OL} - V_{OH}}{A(1-\beta)}(1-\beta A) \quad (2.16)$$

Da bi odredili prag okidanja V_{TH} , pretpostavićemo da je na izlazu napon V_{OL} a da je ulazni napon manji od V_{TH} i da se povećava. Napon na neinvertujućem ulazu pojačavača raste i iznosi



Slika 2.7:



Slika 2.8:

$$U_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ul} = \beta V_{OL} + (1-\beta) U_{ul} \quad (2.17)$$

a do promene izlaznog napona dolazi kada pri rastu ulazni napon dostigne vrednost napona na invertujućem ulazu $V_- = V_r$, tako da se za gornji prag dobija

$$V_{TH} = \frac{V_r}{1-\beta} - \frac{\beta V_{OL}}{1-\beta} \quad (2.18)$$

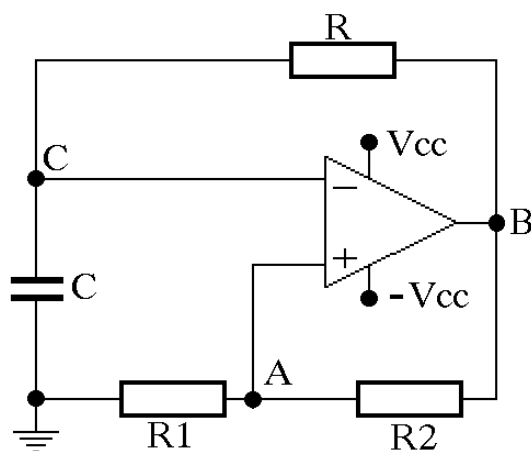
Kada je na izlazu visok naponski nivo V_{OH} a ulazni napon je veći od V_{TL} i opada, do promene u kolu dolazi kada ulazni napon dostigne vrednost

$$V_{TL} = \frac{V_r}{1-\beta} - \frac{\beta V_{OH}}{1-\beta} \quad (2.19)$$

U ovom slučaju centar histerezisa ima vrednost

$$V_C = \frac{V_{TL} + V_{TH}}{2} = \frac{V_r}{1-\beta} - \frac{\beta(V_{OL} + V_{OH})}{2(1-\beta)} \quad (2.20)$$

2.3 Za astabilni multivibrator sa slike 2.9 odrediti period oscilovanja i izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B i C. $V_{cc} = 12V$, $R_1 = 4K$, $R_2 = 8K$, $R = 30K$ i $C = 10nF$. Operacioni pojačavač se može smatrati idealnim.

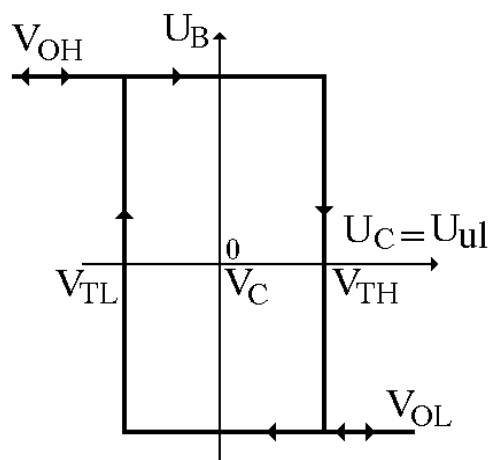


Slika 2.9:

Rešenje:

Operacioni pojačavač sa otpornicima R_1 i R_2 predstavlja regenerativni komparator za koji se ulazni napon dovodi na invertujući ulaz operacionog pojačavača. Pragovi regenerativnog komparatora određuju se izjednačavanjem napona na invertujućem i neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača za slučaj kada je on u zasićenju.

Prenosna karakteristika ima histerezis jer napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača zavisi od izlaznog napona a regenerativnost je obezbeđena pozitivnom povratnom spregom preko otpornika R_1 . U zadatku 2.2 je pokazano da je uslov za dobijanje histerezisa $\beta A > 1$, što se u datom kolu lako ostvaruje s obzirom da je pojačanje operacionog pojačavača A mnogo veće od 1. Kada je napon na kondenzatoru (ulazu regenerativnog komparatora) manji od napona praga, izlazni napon komparatora je visok, tj. $U_B = V_{OH}$ tako da je



Slika 2.10:

$$V_{TH} = U_{Amax} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} = 4V \quad (2.21)$$

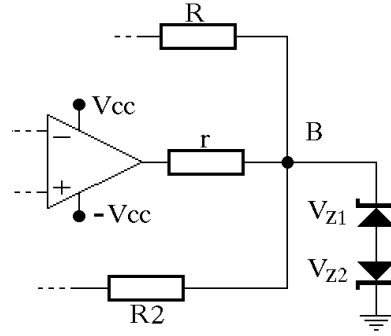
gde je V_{OH} pozitivni izlazni napon zasićenja operacionog pojačavača. Kad napon U_C pri porastu dostigne vrednost V_{TH} (V_{TH} je gornji prag regenerativnog komparatora), preko R_1 se zatvara petlja pozitivne povratne sprege i stanje na izlazu se brzo menja.

Napon na izlazu regenerativnog komparatora tada postaje jednak negativnom naponu zasićenja operacionog pojačavača, $U_B = V_{OL}$, tako da se za donji prag okidanja dobija

$$V_{TL} = U_{Amin} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} = -4V \quad (2.22)$$

jer će pri smanjivanju napona na kondenzatoru do promene izlaznog napona regenerativnog komparatora doći za $U_C = U_A = V_{TL}$. Ako je napajanje operacionog pojačavača simetrično kao na slici 2.9, obično je $V_{OH} \approx |V_{OL}|$ pa su pragovi približno simetrični oko nule. Drugim rečima tada je centar histerezisa

$$V_C = \frac{V_{TH} + V_{TL}}{2} = 0V. \quad (2.23)$$

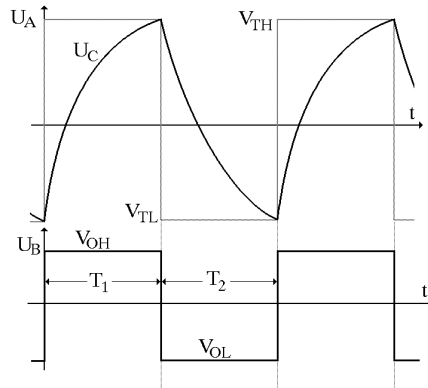


Slika 2.11:

Kod pojačavača sa bipolarnim tranzistorima V_{OH} i $|V_{OL}|$ su za 1 do 3 V manji od napona napajanja V_{cc} , tako da izlazni nivoi ne moraju biti simetrični. Ovaj problem se rešava tako što se na izlaz kola, preko otpornika r kojim se ograničava struja, vežu Zener diode prema masi čijim je probojnim naponima u tom slučaju definisan izlazni napon kola, što je prikazano na slici 2.11.

Ako su diode identične prenosna karakteristika regenerativnog komparatora je simetrična sa centrom histerezisa u nuli. Asimetrična karakteristika se dobija izostavljanjem jedne Zener diode ili upotrebom dioda različitog probojnog napona (koji naravno moraju biti manji od V_{OH} tj. $|V_{OL}|$).

Astabilni multivibrator se tako sastoji od regenerativnog komparatora sa invertujućom prenosnom karakteristikom datom na slici 2.9 i vremenskih elemenata R i C . Talasni oblici napona u tačkama A , B i C su dati na slici 2.12.



Slika 2.12:

Napon na kondenzatoru se menja između V_{TL} i V_{TH} . Neka je izlaz regenerativnog komparatora na višem naponskom nivou, $U_B = V_{OH}$. Tada se kondenzator puni sa izlaza komparatora kroz otpornik R , od početne minimalne vrednosti V_{TL} , sve do izjednačavanja sa $V_{TH} = U_C(t = T_1)$ iz čega se na osnovu izraza

$$U_C(t) = U_C(\infty) - [U_C(\infty) - U_C(0)]e^{-t/\tau_1} = V_{OH} - [V_{OH} - V_{TL}]e^{-t/\tau_1} \quad (2.24)$$

$$\tau_1 = RC$$

dobija za trajanje kvazistabilnog stanja

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{OH} - V_{TL}}{V_{OH} - V_{TH}} = 208 \mu s \quad (2.25)$$

Za $t > T_1$ je na izlazu komparatora nizak naponski nivo $U_B = V_{OL}$ tako da se kondenzator nadalje prazni preko otpornika R i izlaza operacionog pojačavača

$$U_C(t) = V_{OL} - [V_{OL} - V_{TH}]e^{-t/\tau_2} \quad (2.26)$$

$$\tau_2 = RC$$

a ovaj se kvazistabilni period završava kada je $U_C(t = T_2) = V_{TL}$, tako da je

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{OL} - V_{TH}}{V_{OL} - V_{TL}} = 208 \mu s \quad (2.27)$$

Pri određivanju trajanja kvazistabilnih stanja smo uzeli da je $V_{OH} = -V_{OL} = V_{cc}$. Vidimo da su kvazistabilni periodi jednaki, odnosno multivibrator simetričan. Smenom izraza 2.21 i 2.22 u 2.25 i 2.27 se za period oscilovanja dobija

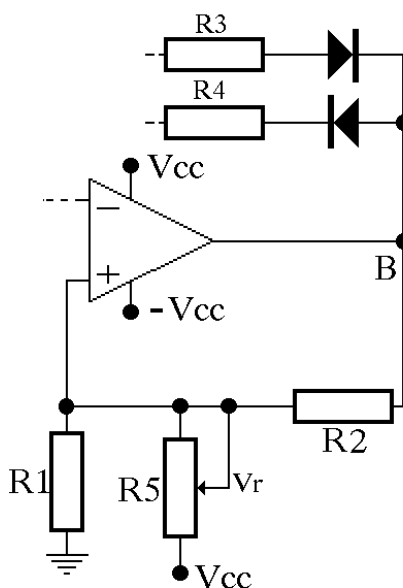
$$T = T_1 + T_2 = 2RC \ln \left[1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right] \quad (2.28)$$

Vidimo da perioda zavisi od vremenske konstante RC i odnosa otpornosti R_1/R_2 . To znači da je osetljivost periode na promene temperature i napona napajanja veoma mala.

Proračunavanje multivibratora je veoma jednostavno. Odnos R_1/R_2 se određuje iz željene vrednosti za histerzis

$$V_H = V_{TH} - V_{TL} = 2 \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} V_{cc} \quad (2.29)$$

Kako operacioni pojačavač ima veliku ulaznu otpornost za $R_1 + R_2$ se mogu uzimati vrednosti od nekoliko stotina Ω do nekoliko $M\Omega$. U istom opsegu se može menjati i vremenski otpornik R .



Slika 2.13:

Za kondenzator C se uzimaju vrednosti od stotinak pF do desetak μF . Uvek kada je moguće treba izbegavati otpornike veće od $1M\Omega$ jer tada na pragove utiču i struje polarizacije operacionog pojačavača.

Kola astabilnog multivibratora s operacionim pojačavačem su po pravilu nisko-frekventna. Maksimalna frekvencija rada je ograničena graničnom frekvencijom operacionog pojačavača za velike signale. Ta frekvencija je npr. za operacioni pojačavač 741 oko 10 KHZ.

U poslednje vreme često se koriste operacioni pojačavači sa jednostrukim napajanjem. Tada je najčešće $V_{OL} = V_{ces} \approx 0V$ a V_{OH} ima istu vrednost kao i u slučaju simetričnog napajanja. Ako je potrebno da jednosmerna komponenta izlaznog napona ne bude jednaka nuli osnovno kolo se modifikuje ubacivanjem otpornika R_5 koji je vezan između neinvertujućeg ulaza i napona napajanja V_{cc} ili $-V_{cc}$. Ako je R_5 vezan na $+V_{cc}$, kako je prikazano na slici 2.13, prenosna karakteristika sa slike 2.10 se pomera udesno tako da je $V_C > 0$ a ako je vezan na $-V_{cc}$ karakteristika se translira ulevo pa je $V_C < 0$. Lako se određuju novi pragovi regenerativnog komparatora u ovom slučaju i oni imaju vrednost

$$\begin{aligned} V_{TH} &= V_C + \frac{R_1}{R_1 + R_2(1 + \frac{R_1}{R_5})} V_{OH} \\ V_{TL} &= V_C + \frac{R_1}{R_1 + R_2(1 + \frac{R_1}{R_5})} V_{OL} \end{aligned} \quad (2.30)$$

gde centar histerezisa ima vrednost

$$V_C = \frac{R_2}{R_5 + R_2(1 + \frac{R_5}{R_1})} V_{cc} \quad (2.31)$$

Različita vremena trajanja niskog (T_2) i visokog (T_1) napona na izlazu se mogu ostvariti različitim vremenskim konstantama punjenja ($\tau_1 = CR_4$) i pražnjenja ($\tau_2 = CR_3$) kondenzatora. Jedno moguće rešenje prikazano je na slici 2.13 i zahteva ubacivanje dioda, redno sa otpornicima R_3 i R_4 koji imaju različite vrednosti otpornosti, tako postavljenih da ne vode istovremeno.

2.4 Za astabilni multivibrator sa slike 2.14

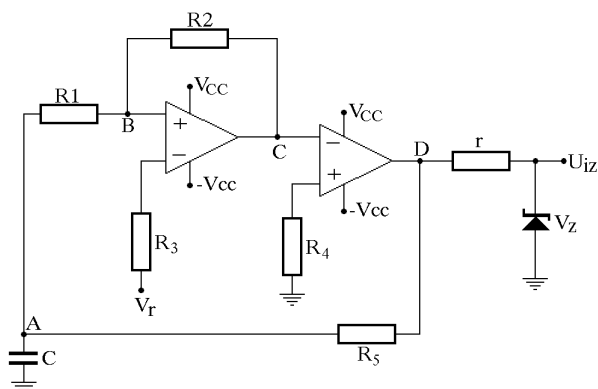
a) odrediti frekvenciju izlaznih impulsa i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B, C, D i na izlazu kola za: $V_{cc} = 12V$, $V_r = 3V$, $V_Z = 5V$, $V_d = 0V$, $R_1 = 20K$, $R_2 = 60K$, $R_3 = 15K$, $R_4 = 15K$, $R_5 = 5K$ i $C = 10nF$.

b) Odrediti granične vrednosti napona V_r i otpornika R_5 za koje prestaju oscilacije u kolu.

Rešenje:

a) Ulazni operacioni pojačavač je iskorišćen za realizaciju regenerativnog naponskog komparatora sa neinvertujućom prenosnom karakteristikom. Do promene izlaznog napona komparatora dolazi pri izjednačavanju napona na neinvertujućem i invertujućem ulazu

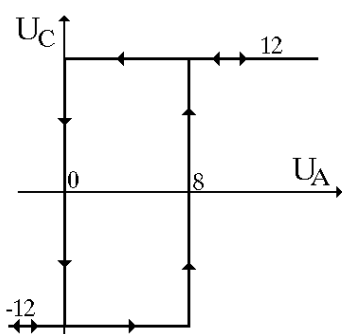
$$\begin{aligned} U_+ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ul} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{iz} \\ U_- &= V_r \end{aligned} \quad (2.32)$$



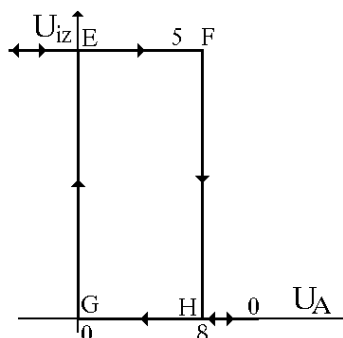
Slika 2.14:

operacionog pojačavača, odakle se određuju pragovi okidanja

$$\begin{aligned} V_{TH} &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{R_1}{R_2} V_{OL} = 8V \\ V_{TL} &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{R_1}{R_2} V_{OH} = 0V \end{aligned} \quad (2.33)$$



Slika 2.15:



Slika 2.16:

Kada je napon na izlazu komparatora negativan, sa prenosne karakteristike date na slici 2.15 vidimo da napon na kondenzatoru (ulazu komparatora) treba da raste, pa je za realizaciju astabilnog multivibratora neophodno ubaciti inverter, za šta je iskorišćen drugi operacioni pojačavač preko čijeg se izlaza kondenzator puni (odnosno u drugom kvazistabilnom stanju prazni). Zener diodom je ograničena amplituda izlaznih impulsa.

Prenosna karakteristika celog kola prikazana je na slici 2.16. Analizu kola počecemo iz stanja u kome je ulazni napon manji od gornjeg praga, $U_A < V_{TH} = 8V$, tako da je

$$U_C(0^-) = -V_{cc} = -12V. \quad (2.34)$$

Na izlazu drugog operacionog pojačavača napon je visok,

$$U_D(0^-) = V_{cc} = 12V, \quad (2.35)$$

zbog čega Zener dioda radi u probouju i ograničava izlazni napon na vrednost

$$U_{iz}(0^-) = V_Z = 5V. \quad (2.36)$$

Zbog punjenja kondenzatora preko izlaza drugog operacionog pojačavača raste napon tačke A , samim tim i napon tačke B , sve dok ne dođe do okidanja ulaznog komparatora za

$$U_B(0^-) = V_r = 3V, \quad (2.37)$$

kada je

$$U_A(0^-) = U_k = 8V, \quad (2.38)$$

što odgovara tački F na prenosnoj karakteristici.

Sada nastupa promena na izlazu komparatora tako da je

$$\begin{aligned} U_C(0^+) &= 12V \\ U_D(0^+) &= -12V, \end{aligned} \quad (2.39)$$

zbog čega je Zener dioda direktno polarisana pa izlazni napon ima vrednost

$$U_{iz}(0^+) = -V_d = 0V. \quad (2.40)$$

Napon na kondenzatoru se ne može da promeni naglo te je

$$U_A(0^+) = U_A(0^-) = 8V. \quad (2.41)$$

Na prenosnoj karakteristici 2.16 radna tačka je sada u položaju H . Na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača sada je

$$U_B(0^+) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_A + \frac{R_1}{R_1 + R_2}U_C = 9V \quad (2.42)$$

i ovaj napon, veći od V_r , je razlog rada u zasićenju prvog operacionog pojačavača. Kondenzator se sada prazni preko ekvivalentne otpornosti

$$R_{ek} = R_5 \parallel (R_1 + R_2) = 4,71K \quad (2.43)$$

ka asimptotskoj vrednosti

$$V_{ek} = \frac{R_5}{R_1 + R_2 + R_5}U_C + \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_5}U_D = -10,59V \quad (2.44)$$

Pražnjenje kondenzatora se završava

$$U_A(t) = V_{ek} - [V_{ek} - U_A(0^+)]e^{-t/\tau} \quad (2.45)$$

kada se napon na kondenzatoru izjednači sa naponom donjeg praga

$$U_A(T_1) = U_k = V_{TL} = 0V \quad (2.46)$$

Tada je

$$U_B(T_1) = V_r = 3V \quad (2.47)$$

Iz izraza 2.45 se za trajanje kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = CR_{ek} \ln \frac{V_{ek} - U_A(0^+)}{V_{ek} - U_A(T_1^-)} = 26,5 \mu s \quad (2.48)$$

Na kraju pražnjenja radna tačka se na slici 2.16 nalazi u položaju G .

U drugom kvazistabilnom stanju je

$$U_C = -V_{cc}. \quad (2.49)$$

Ovaj negativni pad napona u tački C utiče na napon tačke B , gde je sada na početku drugog kvazistabilnog stanja

$$U_B(T_1^+) = -3V \quad (2.50)$$

što je dobijeno iz izraza 2.42, jer je

$$U_A(T_1^+) = U_A(T_1^-) = 0V \quad (2.51)$$

a radna tačka je u položaju E . Na izlazu kola je napon visok

$$U_{iz} = V_Z = 5V, \quad (2.52)$$

odnosno

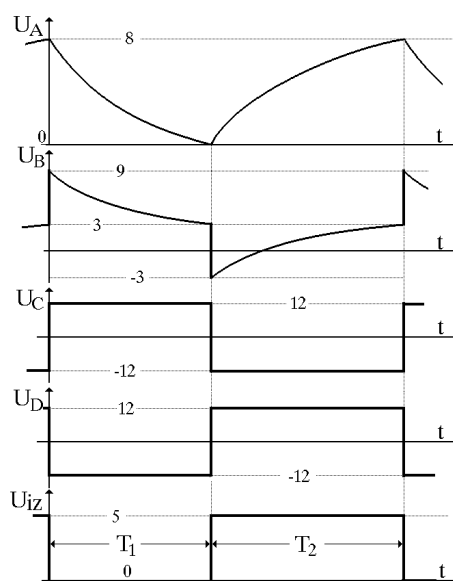
$$U_D = V_{cc} \quad (2.53)$$

pa se kondenzator sada puni ka asimptotskoj vrednosti, koju određujemo iz izraza 2.44, gde je

$$V_{ek2} = 10,59V. \quad (2.54)$$

Na početku analize kola smo ustanovili da se punjenje kondenzatora završava kada napon na kondenzatoru dostigne vrednost

$$U_A(T_2^-) = U_A(0^-) = 8V \quad (2.55)$$



Slika 2.17:

Na početku analize kola smo ustanovili da se punjenje kondenzatora završava kada napon na kondenzatoru dostigne vrednost

Tada radna tačka stiže u tačku F na slici 2.16, a za trajanje ovog kvazistabilnog stanja se dobija

$$T_2 = CR_{ek} \ln \frac{V_{ek2} - U_A(T_1^+)}{V_{ek2} - U_A(T_2^-)} = 66,3 \mu s \quad (2.56)$$

što za frekvenciju oscilatora daje

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = 10776 Hz. \quad (2.57)$$

Talasnici napona u svim karakterističnim tačkama kola prikazani su na slici 2.17.

b) Da bi u kolu postojale oscilacije neophodno je da napon na kondenzatoru može da dostigne napon oba praga tj. da je asimptotska vrednost ka kojoj se kondenzator puni (ekvivalentni Tevenenov generator) veća od gornjeg praga okidanja komparatora a asimptotska vrednost ka kojoj se kondenzator prazni manja od donjeg praga okidanja komparatora

$$\begin{aligned} V_{TH} &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{R_1}{R_2} V_{OL} \leq V_{ek2} \\ V_{TL} &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r - \frac{R_1}{R_2} V_{OH} \geq V_{ek} \end{aligned} \quad (2.58)$$

Smenom poznatih vrednosti otpornika u 2.58 uslov se svodi na nejednačine

$$\begin{aligned} \frac{4}{3} V_r - 4 &\geq -10,59V \\ \frac{4}{3} V_r + 4 &\leq 10,59V \end{aligned} \quad (2.59)$$

a za $R_5 = 5K$ rešenje ove nejednačine je

$$-4,94V < V_r < 4,94V. \quad (2.60)$$

Za $R_5 \rightarrow 0$ je $V_{ek} = -12V$ i $V_{ek2} = 12V$ a granice za napon V_r postaju

$$-6V < V_r < 6V. \quad (2.61)$$

Vrednost otpornika R_5 je ograničena s gornje strane jer povećavanjem njegove vrednosti opada ekvivalentni napon punjenja kondenzatora pa se može desiti da neće dolaziti do okidanja komparatora.

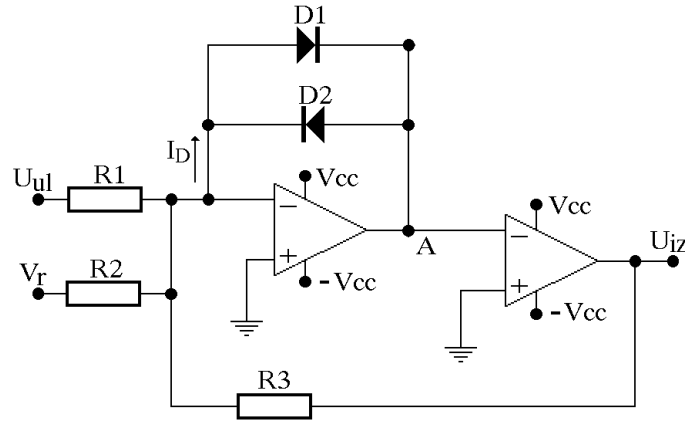
Rešavanjem uslova 2.58, u koji je smenjen izraz 2.44, po R_5 dobija se

$$\begin{aligned} \frac{R_5}{80 + R_5} 12 + \frac{80}{80 + R_5} (-12) &\leq \frac{4}{3} V_r - 4V \\ \frac{R_5}{80 + R_5} (-12) + \frac{80}{80 + R_5} 12 &\geq \frac{4}{3} V_r + 4V \end{aligned} \quad (2.62)$$

odakle se za $V_r = 3V$ dobija uslov

$$R_5 < 16K. \quad (2.63)$$

2.5 Za amplitudni komparator prikazan na slici 2.18 odrediti vrednosti otpornika R_2 i R_3 tako da pragovi okidanja kola iznose $V_{T2} = 3V$ i $V_{T1} = 1V$ i nacrtati prenosnu karakteristiku kola. Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_r = -5V$, $V_d = 0,6V$ i $R_1 = 1K$.



Slika 2.18:

Rešenje:

Zbog dioda D_1 i D_2 , koje su povezane između izlaza i ulaza operacionog pojačavača (negativna povratna sprega), ovaj pojačavač nema uslove za rad u zasićenju tako da je izlazni napon u tački A ograničen.

Idealni operacioni pojačavač ima pojačanje $A \rightarrow \infty$, pa je

$$U_{ul\ OP} = \frac{U_A}{A} = 0V \quad (2.64)$$

odnosno napon na neinvertujućem ulazu ima vrednost

$$U_- = U_+ = 0V \quad (2.65)$$

kada izlaz operacionog pojačavača nije u zasićenju, što zbog negativne povratne sprege u ovom kolu jeste slučaj.

Za dovoljno velike vrednosti ulaznog napona, veće od donjeg praga V_{T1} , struja obeležena sa I_D na slici 2.18 ima takav smer da vodi dioda D_1 zbog čega napon tačke A iznosi

$$U_A = U_- - V_d = -0,6V. \quad (2.66)$$

Pozitivni napon na ulazu drugog operacionog pojačavača drži njegov izlaz u zasićenju tako da je

$$U_{iz} = V_{cc} = 12V. \quad (2.67)$$

U realnim uslovima operacioni pojačavač ima konačnu izlaznu otpornost a izlazni napon je za oko 1V niži od napona napajanja. Struja I_D ima vrednost

$$I_D = I_{R_1} + I_{R_2} + I_{R_3} = \frac{U_{ul}}{R_1} + \frac{V_r}{R_2} + \frac{U_{iz}}{R_3} \geq 0 \quad (2.68)$$

Uslov da struja bude veća od nule (odnosi se na smer struje označen strelicom na slici 2.18) je neophodan da bi vodila dioda D_1 , za šta je potrebno da ulazni napon ispunjava uslov

$$U_{ul} \geq -R_1 \left[\frac{V_r}{R_2} + \frac{V_{cc}}{R_3} \right] \quad (2.69)$$

Pri opadanju ulaznog napona smanjuje se vrednost struje I_D a pri izjednačavanju sa donjim naponom praga struja se svodi na nulu zbog čega se gasi dioda D_1 . Iz izraza 2.68 se za $I_D = 0$ za prag okidanja dobija

$$V_{T1} = U_{ul} \Big|_{I_D=0} = -R_1 \left[\frac{V_r}{R_2} + \frac{V_{cc}}{R_3} \right] \quad (2.70)$$

Ovo izaziva promenu na izlazu kola gde je sada napon nizak

$$U_{iz} = -V_{cc} = -12V. \quad (2.71)$$

Struja kroz otpornik R_3 naglo menja smer tako da struja I_D , koja je pre promene imala vrednost nula, sada ima negativnu vrednost, pa provodi dioda D_2 a napon tačke A je ograničen na

$$U_A = V_d = 0,6V. \quad (2.72)$$

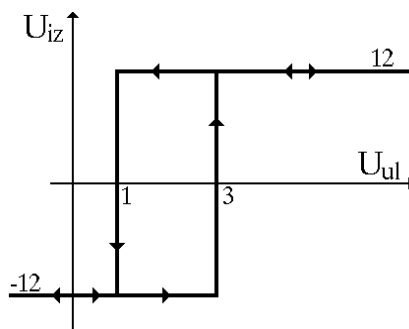
Za struju diode možemo pisati

$$I_D = I_{R_1} + I_{R_2} + I_{R_3} = \frac{U_{ul}}{R_1} + \frac{V_r}{R_2} + \frac{-V_{cc}}{R_3} \leq 0 \quad (2.73)$$

Daljim opadanjem ulaznog napona povećava se struja kroz diodu a napon na izlazu se ne menja i iznosi $-12V$, jer je zadovoljen uslov

$$U_{ul} \leq -R_1 \left[\frac{V_r}{R_2} - \frac{V_{cc}}{R_3} \right] \quad (2.74)$$

Za promenu je neophodno da ulazni napon počne da raste, tako da vrednost struje I_D počne da opada. Kada se struja sveđe na nulu u kolu opet nastupa promena, odakle se za gornji prag okidanja dobija



Slika 2.19:

$$V_{T2} = U_{ul} \Big|_{I_D=0} = R_1 \left[\frac{-V_r}{R_2} + \frac{V_{cc}}{R_3} \right] \quad (2.75)$$

Nepoznate otpornike lako određujemo iz sistema jednačina

$$\begin{aligned} V_{T2} = 3V &= R_1 \left[\frac{-V_r}{R_2} + \frac{V_{cc}}{R_3} \right] \\ V_{T1} = 1V &= -R_1 \left[\frac{V_r}{R_2} + \frac{V_{cc}}{R_3} \right] \end{aligned} \quad (2.76)$$

odakle se dobija $R_2 = 12K$ i $R_3 = 2,5K$. Do ovih vrednosti se takođe lako dolazi na sledeći način. Centar histerezisa ima vrednost

$$V_C = \frac{V_{T2} + V_{T1}}{2} = -\frac{R_1}{R_2} V_r = \frac{3+1}{2} = 2V \quad (2.77)$$

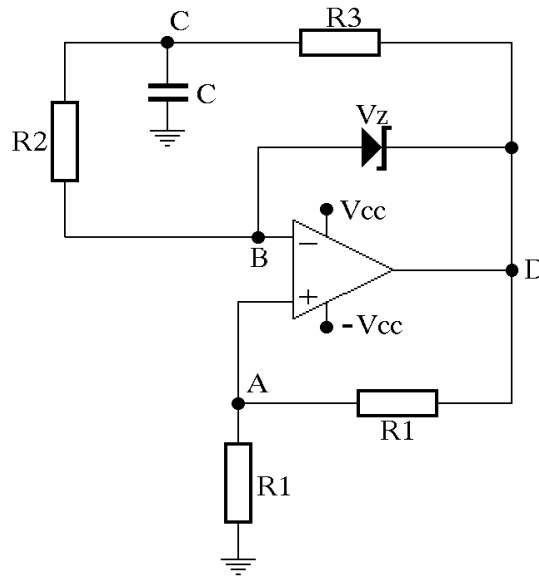
Histerezis ima vrednost

$$V_H = V_{T2} - V_{T1} = 2\frac{R_1}{R_3} V_{cc} = 3 - 1 = 2V \quad (2.78)$$

Osim što se iz ovih izraza jednostavno određuju nepoznati otpornici, iz izraza 2.77 i 2.78 vidimo da otpornik R_2 ima uticaj samo na položaj centra histerezisa a otpornikom R_3 se podešava vrednost samog histerezisa.

Prenosna karakteristika kola je prikazana na slici 2.19.

2.6 Za astabilni multivibrator sa slike 2.20 izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B, C i D. Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_Z = 4V$, $V_d = 0,6V$, $R_1 = 5K$, $R_2 = 2K$, $R_3 = 3K$ i $C = 20nF$. Operacioni pojačavač se može smatrati idealnim ($R_{ul} \rightarrow \infty$, $A \rightarrow \infty$, $R_{iz} = 0\Omega$).



Slika 2.20:

Rešenje:

Ako bi napon na izlazu operacionog pojačavača iznosio

$$U_D = V_{cc} = 12V, \quad (2.79)$$

tada je

$$U_A = \frac{R_1}{2R_1} U_D = 6V. \quad (2.80)$$

Zbog visokog napona na izlazu Zener dioda radi u probuju pa je

$$U_B = U_D - V_Z = 8V. \quad (2.81)$$

Naponi na ulazu operacionog pojačavača su takvi ($U_B > U_A$ tj. $U_- > U_+$) da bi na izlazu operacionog pojačavača napon bio nizak,

$$U_D = -V_{cc}, \quad (2.82)$$

što je suprotno predpostavljenoj vrednosti.

Kako operacioni pojačavač nije u zasićenju ($U_D < V_{cc}$), zbog konačne vrednosti izlaznog napona zaključujemo da je

$$U_{ul-OP} = U_D/A = 0 \Leftrightarrow U_A = U_B. \quad (2.83)$$

Zbog pozitivne vrednosti izlaznog napona Zener dioda je u probuju tako da je

$$U_B = U_D - V_Z \quad (2.84)$$

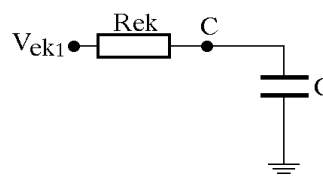
a otporni razdelnik definiše napon u tački A,

$$U_A = \frac{R_1}{2R_1} U_D = U_D/2. \quad (2.85)$$

Izjednačavanjem napona u tačkama A i B dobija se

$$\begin{aligned} U_D(0^-) &= 2V_Z = 8V \\ U_A(0^-) &= U_B(0^-) = U_D/2 = 4V. \end{aligned} \quad (2.86)$$

Primetimo da ako otpornici u razdelniku u grani povratne sprege operacionog pojačavača (R_1) nisu identični ili se koristi Zener dioda sa većim probojnim naponom, stiču se uslovi da izlaz operacionog pojačavača bude u zasićenju



Slika 2.21:

Ekvivalentno kolo punjenja kondenzatora je dato na slici 2.21, gde je

$$\begin{aligned} R_{ek} &= \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 1,2K \\ V_{ek1} &= \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_B + \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_D = 5,6V \end{aligned} \quad (2.87)$$

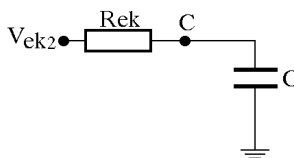
Zbog punjenja kondenzatora ka asimptotskoj vrednosti V_{ek1} , napon tačke C raste. Kako je napon tačke B konstantan unutar kvazistabilnog stanja, s vremenom opada struja kroz otpornik R_2 , koja ujedno predstavlja struju Zener diode. U trenutku $t = 0$, zbog izjednačavanja napona u tački C sa naponom tačke B , gasi se Zener dioda jer

se struja kroz ovu diodu svodi na nulu a kolo prelazi u drugo kvazistabilno stanje u kome je izlazni napon operacionog pojačavača negativan.

Napon na kondenzatoru ne može da se promeni trenutno tako da je

$$U_C(0^+) = U_C(0^-) = 4V. \quad (2.88)$$

Za negativne vrednosti izlaznog napona dioda je direktno polarisana a napon na njoj ima vrednost V_d . Ako pretpostavimo da je



Slika 2.22:

$$U_D = -V_{cc} = -12V, \quad (2.89)$$

tada je

$$U_A = U_D/2 = -6V. \quad (2.90)$$

Napon u tački B ima vrednost

$$U_B = U_D + V_d = -11,4V. \quad (2.91)$$

Vidimo da je $U_A > U_B$, što ne odgovara pretpostavci, tako da ni sada nije moguć rad operacionog pojačavača u zasićenju. Slično računu iz trenutka $t = 0^-$, iz jednačina

$$U_A = \frac{R_1}{2R_1} U_D = \frac{1}{2} U_D \quad (2.92)$$

$$U_B = U_D + V_d = U_A$$

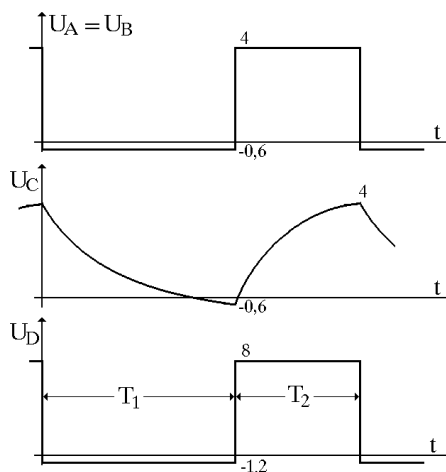
se dobija

$$\begin{aligned} U_D(0^+) &= -2V_d = -1,2V \\ U_A = U_B &= -0,6V. \end{aligned} \quad (2.93)$$

U ovom kvazistabilnom stanju se kondenzator C prazni. Kolo je prikazano na slici 2.22 čiji su parametri

$$\begin{aligned} R_{ek} &= \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 1,2K \\ V_{ek2} &= \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_B + \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_D = -0,84V \end{aligned} \quad (2.94)$$

Kondenzator se prazni



Slika 2.23:

$$U_C(t) = V_{ek2} - [V_{ek2} - U_C(0^+)]e^{-t/\tau} \quad (2.95)$$

sa vremenskom konstantom $\tau = CR_{ek} = 24\mu s$, dok ne dođe do kočenja diode, zbog izjednačavanja napona tačke C sa naponom tačke B , kada struja kroz diodu tj. otpornik R_2 ima vrednost nula. Iz izraza 2.95 se za trajanje kvazistabilnog stanja dobija

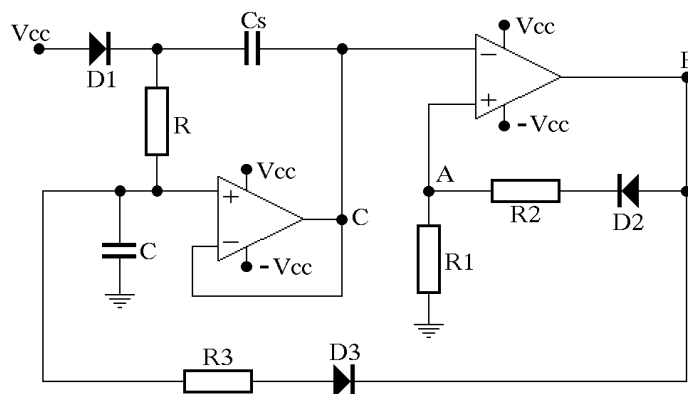
$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{ek2} - U_C(0^+)}{V_{ek2} - U_C(T_1^-)} = 72,1\mu s \quad (2.96)$$

S obzirom da je vremenska konstanta punjenja ista, za određivanje trajanja drugog kvazistabilnog stanja u izraz 2.95 treba V_{ek2} zameniti sa V_{ek1} odakle se dobija

$$T_2 = \tau \ln \frac{V_{ek1} - U_C(T_1^+)}{V_{ek1} - U_C(T_2^-)} = 32,5\mu s \quad (2.97)$$

Talasnici napona u svim tačkama su prikazani na slici 2.23.

2.7 Za astabilno kolo sa slike 2.24 odrediti trajanje kvazistabilnih stanja i izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B i C . Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_d = 0V$, $R = 5K$, $R_1 = 8K$, $R_2 = 4K$, $R_3 = 2K$, $C = 100nF$ i $C_S \rightarrow \infty$.



Slika 2.24:

Rešenje:

U kolu sa slike 2.24 prvi operacioni pojačavač je iskorišćen za realizaciju Butstrep integratora. Kondenzator C_s , postavljen između ulaza i izlaza operacionog pojačavača koji radi sa jediničnim pojačanjem, igra ulogu naponskog generatora, tako da sve promene napona na ulazu jediničnog pojačavača, nastale zbog punjenja kondenzatora C , se u celosti prenose kroz pojačavač i kondenzator C_s na drugi kraj otpornika R , održavajući na taj način napon na otporniku R konstantnim.

Za vreme generisanja linearno rastućeg napona u tački C dioda D_1 ne vodi zbog rasta napona na njenoj katodi, tako da se punjenje kondenzatora C odvija na račun

pražnjenja kondenzatora C_s . S obzirom na vrednost kapacitivnosti kondenzatora C_s , zanemarimo promene napona na njemu pri određivanju trajanja kvazistabilnih stanja. U realnim uslovima kondenzator C_s se dopunjuje preko baterije V_{cc} , diode D_1 i izlaza operacionog pojačavača pred kraj pražnjenja kondenzatora C kada je napon na katodi diode dovoljno nizak da ona provede. Drugi operacioni pojačavač radi kao komparator sa invertujućom prenosnom karakteristikom koja poseduje histerezis.

Uzećemo da napon na kondenzatoru C_s , koji se ne menja u vremenu, vrlo brzo zbog male otpornosti diode i male izlazne otpornosti operacionog pojačavača dostiže vrednost

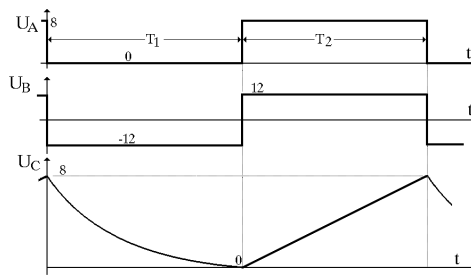
$$U_{C_s} = V_{cc} - V_d = 12V. \quad (2.98)$$

Neka je na izlazu komparatora napon visok

$$U_B(0^-) = V_{cc} = 12V. \quad (2.99)$$

Tada dioda D_2 vodi a napon tačke A je definisan otpornim razdelnikom i iznosi

$$U_A(0^-) = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(U_B - V_d) = 8V. \quad (2.100)$$



Slika 2.25:

Zbog visokog napona u tački B dioda D_3 ne vodi. Struja kroz otpornik R je konstantna

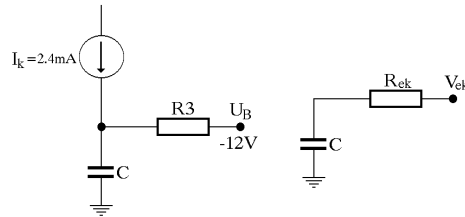
$$I_R = I_k = \frac{U_{C_s}}{R} = 2,4mA \quad (2.101)$$

i puni kondenzator C , zbog čega se napon na njemu menja linearno.

Da bi na izlazu komparatora napon bio visok zadovoljeno je $U_A \geq U_C$. Međutim kako napon tačke C linearno raste u jednom trenutku se ova dva napona izjednačavaju tako da je

$$U_C(0^-) = U_A = 8V. \quad (2.102)$$

Posle promene stanja na izlazu komparatora je nizak naponski nivo



Slika 2.26:

$$U_B(0^+) = -V_{cc} = -12V. \quad (2.103)$$

Sada dioda D_2 ne vodi pa je

$$U_A(0^+) = 0V. \quad (2.104)$$

Dioda D_3 provede čime su stvoreni uslovi za pražnjenje kondenzatora C . Ekvivalentno kolo pražnjenja je dato na slici 2.26 sa parametrima

$$\begin{aligned} R_{ek} &= R_3 = 2K \\ V_{ek} &= U_B + R_{ek}I_k = -7,2V. \end{aligned} \quad (2.105)$$

Napon tačke C opada

$$U_C(t) = V_{ek} - [V_{ek} - U_C(0^+)]e^{-t/\tau}, \quad \tau = R_{ek}C = 200\mu s \quad (2.106)$$

sve dok ne dođe do okidanja komparatora što se dešava pri izjednačavanju napona u tačkama A i C , tako da se za trajanje ovog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{ek} - U_C(0^+)}{V_{ek} - U_C(T_1^-)} = 149,4\mu s \quad (2.107)$$

Posle promene stanja na izlazu komparatora je

$$U_B(T_1^+) = 12V, U_A(T_1^+) = 8V. \quad (2.108)$$

Dioda D_3 ne vodi a napon tačke C linearno raste zbog konstantne struje kroz kondenzator C ,

$$U_C(t) = U_C(T_1) + \frac{I_k}{C}t \quad (2.109)$$

sve dok ne dođe do ponovnog okidanja komparatora što se zbiva kada je

$$U_C(T_2^-) = U_A(T_2^-) = 8V \quad (2.110)$$

tako da se za trajanje drugog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_2 = \frac{[U_C(T_2) - U_C(T_1)]C}{I_k} = 333,33\mu s \quad (2.111)$$

2.8 Za generator pravougaonih i testerastih impulsa sa slike 2.27

a) izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B i C .

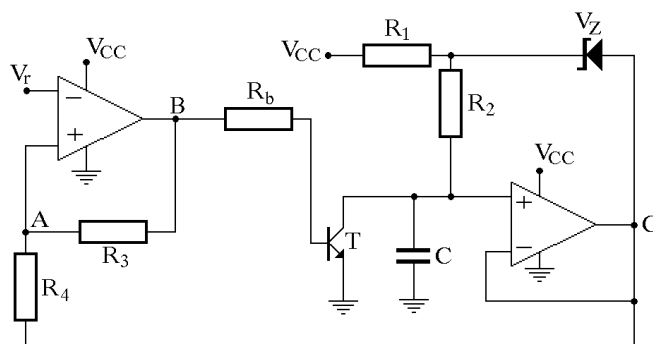
b) Odrediti maksimalno dozvoljenu vrednost za otpornik R_1 tako da je napon u tački C i dalje linearno promenljiv.

Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_r = 4V$, $V_Z = 3V$, $V_{be} = V_{bes} = 0,6V$, $V_{ces} = 0,2V$, $\beta = 100$, $R_1 = 220\Omega$, $R_2 = 1,5K$, $R_3 = 15K$, $R_4 = 5K$, $R_b = 22K$ i $C = 10nF$.

Rešenje:

a) Prvi operacioni pojačavač radi sa pozitivnom povratnom spregom kao regenerativni komparator. Na otpornom razdelniku $R_3 - R_4$ određujemo napon tačke A kao

$$U_A = \frac{R_4}{R_3 + R_4}U_B + \frac{R_3}{R_3 + R_4}U_C = \frac{3}{4}U_C + \frac{1}{4}U_B \quad (2.112)$$



Slika 2.27:

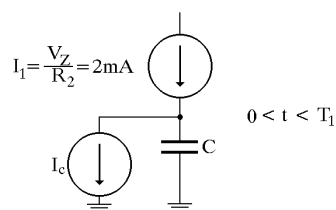
Drugi operacioni pojačavač je iskorišćen za realizaciju butstrep integratora. S obzirom da radi kao jedinični pojačavač napon na otporniku R_2 iznosi V_Z tako da se kondenzator puni konstantnom strujom

$$I_1 = \frac{V_Z}{R_2} = 2mA. \quad (2.113)$$

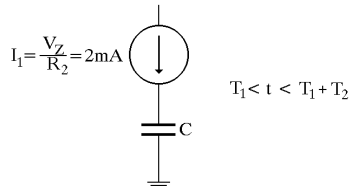
Kondenzator se prazni kolektorskom strujom tranzistora T kada on provede zbog visokog napona na izlazu prvog operacionog pojačavača kojim je realizovan naponski komparator. Neka je

$$U_B(0^-) = 0V. \quad (2.114)$$

Tada tranzistor T ne vodi. Kondenzator C se puni tako da raste napon u tački C a s obzirom na izraz 2.112 raste i napon tačke A .



Slika 2.28:



Slika 2.29:

U tački B napon je $0V$ ako je $V_r > U_A$. Kako napon tačke A tada raste, analizu krećemo u trenutku kada je

$$U_A(0^-) = V_r = 4V \quad (2.115)$$

a iz izraza 2.112 sračunavamo

$$U_C(0^-) = U_k = 5,33V. \quad (2.116)$$

Sada dolazi do promene na izlazu regenerativnog komparatora tako da je u sledećem kvazistabilnom stanju

$$U_B(0^+) = V_{cc} = 12V. \quad (2.117)$$

Napon na kondenzatoru ne može da se promeni naglo tako da zadržava vrednost

$$U_k(0^-) = U_k(0^+) = U_C = 5,33V \quad (2.118)$$

a iz izraza 2.112 se dobija

$$U_A(0^+) = 7V > V_r \Rightarrow U_B = 12V. \quad (2.119)$$

Pozitivan napon u tački B učini da tranzistor T provede. Kako je

$$U_k = U_{ce} > V_{ces} \quad (2.120)$$

on radi u aktivnom režimu sa kolektorskom strujom

$$I_c = \beta \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_b} = 51,8mA \quad (2.121)$$

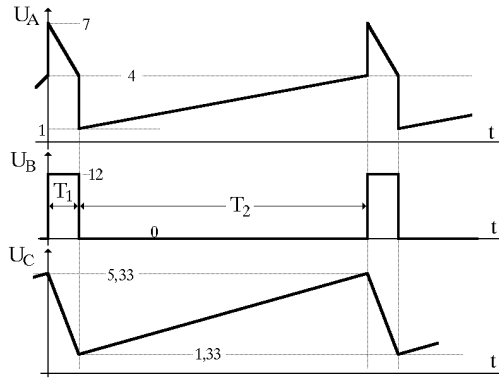
zbog čega se kondenzator C prazni.

$$U_C(t) = U_C(0^+) - \frac{[I_c - I_1]}{C}t \quad (2.122)$$

Napon u tački C opada a iz izraza 2.112 vidimo da opada i napon u tački A sve dok ne dođe do okidanja komparatora kada je $U_A = V_r$. Tada napon na kondenzatoru iznosi

$$U_k(T_1^-) = U_C = \frac{4}{3}V_r - \frac{1}{3}U_B = 1,33V \quad (2.123)$$

na osnovu čega se iz izraza 2.122 za trajanje kvazistabilnog stanja dobija



Slika 2.30:

$$T_1 = \frac{[U_C(0^+) - U_C(T_1^-)] \cdot C}{I_c - I_1} = \frac{4C}{49,8mA} = 0,803\mu s \quad (2.124)$$

Za $t > T_1$ je

$$U_B = 0V. \quad (2.125)$$

Napon na kondenzatoru se ne menja naglo,

$$U_C(T_1^+) = U_C(T_1^-) = 1,33V, \quad (2.126)$$

tako da se zbog pada napona u tački B trenutno menja napon tačke A na vrednost

$$U_A(T_1^+) = \frac{3}{4}U_C(t^+) + \frac{1}{4}U_B(T_1^+) = \frac{3}{4}1,33 + \frac{1}{4}0 = 1V. \quad (2.127)$$

Tranzistor T sada ne vodi pa se kondenzator C puni strujom I_1

$$U_C(t) = U_C(T_1^+) + \frac{I_1}{C}t \quad (2.128)$$

sve dok ne dodje do okidanja komparatora za

$$U_A(T_2^-) = V_r = 4V, \quad (2.129)$$

kada je

$$U_C(T_2^-) = 5,33V \quad (2.130)$$

kao i u trenutku $t = 0$, tako da se iz izraza 2.128 dobija

$$T_2 = \frac{[U_C(T_2^-) - U_C(T_1^+)]C}{I_1} = \frac{[5,33 - 1,33]C}{I_1} = 20\mu s \quad (2.131)$$

b) Kroz otpornik R_1 teče struja iz baterije V_{cc} koja se sastoji od konstantne struje I_1 , kojom se puni kondenzator, i struje koja teče kroz Zener diodu koja radi u probiju

$$I_{R_1} = I_Z + I_{R_2}. \quad (2.132)$$

Kada se kondenzator puni napon tačke C raste zbog čega struja kroz otpornik R_1 opada. Napon na kondenzatoru je linearno promenljiv sve dok je struja punjenja konstantna a to je slučaj dok Zener dioda radi u probiju i održava konstantni napon na otporniku R_2 tj. kada je zadovoljen uslov

$$I_{R_1} \geq I_{R_2} = 2mA \quad (2.133)$$

odakle se iz izraza

$$\frac{V_{cc} - (U_{C_{max}} + V_Z)}{R_{1_{max}}} = 2mA \quad (2.134)$$

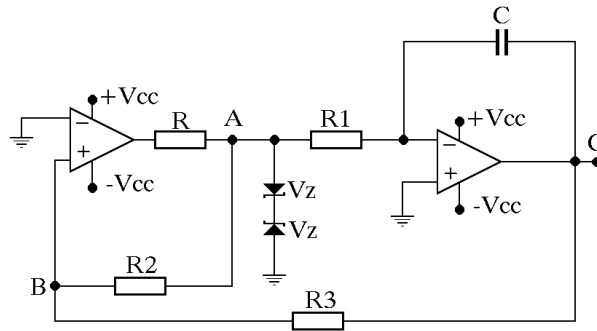
dobija $R_{1_{max}} = 1,83K$.

2.9 Za generator testerastog napona sa slike 2.31 odrediti vrednost otpornika R_1 tako da frekvencija izlaznog signala iznosi 10KHZ i izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B i C. Operacioni pojačavači se mogu smatrati idealnim. Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_Z = 6V$, $V_d = 0,6V$, $R = 100\Omega$, $R_2 = 68K$, $R_3 = 33K$ i $C = 3,3nF$.

Rešenje:

Prvi operacioni pojačavač radi kao regenerativni komparator sa nevertujućom prenosnom karakteristikom. Otpornikom R se ograničava struja izlaznog stepena i obara izlazni napon operacionog pojačavača, da bi u tački A bio definisan probojnim naponom Zener diode. Kada je na izlazu komparatora visok naponski nivo

$$V_{iz\ OP1} = V_{OH} \approx V_{cc}, \quad (2.135)$$



Slika 2.31:

napon tačke A ima vrednost

$$U_A(0^-) = V_Z + V_d = 6,6V \quad (2.136)$$

jer je donja Zener dioda u proboju a gornja je direktno polarisana. Kako je

$$U_B = \frac{R_3}{R_2 + R_3}U_A + \frac{R_2}{R_2 + R_3}U_C \quad (2.137)$$

a promena u kolu nastupa kada napon tačke B dostigne nultu vrednost

$$U_B(0^-) = 0V, \quad (2.138)$$

zbog pozitivnog napona u tački A struja kroz R_1 teče ka izlazu kola kroz kondenzator tako da u tački C napon opada dostižući minimalnu vrednost

$$U_{Cmin} = U_C(0^-) = -\frac{R_3}{R_2}U_A = -3,2V \quad (2.139)$$

Drugi operacioni pojačavač je iskorišćen za realizaciju Milerovog integratora. Kod astabilnih kola izlazni napon Milerovog integratora je unutar opsega napona napajanja a

$$U_{ul\ OP2} = \frac{U_{iz\ OP2}}{A} = \frac{U_C}{A} = 0, \quad (2.140)$$

s obzirom da je pojačanje idealnog operacionog pojačavača $A \rightarrow \infty$, tako da je u kolu sa slike invertujući ulaz drugog operacionog pojačavača na nultom potencijalu pa je izlazni napon (napon tačke C) jednak naponu na kondenzatoru.

Posle završenog regenerativnog procesa na izlazu komparatora je nizak naponski nivo

$$U_{iz\ OP1} = V_{OL} \approx -V_{cc}, \quad (2.141)$$

zbog čega gornja Zener dioda radi u proboju a donja je direktno polarisana tako da je

$$U_A(0^+) = -V_Z - V_d = -6,6V. \quad (2.142)$$

Napon na kondenzatoru se ne može naglo da promeni,

$$U_C(0^+) = U_C(0^-) = -3,2V, \quad (2.143)$$

a iz izraza 2.137 određujemo napon tačke B na početku kvazistabilnog stanja u kome izlazni napon raste,

$$U_B(0^+) = -4,31V. \quad (2.144)$$

S obzirom da zbog velikog pojačanja zanemarujemo varijacije ulaznog napona operacionog pojačavača kao i njegovu ulaznu otpornost, struja kroz otpornik R_1 je konstantna i iznosi

$$I = \frac{U_- - U_A(0^+)}{R_1} = \frac{6,6V}{R_1} \quad (2.145)$$

U drugom kvazistabilnom stanju se menja samo znak napona u tački A , odnosno struja kroz otpornik R_1 menja samo smer. To znači, zbog linearnih veza izlaznog napona i struje kroz kondenzator, da su oba kvazistabilna stanja iste dužine trajanja. I pri rastu izlaznog napona promene u kolu izaziva regenerativni komparator kada napon tačke B prolazi kroz nulu pa se za

$$U_B(T_1) = 0V \quad (2.146)$$

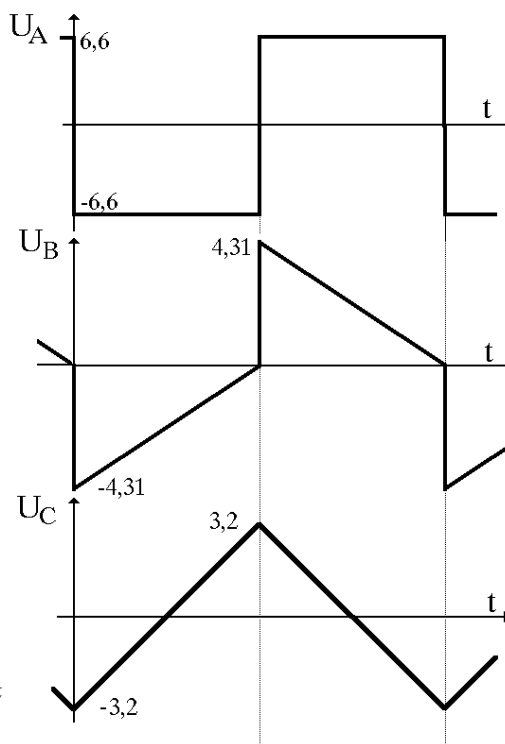
dobija iz izraza 2.137

$$U_C(T_1) = 3,2V. \quad (2.147)$$

Konstantna struja kondenzatora utiče na linearnu promenu izlaznog napona

$$U_C(t) = U_C(0^-) + \frac{I}{C}t = -3,2 + \frac{6,6}{R_1 C}t \quad (2.148)$$

pa se za poluperiodu izlaznog signala dobija



Slika 2.32:

$$T_1 = T_2 = \frac{T}{2} = \frac{6,4R_1C}{6,6} = \frac{1}{2f} = 50\mu s \quad (2.149)$$

odakle se dobija vrednost nepoznatog otpornika

$$R_1 = 15,6K. \quad (2.150)$$

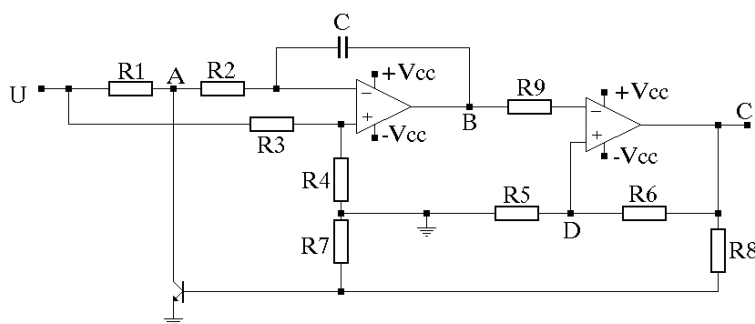
Na početku narednog kvazistabilnog stanja skokovita promena napona u tački A izaziva skok napona u tački B na početnu vrednost

$$U_B = 4,31V. \quad (2.151)$$

Talasni oblici napona su prikazani na slici 2.32.

Za negativne ulazne napone na ulazu Milerovog integratora smer struje kroz kondenzator je takav da izlazni napon raste a za pozitivne ulazne napone izlazni napon opada. Zbog ove činjenice, za realizaciju astabilnog kola u kome je Milerov integrator izvor promenljivog napona neophodno je koristiti komparatore sa neinvertujućom prenosnom karakteristikom.

2.10 Za kolo sa slike 2.33 izvesti izraz za frekvenciju oscilovanja u funkciji kontrolnog napona U ($0 < U < 10V$). Izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B , C i D za $U=10V$. Operacioni pojačavači se mogu smatrati idealnim. Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_{be} = V_{bes} = V_{ces} = 0V$, $\beta = 50$, $R_1 = R_2 = 39K$, $R_3 = 2R_4 = 56K$, $R_5 = R_9 = 10K$, $R_6 = 18K$, $R_7 = R_8 = 100K$ i $C = 1nF$.



Slika 2.33:

Rešenje:

U kolu sa slike prvi operacioni pojačavač je iskorišćen za realizaciju Milerovog integratora, tako da je napon u tački B linearno promenljiv. Drugi operacioni pojačavač ima pozitivnu povratnu spregu preko otpornog razdelnika R_5 , R_6 pa radi kao komparator sa invertujućom prenosnom karakteristikom. Napon na izlazu komparatora može da ima vrednost

$$U_C = +V_{cc} = 12V \quad (2.152)$$

ili

$$U_C = -V_{cc} = -12V \quad (2.153)$$

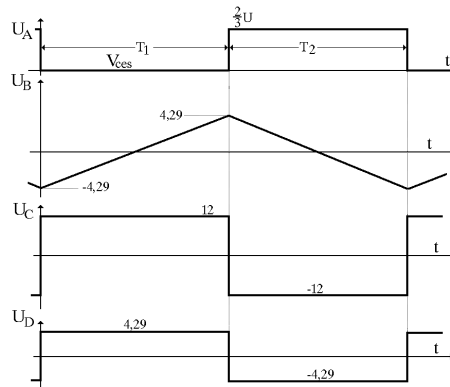
a gornji prag okidanja komparatora iznosi

$$V' = V_{Dmax} = \frac{R_5}{R_5 + R_6} V_{Cmax} = 4,29V, \quad (2.154)$$

dok donji prag okidanja ima vrednost

$$V'' = V_{Dmin} = \frac{R_5}{R_5 + R_6} V_{Cmin} = -4,29V. \quad (2.155)$$

Istovremeno komparator služi i za kontrolu rada tranzistora. Kada je napon na izlazu komparatora nizak tranzistor je isključen. S obzirom da je ulazni napon U pozitivan, smer struje koja teče kroz otpornike R_1 i R_2 i kondenzator C je takav da napon u tački B opada. Kada je napon na izlazu komparatora visok tranzistor provede i drži nizak napon na svom kolektoru. Sada se struja sa ulaza koja stiže kroz otpornik R_1 sabira sa strujom koja teče kroz kondenzator i otpornik R_2 formirajući kolektorsku struju tranzistora.



Slika 2.34:

Neka je

$$U_C(0^-) = -V_{cc} = -12V \Rightarrow U_D(0^-) = -4,29V \quad (2.156)$$

tako da tranzistor ne vodi. Napon na neinvertujućem ulazu operacionog pojačavača u kolu Milerovog integratora je konstantan u oba kvazistabilna stanja i iznosi

$$U_X = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U = \frac{U}{3} \quad (2.157)$$

S obzirom da je pojačanje operacionog pojačavača veliko $A \rightarrow \infty$ njegov ulazni napon iznosi

$$U_{ulOP} = \frac{U_B}{A} = 0 \quad (2.158)$$

tako da je i na invertujućem ulazu u svakom trenutku prisutan napon vrednosti

$$U_- = U_X = \frac{U}{3}. \quad (2.159)$$

Na osnovu ovoga se može odrediti napon tačke A kao

$$U_A(0^-) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_X = \frac{2U}{3} \quad (2.160)$$

U ovom kvazistabilnom stanju struja kroz kondenzator je iznosila

$$I_{k1} = \frac{U - U_X}{R_1 + R_2} = \frac{U}{3(R_1 + R_2)} \quad (2.161)$$

Napon na izlazu Milerovog integratora je opadao tako da na kraju kvazistabilnog stanja dolazi do okidanja komparatora zbog izjednačavanja napona u tačkama B i D , tj.

$$U_B(0^-) = U_D(0^-) = -4,29V. \quad (2.162)$$

Posle okidanja komparatora je

$$U_C(0^+) = V_{cc} = 12V \quad (2.163)$$

$$U_D(0^+) = 4,29V. \quad (2.164)$$

Pretpostavimo da tranzistor vodi u zasićenju. Tada je

$$U_A(0^+) = V_{ces} = 0V \quad (2.165)$$

a struje kroz otpornike R_1 i R_2 iznose

$$\begin{aligned} I_{R_1} &= \frac{U - U_A}{R_1} = \frac{U}{R_1} = 256,4\mu A \quad \text{za} \quad U = 10V \\ I_{R_2} &= \frac{U_X - U_A}{R_2} = \frac{U}{3R - 2} = 85,5\mu A \quad \text{za} \quad U = 10V \end{aligned} \quad (2.166)$$

tako da je kolektorska struja tranzistora

$$I_c = I_{R_1} + I_{R_2} \quad (2.167)$$

a njena maksimalna vrednost iznosi $341,9 \mu A$ kada je ulazni napon $U = 10V$. U baznom kolu tranzistora ekvivalentna otpornost iznosi

$$R_{ek} = \frac{R_7 R_8}{R_7 + R_8} = 50K \quad (2.168)$$

a napon

$$V_{ek} = \frac{R_7}{R_7 + R_8} V_{cc} = 6V \quad (2.169)$$

tako da bazna struja ima vrednost

$$I_b = \frac{V_{ek} - V_{be}}{R_{ek}} = 120\mu A \quad (2.170)$$

To znači da je maksimalna vrednost kolektorske struje sa kojom tranzistor jos uvek radi u zasićenju

$$I_{csmax} = \beta I_b = 6mA. \quad (2.171)$$

Za maksimalni ulazni napon $U = 10V$ kolektorska struja ima vrednost $341,9\mu A$ tako da je tranzistor u zasićenju za sve moguće vrednosti ulaznog napona. U ovom

kvazistabilnom stanju kada tranzistor vodi, napon na izlazu Milerovog integratora raste

$$U_B(t) = U_B(0) + \frac{I_{k1}t}{C} = U_B(0) + \frac{Ut}{3R_2C} \quad (2.172)$$

sve dok ne dostigne gornji prag okidanja komparatora tako da se za trajanje kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = [V' - U_B(0)] \frac{3R_2C}{U} = \frac{24,74R_2C}{U} \approx \frac{10^{-3}}{U} \quad (2.173)$$

U drugom kvazistabilnom stanju tranzistor je zakočen a napon na izlazu Milerovog integratora opada

$$U_B(t) = U_B(T_1) + \frac{I_{k2}t}{C} = U_B(T_1) - \frac{2Ut}{3(R_1 + R_2)C} \quad (2.174)$$

do ponovnog okidanja komparatora kada se njegov ulazni napon izjednači sa donjim pragom, odakle se za trajanje drugog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_2 = [U_B(T_1) - V''] \frac{3(R_1 + R_2)C}{2U} = \frac{25,74(R_1 + R_2)C}{2U} \approx \frac{10^{-3}}{U} \quad (2.175)$$

a za frekvenciju rada kola

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{\frac{25,74C(2R_2 + R_1 + R_2)}{2U}} \\ &= \frac{2U}{25,74C(3R_2 + R_1)} = \frac{10^3 U}{2} \end{aligned} \quad (2.176)$$

Iz izraza 2.176 vidimo da je frekvencija izlaznih impulsa direktno srazmerna kontrolnom naponu U tj. da kolo radi kao konvertor napona u frekvenciju.

2.11 Na slici 2.35 je prikazano astabilno kolo za generisanje pravougaonih i trougaonih impulsa. Pojačanje izlaznog pojačavača može se podešavati promenom vrednosti otpornosti R_6 .

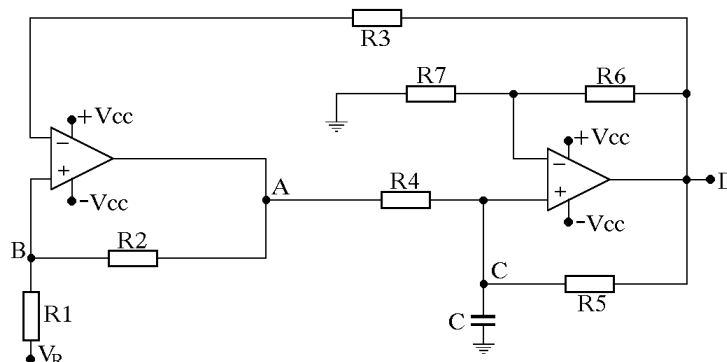
a) Izračunati vrednost otpornika R_6 za koju se dobija maksimalna linearnost trougaonog napona.

b) Za tako određenu vrednost otpornika R_6 odrediti frekvenciju oscilacija i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B , C i D .

Smatrati da su upotrebljeni operacioni pojačavači idealni. Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_R = 6V$, $R_1 = 8K$, $R_2 = 22K$, $R_3 = 6K$, $R_4 = 10K$, $R_5 = 5K$, $R_7 = 20K$ i $C = 20nF$.

Rešenje:

a) Prvi operacioni pojačavač radi kao komparator čiji se nivoi komparacije mogu odrediti iz izraza



Slika 2.35:

$$U_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_R \quad (2.177)$$

Da bi na izlazu komparatora bio prisutan visok naponski nivo

$$U_A = V_{cc} = 12V \quad (2.178)$$

neophodno je da bude zadovoljen uslov

$$U_B \geq V_D, \quad (2.179)$$

tj. smenom u izraz 2.177 dobija se

$$U_B = 7,6V \geq V_D. \quad (2.180)$$

Zbog visokog napona u tački *A* puni se kondenzator *C*, tako da na izlazu integratora raste i napon tačke *D*. Do promene u kolu dolazi kada napon tačke *D* dostigne vrednost gornjeg praga okidanja komparatora, što se dešava kada se izjednače naponi na ulazu komparatora tj. za

$$U_D = U_B = V' = 7,6V. \quad (2.181)$$

Slično se određuje i donji prag okidanja komparatora, kada je

$$U_A = -V_{cc} = -12V. \quad (2.182)$$

Tada se iz izraza 2.177 dobija

$$U_B = 1,2V \leq U_D. \quad (2.183)$$

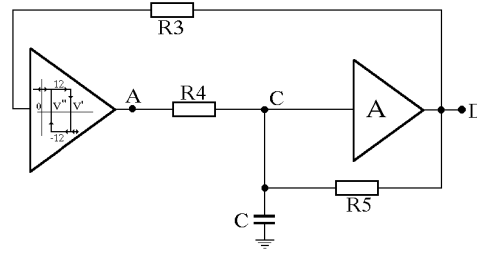
Zbog niskog napona u tački *A* kondenzator se prazni a komparator se okida prolaskom ulaznog napona operacionog pojačavača kroz nulu, tj. za

$$U_D = U_B = V'' = 1,2V. \quad (2.184)$$

Drugi operacioni pojačavač radi kao integrator, a sa slike 2.35 vidimo da za signale na neinvertujućem ulazu zbog negativne povratne sprege radi kao pojačavač pojačanja

$$A = 1 + \frac{R_6}{R_7} \quad (2.185)$$

tako da se kolo može predstaviti uprošćenom šemom sa slike 2.36.



Slika 2.36:

Da bi se na izlazu kola generisao linearno promenljiv napon, struja punjenja kondenzatora

$$I_k = I_{R_4} + I_{R_5} = \frac{U_A - U_C}{R_4} + \frac{U_D - U_C}{R_5} = \frac{U_A}{R_4} + U_C \left[\frac{A - 1}{R_5} - \frac{1}{R_4} \right] \quad (2.186)$$

mora da bude konstantna u vremenu, odnosno njen izvod jednak nuli

$$\frac{dI_k}{dt} = \frac{dU_C}{dt} \left[\frac{A - 1}{R_5} - \frac{1}{R_4} \right] = 0 \quad (2.187)$$

odakle se dobija uslov za vrednost pojačanja

$$A = 1 + \frac{R_5}{R_4} \quad (2.188)$$

jer je zbog punjenja kondenzatora napon na njemu promenljiv tj.

$$\frac{dU_C}{dt} \neq 0. \quad (2.189)$$

Iz izraza 2.188 i 2.185 dobija se potrebna vrednost otpornosti

$$R_6 = 10K \quad (2.190)$$

dok pojačanje ima vrednost

$$A = 1,5. \quad (2.191)$$

b) Smenom ovih vrednosti u izraz 2.186 struja kroz kondenzator postaje

$$I_k = \frac{U_A}{R_4} = 1,2mA. \quad (2.192)$$

Neka je

$$U_A(0^-) = 12V \quad \Rightarrow \quad U_B(0^-) = 7,6V. \quad (2.193)$$

Napon na kondenzatoru, kao i na izlazu pojačavača se menja linearno

Kondenzator se puni do vrednosti

$$U_D = V' = 7,6V \Rightarrow U_C(0^-) = U_D/A = 5,07V. \quad (2.194)$$

Posle okidanja komparatora je

$$U_A(0^+) = -12V \quad (2.195)$$

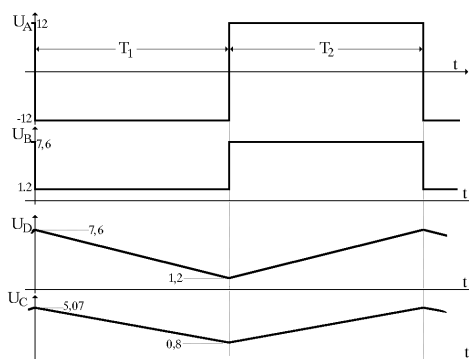
$$U_B(0^+) = 1,2V \quad (2.196)$$

a napon na kondenzatoru se ne menja naglo, tako da je

$$U_C(0^+) = U_C(0^-) = 5,07V \quad (2.197)$$

i

$$U_D(0^+) = 7,6V. \quad (2.198)$$



Slika 2.37:

$$U_D(t) = AU_C(t) = V' + \frac{AU_A(0^+)}{CR_4}t = 7,6 - 0,09t \quad t \text{ u } [\mu s] \quad (2.199)$$

dok se ne spusti na vrednost donjeg praga komparatora. Tada je

$$U_D(T_1) = V'' = 1,2V, \quad (2.200)$$

$$U_C(T_1) = U_D/A = 0,8V, \quad (2.201)$$

$$U_A(T_1^-) = -12V \quad (2.202)$$

i

$$U_B(T_1^-) = 1,2V, \quad (2.203)$$

odakle se za trajanje negativnog dela impulsa u tački A dobija

$$T_1 = [V' - V''] \frac{C}{AI_k} = 6,4/0,09 = 71,1\mu s \quad (2.204)$$

Kako napon u tački A samo menja znak, struja kroz kondenzator menja smer, zadržavajući vrednost od $1,2mA$, tako da se za trajanje pozitivnog dela impulsa u tački A dobija

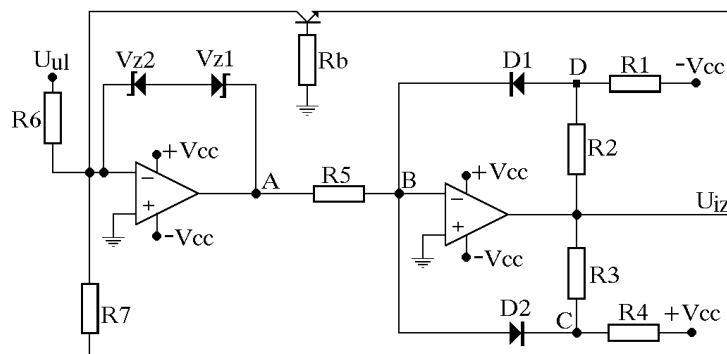
$$T_2 = T_1 \quad (2.205)$$

a frekvencija impulsa iznosi

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = 7,03kHz. \quad (2.206)$$

Odgovarajući talasni oblici napona su prikazani na slici 2.37.

2.12 Za naponski komparator sa slike 2.38 nacrtati prenosnu karakteristiku i odrediti vrednost otpornika R_b tako da histerzis ima vrednost $V_H = 5V$. Može se smatrati da su operacioni pojačavači idealni. Poznato je: $V_{cc} = 10V$, $V_{Z1} = 5,5V$, $V_{Z2} = 2,5V$, $V_{be} = U_D = 0,5V$, $V_{ces} = 0V$, $R_1 = 4K$, $R_2 = 1,8K$, $R_3 = 1,5K$, $R_4 = 3,8K$, $R_5 = 1,5K$, $R_6 = 1K$, $R_7 = 5K$ i $\beta = 30$.



Slika 2.38:

Rešenje:

Izlazni napon prvog operacionog pojačavača ograničen je probojnim naponom zener dioda u negativnoj povratnoj sprezi. Za dovoljno nizak ulazni napon (manji od gornjeg praga V') struja kroz otpornik R_6 ima takav smer da prva zener dioda radi u probiju a napon tačke A iznosi

$$U_A = V_{Z1} + V_{D2} = 6V. \quad (2.207)$$

Ako pretpostavimo da je izlazni napon manji od napona napajanja tada je

$$U_B = 0V \quad (2.208)$$

što omogućava određivanje struje kroz otpornik R_5 ,

$$I_{R_5} = \frac{U_A - U_B}{R_5} = 4mA. \quad (2.209)$$

Ova struja teče kroz diodu D_2 ka izlazu drugog operacionog pojačavača tako da je u tom slučaju

$$U_C = U_B - U_D = -0,5V. \quad (2.210)$$

Tada bi struja kroz otpornik R_4 iznosila

$$I_{R_4} = \frac{V_{cc} - U_C}{R_4} = 2,76mA, \quad (2.211)$$

odnosno

$$I_{R_3} = I_{R_5} + I_{R_4} = 6,76mA \quad (2.212)$$

a izlazni napon

$$U_{iz} = U_C - R_3 I_{R_3} = -10,64V < -V_{cc} \quad (2.213)$$

bi bio manji od minimalno mogućeg napona u kolu što je nemoguće. To znači da je izlazni napon ograničen na vrednost napajanja

$$U_{iz} = -V_{cc} = -10V. \quad (2.214)$$

Iz čvora u tački C može se izračunati napon te tačke jer je

$$\frac{U_C + V_{cc}}{R_3} = \frac{U_A - U_C - U_D}{R_5} + \frac{V_{cc} - U_C}{R_4} \quad (2.215)$$

odakle se dobija

$$U_C \left[\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_4} \right] = \frac{V_{cc}}{R_4} + \frac{U_A - U_D}{R_5} - \frac{V_{cc}}{R_3} \Rightarrow U_C = -0,23V \quad (2.216)$$

odnosno

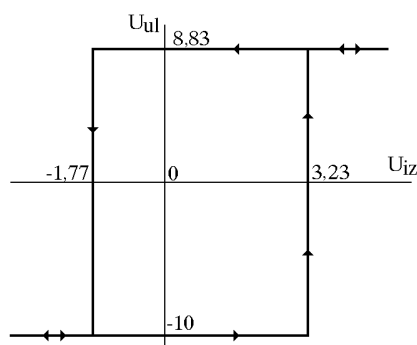
$$U_B = U_C + U_D = 0,27V. \quad (2.217)$$

Zbog niskog napona na izlazu kola tranzistor vodi u aktivnom režimu sa kolektorskom strujom

$$I_c = \beta \frac{-V_{be} - U_{iz}}{R_b}. \quad (2.218)$$

Pri rastu ulaznog napona opada struja kroz otpornik R_6 a time i struja kroz zener diode. Promena u kolu nastupa kada struja kroz granu sa zener diodama menja smer tj. kada je

$$I_D = 0 \quad (2.219)$$



Slika 2.39:

pa se iz izraza

$$\frac{U_{ul}}{R_6} = \beta \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_b} + \frac{V_{cc}}{R_7} \quad (2.220)$$

za gornji prag okidanja dobija

$$V' = \beta \frac{R_6}{R_b} (V_{cc} - V_{be}) + \frac{R_6}{R_7} V_{cc} \quad (2.221)$$

Za dovoljno visok ulazni napon u proboju radi druga zener dioda. Tada je

$$U_A = -V_{Z2} - U_D = -3V \quad (2.222)$$

a struja kroz otpornik R_5 ima vrednost

$$I_{R_5} = \frac{U_B - U_A}{R_5} = 2mA. \quad (2.223)$$

Ako je izlazni napon operacionog pojačavača manji od napona napajanja (odnosno njegov izlaz nije u zasićenju), biće

$$U_B = 0V \quad (2.224)$$

i

$$U_D = U_B + U_D = 0,5V \quad (2.225)$$

a struje u izlaznom kolu imaju vrednost

$$I_{R_1} = \frac{U_D - (-V_{cc})}{R_1} = 2,63mA \quad (2.226)$$

i

$$I_{R_2} = I_{R_1} + I_{R_5} = 5,63mA \quad (2.227)$$

tako da izlazni napon iznosi

$$U_{iz} = U_D + R_2 I_{R_2} = 8,83V < V_{cc} \quad (2.228)$$

što je i pretpostavljeno.

Iz uslova da pri opadanju ulaznog napona struja kroz zener diode menja smer za donji prag okidanja se dobija

$$\frac{U_{ul}}{R_6} = \frac{-U_{iz}}{R_7} \Rightarrow V'' = -\frac{R_6}{R_7} U_{iz} = -1,77V \quad (2.229)$$

Da bi histerezis imao vrednost 5V

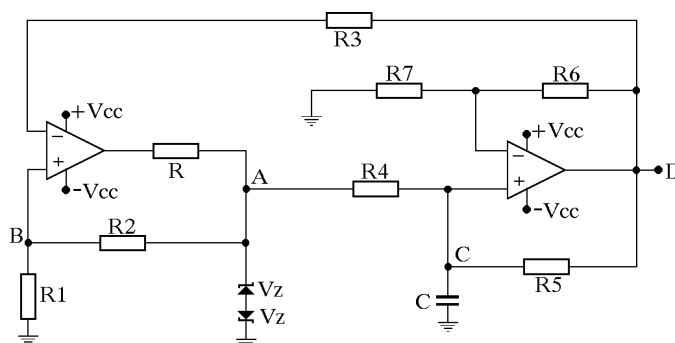
$$V_H = 5V = V' - V'', \quad (2.230)$$

korišćenjem izraza 2.221 i 2.229 se za otpornik u bazi tranzistora dobija

$$R_b = 231,7K. \quad (2.231)$$

Prenosna karakteristika kola je data na slici 2.39.

2.13 U kolu generatora sa slike 2.40, koji generiše pravougaone i trougaone impulse, otpornikom R_5 se podešava linearnost trouganih impulsa. Izračunati vrednost otpornika R_5 za koju se dobija maksimalna linearnost izlaznog trougaonog napona i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B , C i D . Smatrati da su upotrebljeni operacioni pojačavači idealni a napon na direktno polarisanoj diodi zanemarljiv. Poznato je: $V_{cc} = 12V$, $V_Z = 6V$, $V_D = 0V$, $R = 1,5K$, $R_1 = 10K$, $R_2 = 5K$, $R_3 = 10K$, $R_4 = 20K$, $R_6 = 22K$, $R_7 = 55$ i $C = 330nF$.



Slika 2.40:

Rešenje:

Princip rada ovog kola je već opisan u zadatku 2.12. Na izlazu komparatora sada je napon stabilisan na vrednost

$$U_A = \pm(V_Z + V_D) = \pm 6V \quad (2.232)$$

Pragovi okidanja komparatora su simetrični i određeni otpornim razdelnikom u kolu pozitivne povratne sprege i iznose

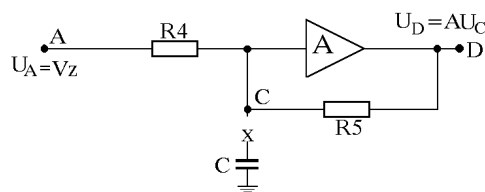
$$U_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A = \frac{10}{15} U_A = \pm 4V \quad (2.233)$$

Pretpostavimo da je u trenutku $t = 0^-$ napon u tački A bio

$$U_A(0^-) = -V_Z - V_D = -6V. \quad (2.234)$$

Onda je, s obzirom da se u trenutku $t = 0$ u kolu menja stanje, napon tačke D jednak nivou komparacije i iznosi

$$U_D(0^-) = U_B = V'' = -4V. \quad (2.235)$$



Slika 2.41:

Izlazni pojačavač zbog negativne povratne sprege ima pojačanje

$$A = 1 + \frac{R_6}{R_7} = 1,4 \quad (2.236)$$

tako da je napon na kondenzatoru

$$U_C(0^-) = U_D(0^-)/A = -2,86V. \quad (2.237)$$

Neposredno posle promene stanja je

$$U_A(0^+) = 6V, \quad (2.238)$$

$$U_B(0^+) = 4V, \quad (2.239)$$

$$U_C(0^+) = U_C(0^-) = -2,86V \quad (2.240)$$

i

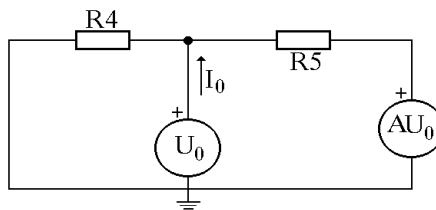
$$U_D(0^+) = AU_C = -4V. \quad (2.241)$$

Kako je napon tačke A pozitivan, kondenzator se puni strujom kroz R_4 a napon na kondenzatoru teži ka asimptotskoj vrednosti koja se može odrediti iz kola datog na slici 2.41, odakle se dobija

$$\frac{U_A - U_C(\infty)}{R_4} = \frac{U_C(\infty) - U_D(\infty)}{R_5} \quad (2.242)$$

$$U_C(\infty) = \frac{R_5 V_Z}{R_5 - 0,4R_4} \quad (2.243)$$

Vremenska konstanta kola može se odrediti izračunavanjem dinamičke otpornosti koja opterećuje kondenzator. Umesto kondenzatora priključuje se naponski izvor U_0 čime dobijamo uprošćeno kolo sa slike 2.42, odakle je



Slika 2.42:

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{U_0}{R_4} + \frac{U_0 - AU_0}{R_5} \\ &= \frac{U_0}{R_4} - \frac{0,4U_0}{R_5} \end{aligned} \quad (2.244)$$

što daje

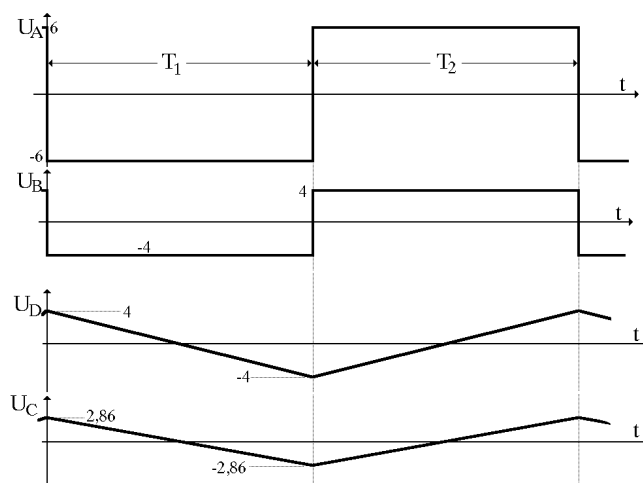
$$R_d = R_{ek} = \frac{U_0}{I_0} = \frac{R_4 R_5}{R_5 - 0,4R_4} \quad (2.245)$$

tj. vremenska konstanta ima vrednost

$$\tau = R_d C = C \frac{R_4 R_5}{R_5 - 0,4R_4} \quad (2.246)$$

Iz izraza 2.246 se vidi da vremenska konstanta može biti i pozitivna i negativna, što je posledica jake pozitivne povratne sprege preko otpornika R_5 . Izlazni napon kola dat je izrazom

$$\begin{aligned}
 U_D(t) = AU_C(t) &= AU_C(\infty) - [AU_C(\infty) - V'']e^{-t/\tau} \\
 &= \frac{1,4R_5V_Z}{R_5 - 0,4R_4} - \left[\frac{1,4R_5V_Z}{R_5 - 0,4R_4} - V'' \right] e^{-t/\tau} \\
 &= V'' + \frac{1,4V_Z}{CR_4}t
 \end{aligned}
 \tag{2.247}$$



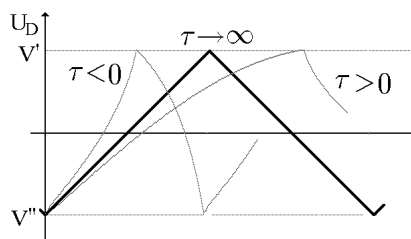
Slika 2.43:

pri čemu je zadnji izraz dobijen za

$$R_5 = 0,4R_4 = 8K, \tag{2.248}$$

kada $\tau \rightarrow \infty$ i razvojem eksponencijalne funkcije u red

$$e^{-t/\tau} = 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} - \dots \tag{2.249}$$



Slika 2.44:

Trajanje kvazistabilnog stanja T_1 se određuje iz uslova

$$U_D(T_1) = V' = 4V \tag{2.250}$$

iz čega se dobija

$$T_1 = \left[V' - V'' \right] \frac{CR_4}{1.4V_Z} = 6.29ms \quad (2.251)$$

U drugom kvazistabilnom stanju napon tačke A ima vrednost

$$U_A = -6V \quad (2.252)$$

tako da struja zadržava istu vrednost menjajući samo smer proticanja kroz kondenzator pa je

$$T_2 = T_1 = 6.29ms. \quad (2.253)$$

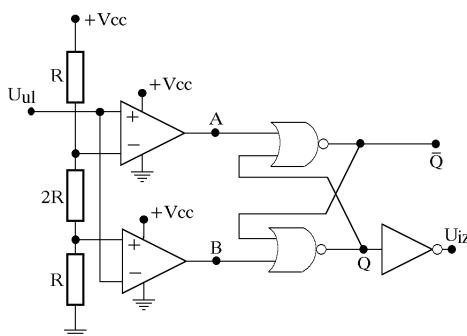
Talasni oblici napona u svim tačkama kola dati su na slici 2.43 a na slici 2.44 je prikazan napon u tački D za 3 različite vrednosti otpornika R_5 (za 3 karakteristične vrednosti vremenske konstante).

2.14 Za naponski komparator sa slike 2.45 izračunati i nacrtati prenosnu karakteristiku $U_{iz} = f(U_{ul})$, a zatim i talasne oblike napona u tačkama A , B i na izlazu kola za

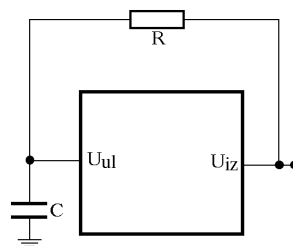
a) $U_{ul} = 1,5(1 + \sin(2\pi 10^3 t))[V]$ i

b) $U_{ul} = 2(1 + \sin(2\pi 10^3 t))[V]$.

Poznato je: $V_{cc} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$.



Slika 2.45:



Slika 2.46:

c) Ako se komparator sa slike 2.45 iskoristi za realizaciju oscilatora prikazanog na slici 2.46, odrediti frekvenciju izlaznih impulsa za $R = 10K$ i $C = 10nF$.

Rešenje:

a) Otporni razdelnik definiše pragove okidanja komparatora tako da oni iznose

$$\begin{aligned} V_{TL} &= \frac{R}{4R} V_{cc} = 1,25V \\ V_{TH} &= \frac{3R}{4R} V_{cc} = 3,75V \end{aligned} \quad (2.254)$$

Naponi na izlazu komparatora kompatibilni su sa logičkim nivoima NILI kola pomoću kojih je realizovan flip-flop. Izlaz gornjeg komparatora (tačka A) je *set* ulaz flip-flopa a izlaz donjeg komparatora je ujedno *reset* ulaz flip-flopa. Kada ulazni napon ima malu vrednost,

$$U_{ul} < V_{TL}, \tag{2.255}$$

na izlazu gornjeg komparatora je nizak naponski nivo,

$$U_A = V(0), \tag{2.256}$$

a na izlazu donjeg komparatora visok,

$$U_B = V(1), \tag{2.257}$$

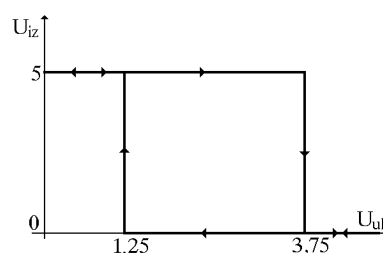
što izaziva resetovanje flip-flopa. Za

$$V_{TL} < U_{ul} < V_{TH} \tag{2.258}$$

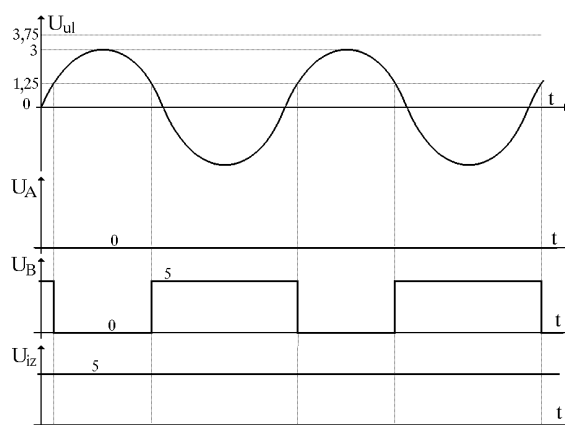
je

$$U_A = U_B = V(0), \tag{2.259}$$

tako da se stanje flip-flopa ne menja.



Slika 2.47:



Slika 2.48:

Ako je ulazni napon dovoljno veliki,

$$U_{ul} > V_{TH}, \tag{2.260}$$

menja se stanje na izlazu gornjeg komparatora, tako da je sada

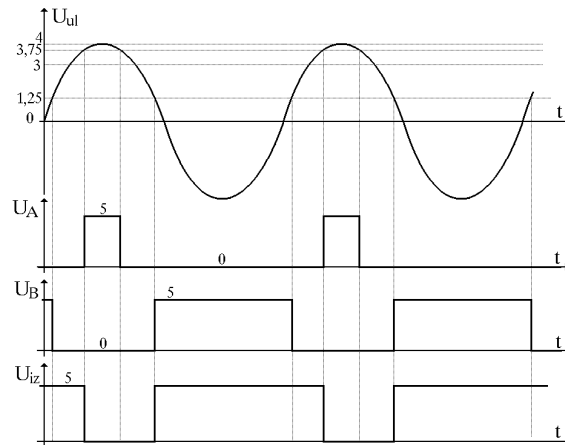
$$U_A = V(1), \tag{2.261}$$

dok je

$$U_B = V(0), \quad (2.262)$$

zbog čega se flip-flop setuje odnosno izlazni napon U_{iz} postaje nizak. Na osnovu ovoga vidimo da kolo ima invertujuću prenosnu karakteristiku sa histerezisom, prikazanu na slici 2.47. Za slučaj **a**), prikazan na slici 2.48, ulazni napon nema dovoljnu amplitudu da bi dolazilo do okidanja gornjeg komparatora zbog čega je flip-flop resetovan tj. izlazni napon visok, nezavisno od vrednosti ulaznog napona.

U slučaju **b**), slika 2.49, amplituda ulaznog napona je dovoljno velika za okidanje oba komparatora. Za $U_{ul} > V_{TH}$, flip-flop se setuje (izlazni napon postaje nula) a za $U_{ul} < V_{TL}$ flip-flop se resetuje tj. izlazni napon postaje visok. Kola sa histerezisnom prenosnom karakteristikom su praktično neosetljiva na šumove čija je amplituda manja od vrednosti histerezisa (u ovom kolu je $V_H = V_{TH} - V_{TL} = 2,5V$).



Slika 2.49:

c) Komparator koji ima invertujuću prenosnu karakteristiku sa histerezisom se lako može pretvoriti u astabilni multivibrator, kao što je prikazano na slici 2.46.

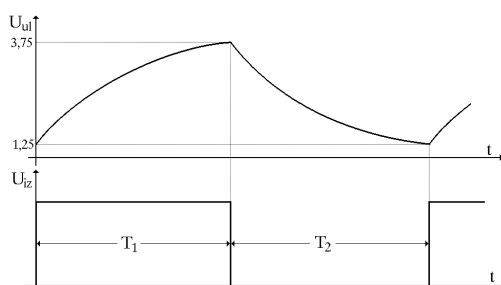
Ukoliko je prenosna karakteristika samog komparatora neinvertujuća, ubacivanjem invertora na izlaz komparatora stiču se uslovi za realizaciju astabilnog kola. Punjenje i pražnjenje kondenzatora kroz otpornik R u ovakvom kolu se odvija u granicama od V_{TH} do V_{TL} , preko izlaza komparatora na visokom tj. niskom nivou, respektivno.

Analizom kola punjenja i pražnjenja kondenzatora se lako dobijaju vremena trajanja kvazistabilnih perioda

$$T_1 = CR \ln \frac{V(1) - V_{TL}}{V(1) - V_{TH}} = 100 \ln \frac{3,75}{1,25} = 109,86 \mu s \quad (2.263)$$

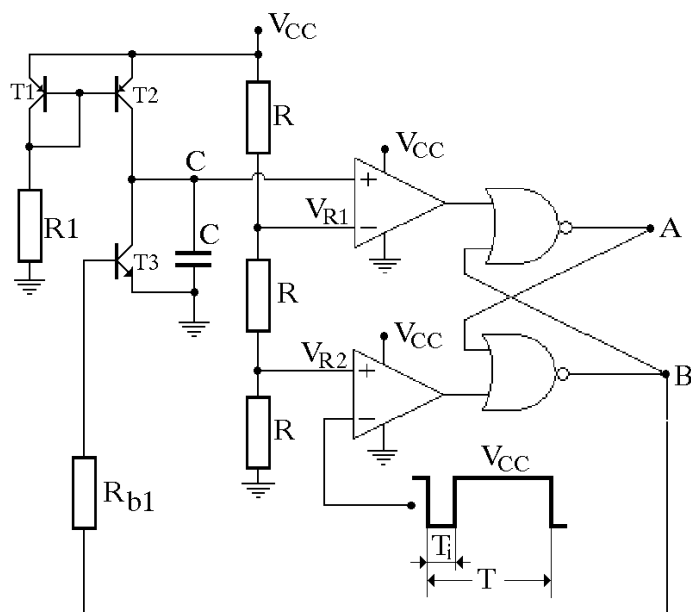
$$T_2 = CR \ln \frac{V(0) - V_{TH}}{V(0) - V_{TL}} = 100 \ln \frac{-3,75}{-1,25} = 109,86 \mu s \quad (2.264)$$

a odgovarajući talasni oblici napona su prikazani na slici 2.50.



Slika 2.50:

2.15 Za monostabilni multivibrator sa slike 2.51 izračunati trajanje kvazistabilnog stanja i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B i C ako se kolo pobuđuje kratkotrajnim impulsima logičke nule frekvencije $f=50\text{KHz}$. Poznato je: $V_{cc} = 5V$, $V_{be} = V_{bes} = 0,7V$, $V_{ces} = 0V$, $\beta = 100$, $R_1 = 5K$, $R_b = 10K$ i $C = 3nF$.



Slika 2.51:

Rešenje:

Tranzistori T_1 i T_2 formiraju strujno ogledalo. Zbog jednakih napona na emitorskom spoju,

$$V_{be1} = V_{be2}, \tag{2.265}$$

jednake su i struje kolektora ovih tranzistora,

$$I_{c1} = I_{c2}. \quad (2.266)$$

Kroz otpornik R_1 teče struja

$$I_{R_1} = \frac{V_{cc} - |V_{be}|}{R_1} = 860 \mu A. \quad (2.267)$$

Sa šeme vidimo da je

$$I_{R_1} = I_{c1} + I_{b1} + I_{b2} = (2 + \beta)I_{b1} \quad (2.268)$$

odakle se za struju kolektora drugog tranzistora dobija

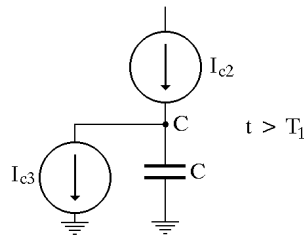
$$I_{c2} = \beta I_{b2} = \frac{\beta}{2 + \beta} I_{R_1} = 843 \mu A \quad (2.269)$$

kojom se kondenzator C puni. Referentni naponi komparatora su

$$V_{R1} = \frac{2}{3} V_{cc} \quad (2.270)$$

i

$$V_{R2} = \frac{1}{3} V_{cc}. \quad (2.271)$$



Slika 2.52:

U stabilnom stanju, u trenutku $t = 0^-$, napon na ulazu kola je na visokom potencijalu,

$$U_{ul} = 5V \quad (2.272)$$

a na izlazima komparatora napon je nizak

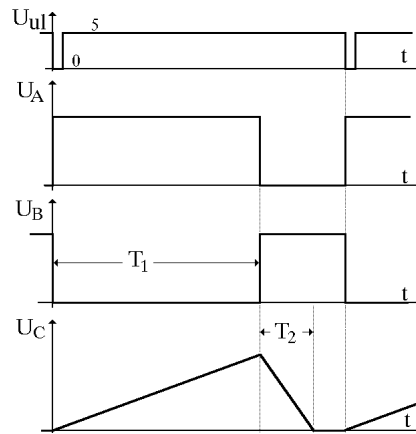
$$U_{izK1} = U_{izK2} = 0V. \quad (2.273)$$

Flip-flop realizovan NILI kolima je setovan

$$U_B = V(1) = 5V \quad (2.274)$$

a

$$U_A = V(0) = 0V, \quad (2.275)$$



Slika 2.53:

tako da tranzistor T_3 vodi sa baznom strujom

$$I_{b3} = \frac{V(1) - V_{be}}{R_b} = 430 \mu A \quad (2.276)$$

Kolektorsku struju ovaj tranzistor dobija iz strujnog ogledala tako da je

$$I_{c3} = I_{c2}. \quad (2.277)$$

Kako je

$$I_{b3} > \frac{I_{c3}}{\beta}, \quad (2.278)$$

tranzistor radi u zasićenju pa je napon na kondenzatoru

$$U_k(0^-) = U_C = V_{ces} = 0V. \quad (2.279)$$

Okidni impuls

$$U_{ul}(0^+) = 0V \quad (2.280)$$

menja stanje na izlazu drugog komparatora. Pozitivni izlazni impuls komparatora resetuje flip-flop

$$U_B(0^+) = V(0) = 0V \quad (2.281)$$

zbog čega tranzistor T_3 više ne vodi. Sada se unutar kvazistabilnog stanja kondenzator puni strujom I_{c2}

$$U_C(t) = U_C(0^-) + \frac{I_{c2}}{C}t \quad (2.282)$$

sve dok ne dođe do okidanja gornjeg komparatora čijim se izlazom, gde se javlja kratak pozitivni impuls, setuje flip-flop, zbog čega provede tranzistor T_3 koji će prazniti kondenzator C . Iz izraza 2.282 za

$$U_C(T_1) = V_{R1} \quad (2.283)$$

se za trajanje kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = \frac{(V_{R1} - V_{ces})C}{I_{c2}} = \frac{2V_{cc}C}{3I_{c2}} = 11,86\mu s \quad (2.284)$$

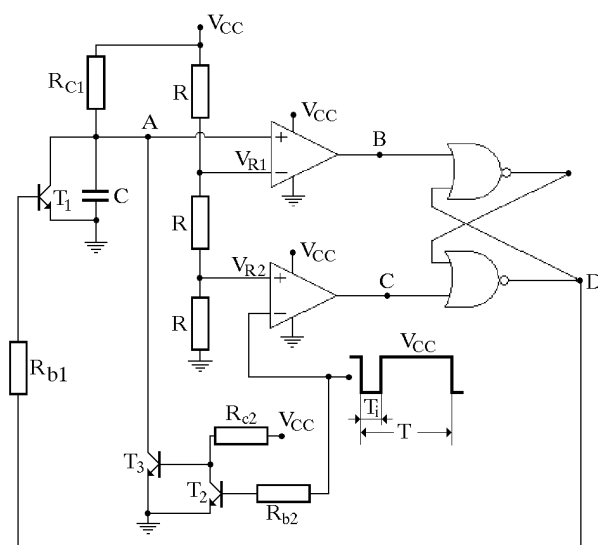
Za $t > T_1$ vodi tranzistor T_3 ali i dalje teče struja strujnog ogledala tako da se kondenzator prazni razlikom ove dve struje kako je prikazano na slici 2.52

$$U_C(t) = U_C(T_1) - \frac{(I_{c3} - I_{c2})t}{C} \quad (2.285)$$

pričemu je tranzistor T_3 u aktivnom režimu zbog visokog napona na kolektoru koji drži napunjeni kondenzator. Izraz 2.285 važi sve dok T_3 ne uđe u zasićenje, što se dešava posle

$$T_2 = \frac{(V_{ces} - V_{R1})C}{I_{c3} - I_{c2}} = \frac{2V_{cc}C}{3(I_{c3} - I_{c2})} = 0,24\mu s \quad (2.286)$$

iza čega su naponi u svim tačkama kola identični vrednostima pre pojave okidnog impulsa. Talasni oblici napona u svim tačkama kola su prikazani na slici 2.53.



Slika 2.54:

2.16 Za "retriggerable" monostabilni multivibrator prikazan na slici 2.54 izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B , C i D ako se kolo pobuđuje okidnim impulsima trajanja logičke nule $T_i = 1\mu s$ i frekvencije ($f=1/T$):

- a) $f_1 = 50KHz$
 b) $f_2 = 150KHz$.

c) Odrediti minimalno trajanje impulsa T_i kojim se kolo uvek vraća na početak kvazistabilnog stanja. Smatrati da su vrednosti parametara kola: $V_{cc} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_{be} = V_{bes} = 0,6V$, $V_{ces} = 0V$, $\beta = 60$, $R_{c1} = 3K\Omega$, $R = 5K\Omega$, $R_{c2} = 15K\Omega$, $R_{b1} = R_{b2} = 100K\Omega$ i $C = 3nF$.

Rešenje:

a) NILI kolima realizovan je flip-flop sa izlazom u tački D , set ulazom u tački B i reset ulazom u tački C . Okidanje se izvodi komparatorima sa pragovima okidanja

$$V_{R1} = \frac{2R}{3R} V_{cc} = \frac{2}{3} V_{cc} \quad (2.287)$$

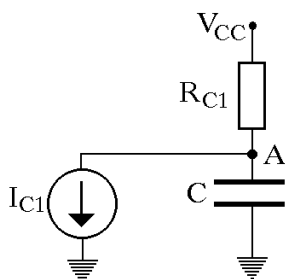
i

$$V_{R2} = \frac{R}{3R} V_{cc} = \frac{1}{3} V_{cc}, \quad (2.288)$$

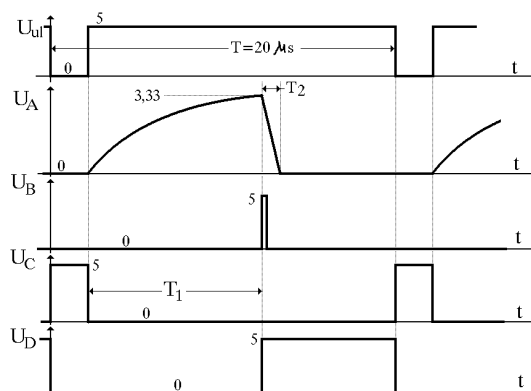
sa izlaznim naponima kompatibilnim sa logičkim nivoima NILI kola. Kondenzator se puni kroz otpornik R_{c1} a za njegovo pražnjenje se koristi tranzistor T_1 .

Tranzistor T_3 , kontrolisan ulaznim impulsima, obezbeđuje retriggerovanje kola tako što za vreme trajanja ulaznog impulsa T_i provodi i prazni kondenzator C do vrednosti

$$V_{ces3} = 0V. \quad (2.289)$$



Slika 2.55:



Slika 2.56:

Za uspešno okidanje kola koriste se negativni impulsi koji zadovoljavaju uslov

$$U_{ul} |_{0 < t < T_i} < V_{R_2}, \quad (2.290)$$

tako da je u tom intervalu

$$U_C = V(1), \quad (2.291)$$

čime se resetuje flip-flop tj. postavlja logička nula u tački D . Dakle, u stabilnom stanju je flip-flop setovan,

$$U_D(0^-) = V(1), \quad (2.292)$$

tako da vodi tranzistor T_1 . Kako je

$$\beta R_{c1} > R_{b1} \quad (2.293)$$

tranzistor radi u zasićenju a početni napon na kondenzatoru je

$$U_A(0^-) = V_{ces} = 0V \Rightarrow U_B = 0V. \quad (2.294)$$

U stabilnom stanju je i napon tačke C na nuli jer je

$$U_{ul} > V_{R_2}. \quad (2.295)$$

Za slučaj **a**) kada je $f = f_1 = 50KHz$ okidni impulsi imaju periodu

$$T = \frac{1}{f} = 20\mu s. \quad (2.296)$$

Za $0 < t < T_i$ je

$$U_{ul} = 0V, \quad (2.297)$$

$$U_C = V(1) \Rightarrow U_D = V(0), \quad (2.298)$$

tako da tranzistor T_1 više ne vodi. Međutim, sada više ne vodi tranzistor T_2 a zbog visokog napona u kolu baze provede tranzistor T_3 . Kako je

$$\beta R_{c1} > R_{c2}, \quad (2.299)$$

T_3 je u zasićenju, čime je onemogućeno punjenje kondenzatora bez obzira što T_1 ne vodi. Za $t > T_i$ je

$$U_{ul} = 5V, \quad (2.300)$$

tako da provede tranzistor T_2 koji takođe vodi u zasićenju, zbog čega se zakoči T_3 . Sada je

$$U_C = 0V, \quad (2.301)$$

na izlazu flip-flopa je i dalje

$$U_D = V(0), \quad (2.302)$$

tranzistor T_1 i dalje ne vodi tako da kondenzator počinje da se puni kroz otpornik R_{c1} .

$$U_A(t) = V_{cc} - [V_{cc} - V_{ces}]e^{-t/\tau} = 5 - 5e^{-t/\tau} \quad (2.303)$$

gde je $\tau = R_{c1}C = 9.9\mu s$, sve dok napon ne dostigne vrednost V_{R1} kada se menja stanje na izlazu komparatora,

$$U_B(T_1) = 5V, \quad (2.304)$$

što izaziva setovanje flip-flopa,

$$U_D(T_1^+) = V(1). \quad (2.305)$$

Iz izraza 2.303 se za trajanje kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{cc} - V_{ces}}{V_{cc} - V_{R1}} = 10,88\mu s \quad (2.306)$$

Za $t > T_1$ vodi tranzistor T_1 u aktivnom režimu,

$$V_{ce} = U_A = V_{R1} > V_{ces}, \quad (2.307)$$

sa kolektorskom strujom

$$I_{c1} = \beta \frac{V(1) - V_{be}}{R_{b1}} = 2,64mA \quad (2.308)$$

Kolo pražnjenja kondenzatora dato je na slici 2.55, gde je

$$\begin{aligned} U_A(t) &= V_{ek} - [V_{ek} - U_A(T_1)]e^{-t/\tau} \\ V_{ek} &= V_{cc} - R_{c1}I_{c1} = -3,71V \end{aligned} \quad (2.309)$$

sve dok tranzistor ne ode u zasićenje tj.

$$U_A(T_2) = V_{ces} = 0V \quad (2.310)$$

na osnovu čega se iz izraza 2.309 dobija

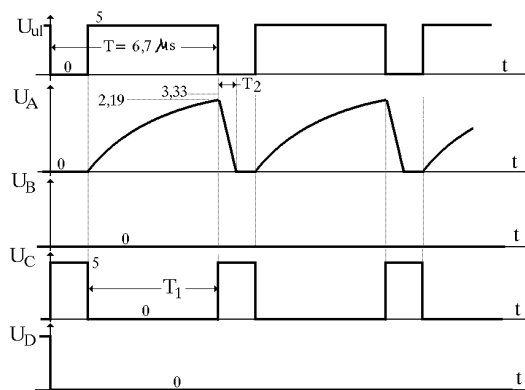
$$T_2 = \tau \ln \frac{V_{ek} - U_A(T_1)}{V_{ek} - U_A(T_2)} = 6,34\mu s \quad (2.311)$$

Za $T_1 + T_2 < t < 20\mu s$, kolo se nalazi u stabilnom stanju a naponi u svim tačkama kola imaju vrednost kao i pre pojave okidnog impulsa.

b) Za $f_2 = 150KHz$ perioda ulaznih impulsa iznosi

$$T = \frac{1}{f_2} = 6,67\mu s. \quad (2.312)$$

Vidimo da je $T_1 > T$ odnosno do pojave novog okidnog impulsa kondenzator se ne napuni dovoljno da bi došlo do okidanja komparatora a zbog uključivanja tranzistora T_3 on se prazni na početnu vrednost. Iz izraza 2.303 se za $t = T = 6,67\mu s$ dobija maksimalni napon na kondenzatoru koji iznosi

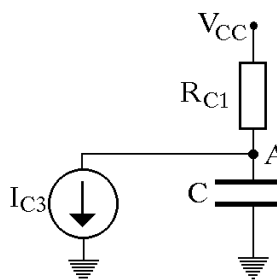


Slika 2.57:

$$U_{Amax} = 2,19V. \quad (2.313)$$

S obzirom da se gornji komparator nikada ne uključuje flip-flop ostaje trajno resetovan sa naponom logičke nule u tački D . Za promenu napona u tački D potrebno je povećati periodu ulaznih impulsa.

c) Retrigerovanje kola podrazumeva uspostavljanje napona u kolu koji su prisutni na početku kvazistabilnog stanja bez obzira na trenutne vrednosti napona u trenutku dovođenja okidnog impulsa. Okidni impuls doveden pre završetka kvazistabilnog stanja treba da produži trajanje generisanog izlaznog impulsa tako što se za vreme njegovog trajanja kondenzatorski napon vraća na vrednost koju je imao na početku kvazistabilnog stanja, u konkretnom kolu kondenzator treba biti ispražnjen na početnu vrednost



Slika 2.58:

$$U_k = U_A(0^-) = V_{ces} = 0V. \quad (2.314)$$

Najviše vremena za njegovo pražnjenje je neophodno ako novi okidni impuls stiže neposredno pred kraj kvazistabilnog stanja kada je napon na kondenzatoru maksimalan i ima vrednost

$$U_{kmax} = V_{R1}. \quad (2.315)$$

Kolo pražnjenja kondenzatora dato je na slici 2.58, gde je

$$I_{c3} = \frac{V_{cc} - V_{be}}{R_{c2}} \beta = 17,6mA \quad (2.316)$$

Sada je

$$V_{ek} = V_{cc} - R_{c1}I_{c3} = -53,08V. \quad (2.317)$$

Korišćenjem izraza 2.311 se za minimalno trajanje okidnih impulsa dobija

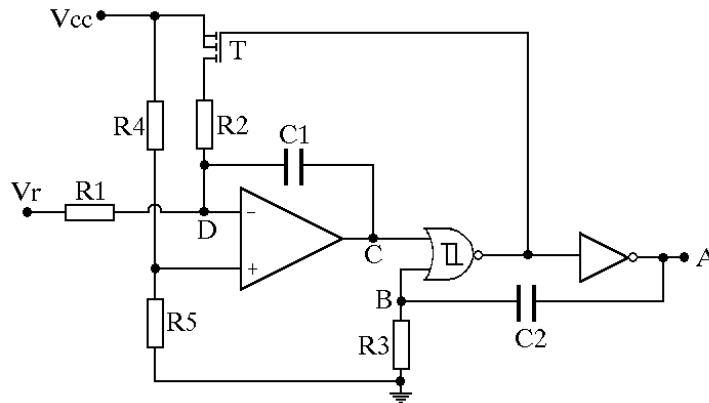
$$T_{i_{min}} = \tau \ln \frac{V_{ek} - V_{R1}}{V_{ek} - V_{ccs}} = 0,6\mu s \quad (2.318)$$

2.17 Na slici 2.59 je prikazan naponski kontrolisan astabilni generator.

a) Odrediti vrednost napona V_r tako da trajanje impulsa i pauze napona u tački A bude jednako. Za tako izračunatu vrednost V_r nacrtati vremenske dijagrame napona u tačkama A, B, C i D.

b) Odrediti opseg vrednosti napona V_r za koji kolo radi kao astabilni multivibrator.

Operacioni pojačavač je idealan, logička kola su realizovana u CMOS tehnici sa idealnim zaštitnim diodama na ulazu. Tranzistor T ima zanemarljivu otpornost R_{ds} kada je uključen i napon praga $|V_T| = 2V$. Šmitovo kolo ima pragove prebacivanja $V_{TH} = 2,6V$ i $V_{TL} = 2,4V$. $V_{cc} = 5V$, $C_1 = 130nF$, $C_2 = 10nF$, $R_1 = 18K$, $R_2 = 9K$, $R_3 = 100K$ i $R_4 = R_5 = 10K$.



Slika 2.59:

Rešenje:

a) Kolo sa slike 2.59 može se predstaviti uprošćenom šemom datom na slici 2.60. Operacioni pojačavač je iskorišćen za realizaciju Milerovog integratora tako da je

napon u tački C linearno promenljiv. Pošto je operacioni pojačavač idealan ($A \rightarrow \infty$) napon na njegovom ulazu je nula tj.

$$U_{ul-OP} = 0V \quad (2.319)$$

tj.

$$U_+ = U_- \Rightarrow U_D = \frac{R_5}{R_4 + R_5} V_{cc} = \frac{1}{2} V_{cc}. \quad (2.320)$$

Struje strujnih izvora imaju vrednosti

$$I_0 = \frac{V_{cc} - U_{ds} - U_D}{R_2} = \frac{V_{cc}}{2R_2} \quad \text{i} \quad I_1 = \frac{U_D - V_r}{R_1} = \frac{\frac{V_{cc}}{2} - V_r}{R_1} \quad (2.321)$$

Pre okidanja monostabilnog multivibratora, u $t = 0^-$, napon tačke A je

$$U_A(0^-) = V(0) = 0V, \quad (2.322)$$

a napon na kondenzatoru ima vrednost

$$U_{k2}(0) = U_B - U_A = 0V, \quad (2.323)$$

pa je gejt tranzistora T na visokom potencijalu zbog čega ne vodi ($I_0 = 0$). Struja I_1 puni kondenzator C_1 tako da napon u tački C linearno raste dostižući vrednost

$$U_C(0^-) = V_{TH} = 2,6V \quad (2.324)$$

zbog čega se menja stanje na izlazu NILI kola posle čega je:

$$\begin{aligned} U_A(0^+) &= V(1) = 5V \\ U_B(0^+) &= U_A + V_{k2} = 5V \\ U_C(0^+) &= U_C(0^-) = 2,6V. \end{aligned} \quad (2.325)$$

Sada je napon na gejtu tranzistora T nizak, tranzistor radi u omskoj oblasti (prekidač zatvoren) a struja I_0 obezbeđuje pražnjenje kondenzatora C_1 . Ovim je izvršeno okidanje monostabilnog multivibratora koji će u tački A generisati impuls u dužini trajanja kvazistabilnog stanja. Kako je

$$U_B(\infty) = 0V \quad (2.326)$$

i

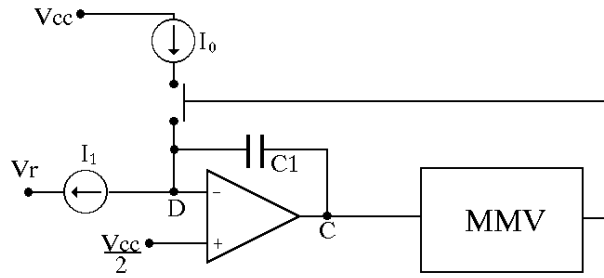
$$\tau = R_3 C_2 \quad (2.327)$$

za trajanje kvazistabilnog stanja se dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{cc}}{V_{TL}} = 0,73ms \quad (2.328)$$

Na kraju kvazistabilnog stanja napon u tački C iznosi

$$U_C(T_1^-) = U_C(0^+) - \frac{I_0 - I_1}{C_1} T_1 \quad (2.329)$$



Slika 2.60:

posle čega se gasi tranzistor T , napon tačke C počinje da raste sve dok opet ne dostigne vrednost V_{TH} , neophodnu za okidanje monostabilnog multivibratora, tj.

$$U_C(T_2) = V_{TH}. \quad (2.330)$$

Ovo se može zapisati na sledeći način

$$V_{TH} = V_{TH} - \frac{I_0 - I_1}{C_1} T_1 + \frac{I_1}{C_1} T_2 \quad (2.331)$$

odakle se za $T_1 = T_2$ dobija

$$I_0 = 2I_1 \Rightarrow 2 \frac{V_{cc}/2 - V_r}{R_1} = \frac{V_{cc}}{2R_2} \Rightarrow V_r = 0V \quad \text{jer je} \quad R_1 = 2R_2 \quad (2.332)$$

Na kraju kvazistabilnog stanja naponi u tačkama iznose:

$$\begin{aligned} U_A(T_1^-) &= V(1) = 5V \\ U_B(T_1^-) &= V_{TL} = 2,4V \\ U_C(T_1^-) &= U_C(0^+) - \frac{I_0 - I_1}{C_1} T_1 = 1V \\ U_{k2}(T_1^-) &= V_{TL} - V(1) = -2,6V. \end{aligned} \quad (2.333)$$

Posle promene napona na izlazu NILI kola je

$$\begin{aligned} U_A(T_1^+) &= V(0) = 0V \\ U_B(T_1^+) &= U_A + V_{k2} = -2,6V \end{aligned} \quad (2.334)$$

zbog čega provede zaštitna dioda na ulazu NILI kola, ograniči napon tačke B na

$$U_B(T_1^{++}) = -V_D \approx 0V \quad (2.335)$$

i omogućava brzo pražnjenje kondenzatora C_2 . Talasni oblici napona u karakterističnim tačkama dati su na slici 2.61.

b) Da bi u kolu postojale oscilacije (astabilni rad), struja kroz kondenzator C_1 za vreme T_1 i T_2 mora biti suprotnih smerova kako bi se kondenzator punio i praznio. Uzevši u obzir smerove struja na slici 2.60, treba da je

$$I_1 > 0 \quad (2.336)$$

odakle se dobija uslov

$$V_r < \frac{V_{cc}}{2}, \quad (2.337)$$

a struje treba da zadovolje uslov

$$I_0 - I_1 > 0 \quad (2.338)$$

tj.

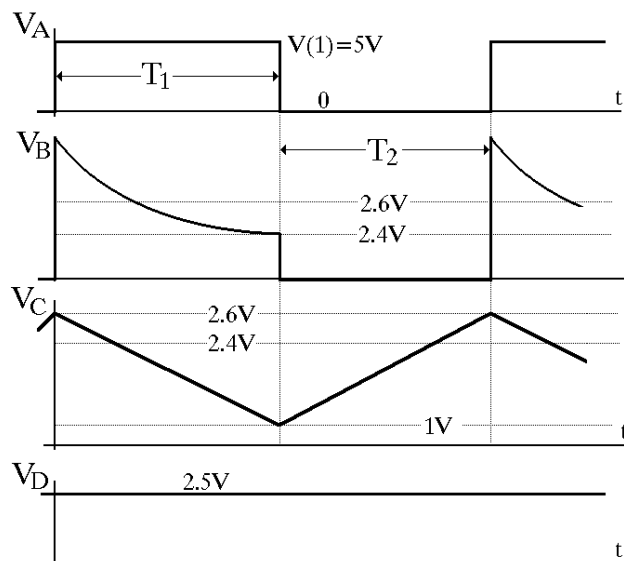
$$\frac{V_{cc}}{2R_2} > \frac{V_{cc}/2 - V_r}{R_1}, \quad (2.339)$$

odakle se dobija uslov

$$V_r > -\frac{V_{cc}}{2}. \quad (2.340)$$

Dakle, kolo radi u astabilnom režimu za

$$V_r \in \left(-\frac{V_{cc}}{2}, \frac{V_{cc}}{2}\right). \quad (2.341)$$



Slika 2.61:

Posmatranjem napona u tačkama B i C vidimo da se NILI kolo okida signalom iz tačke B (pri opadanju napona u tački C), što je uslov da kondenzator C_2 ima

uticaj na rad kola tj. da vreme T_1 bude određeno trajanjem kvazistabilnog stanja monostabilnog multivibratora. Dakle vremenska konstanta R_3C_2 se bira tako da je

$$T_1 = R_3C_2 \ln \frac{V_{cc}}{V_{TL}} \quad (2.342)$$

i obezbeđuje da je napon tačke C u trenutku promene manji od donjeg praga NILI kola

$$U_C(t = T_1) = V_{TH} - \frac{I_0 - I_1}{C_1} T_1 < V_{TL} \quad (2.343)$$

Ako uslov 2.343 nije ispunjen, kolo i dalje radi kao astabilno ali monostabilni multivibrator (kondenzator C_2) nema uticaja na frekvenciju rada kola.