

$$U_A = V_{\bar{Y}} = V(0) = -1,72V. \quad (1.209)$$

Promena napona u tački A , vrednosti

$$\Delta U_A = -1,72 - (-1,91) = 0,19V, \quad (1.210)$$

izaziva promenu u tački C , tako da je

$$U_C(T_i^+) = U_C(T_i^-) + \Delta U_A = -2,34V. \quad (1.211)$$

Za $t > T_i$ je

$$U_C(t) = -0,51 - [-0,51 - (-2,34)]e^{-t/\tau} \quad (1.212)$$

tako da se dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{-0,51 - (-2,34)}{-0,51 - (-1,53)} = 2,92\mu s \quad (1.213)$$

kada je napon na kondenzatoru

$$U_k(T_1) = U_C - U_A = 0,19V. \quad (1.214)$$

Po završetku kvazistabilnog stanja kolo se vraća u stabilno stanje, u kome je

$$\begin{aligned} U_B &= V(0) = -1,72V \\ U_A &= V(1) = -0,7V. \end{aligned} \quad (1.215)$$

Napon u tački C iznosi

$$U_C(T_1^+) = U_B + V_k = -0,51V \quad (1.216)$$

da bi posle $3\tau = 3RC$ dostigao

$$U_C = U_C(0^-) = -1,72V \quad (1.217)$$

i ovu vrednost zadržava do pojave novog okidnog impulsa. Posmatrajući talasni oblik napona u tački C , sa slike 1.41, možemo da primetimo da njegova minimalna vrednost u trenutku $t = 0^+$ zavisi od amplitude ulaznog napona. Talasni oblici napona svih tačka u kolu su prikazani na slici 1.39.

1.10 Izračunati i nacrtati prenosnu karakteristiku $U_{iz} = f(U_{ul})$ za CMOS invertor dat na slici 1.42 ako je $V_{dd} = 5V$, $V_{Tn} = |V_{Tp}| = V_T = 2V$ i $A = A_n = A_p = \mu_0 \frac{C_{ox}W}{2L}$.

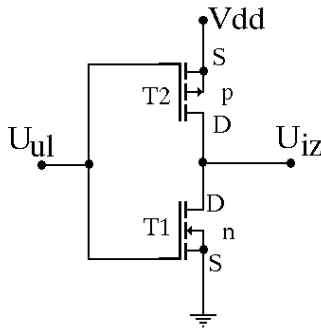
Napon između drejna i sorsa tranzistora koji radi u omskoj oblasti je zanemarljiv ($V_{DS0} = 0V$).

Rešenje:

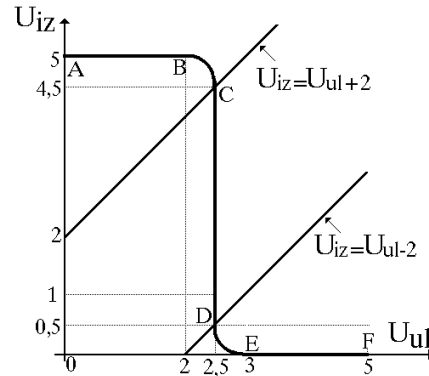
Prenosna karakteristika invertora data je na slici 1.43. Na delu karakteristike između tačaka A i B je ulazni napon manji od napona praga N-kanalnog tranzistora tako da je tranzistor T_1 zakočen a T_2 radi u omskoj oblasti sa malom izlaznom otpornošću tako da izlazni napon ima vrednost

$$U_{iz} = V_{dd} - V_{DSo} \approx 5V. \quad (1.218)$$

Za $U_{ul} > V_{Tn} = 2V$ tranzistor T_1 provede i radi u aktivnom režimu (pojačavačkom režimu - zasićenju) sve dok je zadovoljen uslov



Slika 1.42:



Slika 1.43:

$$U_{DS} \geq U_{GS} - V_T \Leftrightarrow U_{iz} \geq U_{ul} - V_T \quad (1.219)$$

dok je tranzistor T_2 još uvek u omskoj oblasti. Struja drejna tranzistora u zasićenju ima vrednost

$$I_D = A(U_{GS} - V_T)^2 \quad (1.220)$$

dok je struja drejna tranzistora u omskoj oblasti

$$I_D = 2A \left[(U_{GS} - V_T)U_{DS} - \frac{1}{2}U_{DS}^2 \right] \quad (1.221)$$

Kada su oba tranzistora provodna, što je slučaj na delu $B - E$ prenosne karakteristike, struje drejna su im jednake jer su vezani redno. Na delu $B - C$ prenosne karakteristike, iz jednačavanjem struja drejna i korišćenjem izraza 1.220 i 1.221 dobija se izraz

$$A(U_{ul} - V_{Tn})^2 = 2A \left[(U_{ul} - V_{dd} - V_{Tp})(U_{iz} - V_{dd}) - \frac{1}{2}(U_{iz} - V_{dd})^2 \right] \quad (1.222)$$

Kvadriranjem i sređivanjem, izraz dobija oblik

$$U_{iz}^2 - 2U_{iz}(2 + U_{ul}) + U_{ul}^2 + 6U_{ul} - 1 = 0 \quad (1.223)$$

Kvadratna jednačina 1.223, rešavanjem po U_{iz} , daje dva rešenja od kojih zadržavamo ono koje zadovoljava uslov 1.219, tako da se dobija

$$U_{iz} = 2 + U_{ul} + \sqrt{5 - 2U_{ul}} \quad \text{za } 2V \leq U_{ul} \leq 2,5V, U_{iz} > U_{ul} - 2 \quad (1.224)$$

Na delu $C - D$ prenosne karakteristike, oba tranzistora su u zasićenju, tako da izjednačavanje struja drejna daje jednačinu

$$A(U_{ul} - V_{Tn})^2 = A(U_{ul} - V_{dd} - V_{Tp})^2 \quad (1.225)$$

čijim se rešavanjem dobija

$$|U_{ul} - 2| = |U_{ul} - 3| \Leftrightarrow U_{ul} = 2,5V \quad (1.226)$$

Za $U_{ul} > 2,5V$ ($D - E$ deo prenosne karakteristike) tranzistor T_1 odlazi u omsku oblast a T_2 je u zasićenju, pa se smenom struja drejna dobija kvadratna jednačina

$$2A \left[(U_{ul} - V_{Tn})U_{iz} - \frac{1}{2}U_{iz}^2 \right] = A(U_{ul} - V_{dd} - V_{Tp})^2, \quad (1.227)$$

čijim se rešavanjem na isti način kao i na $B - C$ delu karakteristike i zadržavanjem samo fizički mogućeg rešenja, dobija

$$U_{iz} = U_{ul} - 2 - \sqrt{2U_{ul} - 5} \quad \text{za } 2,5V \leq U_{ul} \leq 3V, U_{iz} \leq U_{ul} + 2 \quad (1.228)$$

Za $U_{ul} > 3V$ ($E - F$ deo karakteristike), tranzistor T_1 radi u omskoj oblasti, dok je T_2 zakočen a izlazni napon iznosi

$$U_{iz} = V_{DSo} \approx 0V. \quad (1.229)$$

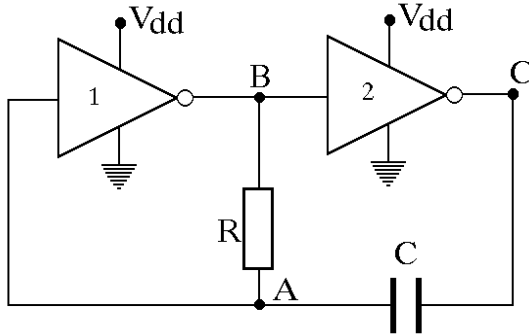
1.11 Za astabilni multivibrator sa slike 1.44 realizovan CMOS invertorima odrediti frekvenciju rada i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B i C ako invertori imaju idealizovanu prenosnu karakteristiku sa pragom $V_T = V(1)/2$, prikazanu na slici 1.45 i ne poseduju zaštitne diode ulaza. $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $R = 50K$ i $C = 1nF$.

Rešenje:

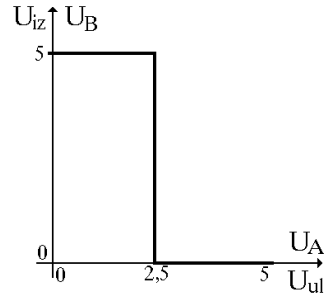
Velika ulazna i mala izlazna otpornost, širok opseg napona napajanja i temperaturno stabilan napon praga CMOS tranzistora omogućavaju realizaciju jednostavnih astabilnih i monostabilnih multivibratora (generatora impulsa). Osnovno kolo CMOS generatora poseduje dva invertora, otpornik i kondenzator. Korišćeni otpornik može da ima vrednosti od nekoliko $K\Omega$ do desetak $M\Omega$ a kapacitivnost kondenzatora je u opsegu od stotinak pF do desetak μF pa vremenska konstanta može da se podešava u širokom opsegu (od nekoliko desetina ns do nekoliko desetina sekundi). Stabilnost na promene napona napajanja i temperature je bolja nego kod odgovarajućih kola realizovanih bipolarnim tranzistorima.

Izlaz invertora 1 je kratkospojen na ulaz invertora 2, dok je izlaz invertora 2 preko kondenzatora vezan na ulaz prvog invertora. Zbog ovakve strukture, za vreme promene stanja u kolu, preko kondenzatora C se zatvara petlja pozitivne povratne

sprege. Pojačanje invertora u prelaznoj oblasti je reda 10 i više, pa je pojačanje u petlji povratne sprege veće od 100 tako da je promena napona na izlazima invertora skokovita.



Slika 1.44:



Slika 1.45:

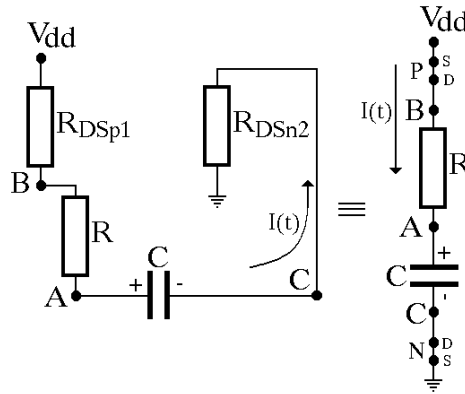
Neka je na izlazu invertora 1 visok napon,

$$U_B(0^-) = V(1) = 5V. \quad (1.230)$$

Tada je

$$U_C(0^-) = V(0) = 0V. \quad (1.231)$$

N-kanalni MOS tranzistor invertora 1 i P-kanalni MOS tranzistor invertora 2 tada ne vode. Kondenzator se puni strujom baterije V_{dd} preko P-kanalnog tranzistora na izlazu invertora 1, kroz spoljni otpornik R i kontura se zatvara preko N-kanalnog tranzistora na izlazu invertora 2 na masu, što je prikazano na slici 1.46.



Slika 1.46:

Sa R_{DSn2} i R_{DSp1} su obeležene otpornosti drejn-sors uključenih tranzistora u odgovarajućem invertoru. Oba tranzistora rade u omskoj oblasti gde otpornosti drejn-sors imaju vrednosti od stotinak Ω do oko $1K\Omega$. S obzirom da se najčešće za spoljni otpornik R uzimaju vrednosti koje zadovoljavaju uslov

$$R \gg R_{DSn} + R_{DSp} \quad (1.232)$$

otpornosti tranzistora mogu biti zanemarene pri sračunavanju perioda oscilovanja (spoj drejn-sors tranzistora se menja kratkim spojem). Za $t > 0$ napon na ulazu prvog invertora je

$$U_A(t) = V_{dd} - RI(t) = V_{dd} - [V_{dd} - U_k(0)]e^{-t/\tau} \quad (1.233)$$

gde je

$$U_k(0) = V_T - V_{dd} \quad (1.234)$$

napon do kog se kondenzator napunio u prethodnom kvazistabilnom stanju u kome je izlaz inveretora 1 bio nizak a izlaz invertora 2 visok. Iz izraza 1.233 vidimo da se napon na ulazu prvog invertora menja od vrednosti

$$U_A(0^+) = U_C(0^+) + U_k(0) = -(V_{dd} - V_T) \quad (1.235)$$

i teži ka

$$U_A(t = \infty) = V_{dd}. \quad (1.236)$$

Međutim kada dostigne vrednost napona praga V_T , dolazi do kumulativnog procesa u petlji povratne sprege $U_A - U_B - U_C - C - U_A$ koji se završava brзом promenom stanja u kolu. Mali porast napona U_A oko napona praga V_T izaziva pad napona na njegovom izlazu

$$\Delta U_B = -A_1 \Delta U_A. \quad (1.237)$$

S obzirom da se radi o invertorima ovo izaziva pozitivnu promenu napona na izlazu drugog invertora

$$\Delta U_C = A_2 (A_1 \Delta U_A) \quad (1.238)$$

koja se preko kondenzatora C prenosi u celosti do tačke A .

Dakle, promena ΔU_A izaziva promenu

$$\Delta U'_A = A_1 A_2 \Delta U_A, \quad (1.239)$$

zbog pozitivne povratne sprege. Za $A_1 = A_2 = 10$ je

$$\Delta U'_A = 100 \Delta U_A. \quad (1.240)$$

Ovo izaziva dalju promenu

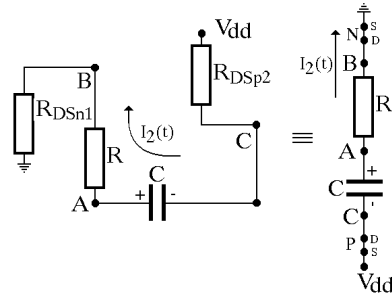
$$\Delta U''_A = 100 \Delta U'_A = 10000 \Delta U_A. \quad (1.241)$$

Očigledno je da je proces kumulativan i traje veoma kratko sve dok se na izlazima invertora ne uspostave statička stanja

$$\begin{aligned} U_B(0^+) &= 0V \quad \text{i} \\ U_C(0^+) &= V_{dd} = 5V. \end{aligned} \quad (1.242)$$

Trajanje kvazistabilnog stanja u kome je u tački B prisutan napon logičke jedinice a u tački C napon logičke nule, određuje se iz izraza 1.233 iz uslova $U_A(t = T_1) = V_T$ na osnovu čega se dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{dd} - U_k(0)}{V_{dd} - V_T} = RC \ln \left[1 + \frac{V_{dd}}{V_{dd} - V_T} \right] = 54,9 \mu s \quad (1.243)$$



Slika 1.47:

U drugom kvazistabilnom stanju uključeni su P-kanalni tranzistor drugog i N-kanalni tranzistor prvog invertora. Sada se kondenzator prazni po konturi koja je prikazana na slici 1.47. Uz zanemarivanje otpornosti tranzistora u omskoj oblasti za izlazni napon prvog invertora sa slike 1.47 može se pisati

$$U_A(t) = RI_2(t) = [V_{dd} + U_k(T_1)]e^{-t/\tau} \quad (1.244)$$

pri čemu se u prethodnom kvazistabilnom stanju kondenzator uspeo napuniti na vrednost

$$U_k(T_1) = U_A(T_1) - U_C(T_1) = V_T - 0 = V_T. \quad (1.245)$$

Iz izraza 1.244 vidimo da se kondenzator sada prazni, odnosno ulazni napon prvog invertora opada ka nuli od početne vrednosti $V_{dd} + V_T$. Kada ovaj napon postane jednak naponu praga uspostavlja se pozitivna povratna sprega koja opet dovodi do skokovitih promena napona na izlazima invertora. Za

$$U_A(T_2) = V_T \quad (1.246)$$

se iz izraza 1.244 za trajanje drugog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_2 = \tau \ln \frac{V_{dd} + V_T}{V_T} = RC \ln \left[1 + \frac{V_{dd}}{V_T} \right] = 54,9 \mu s \quad (1.247)$$

Prema tome, period oscilovanja iznosi

$$T = T_1 + T_2 = RC \ln \left[\left(1 + \frac{V_{dd}}{V_{dd} - V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{dd}}{V_T} \right) \right] = 109,8 \mu s \quad (1.248)$$

a frekvencija ima vrednost

$$f = \frac{1}{T} = 9,1 \text{ KHz}. \quad (1.249)$$

Kada je prenosna karakteristika invertora simetrična kao na slici 1.45, $V_T = V_{dd}/2$, trajanje nule i jedinice je jednako. U praksi, zbog tehnoloških tolerancija parametara CMOS tranzistora, napon praga CMOS invertora je najčešće u opsegu

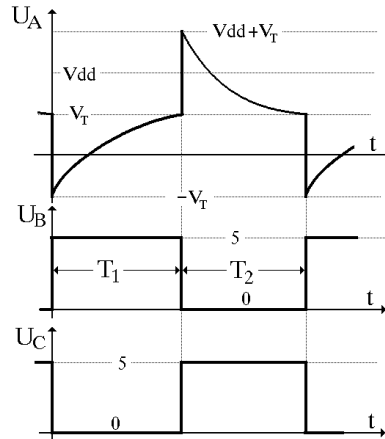
$$0,45V_{dd} \leq V_T \leq 0,55V_{dd}. \quad (1.250)$$

Za $V_T = 0,45V_{dd}$ se dobija

$$\begin{aligned} T_1 &= 51,7 \mu s \quad \text{i} \\ T_2 &= 58,4 \mu s, \end{aligned} \quad (1.251)$$

što predstavlja odstupanje od nominalne vrednosti za 5,8 %, odnosno 6,4%, respektivno.

Simetrični rezultati se dobijaju i za $V_T = 0,55V_{dd}$. Perioda oscilovanja iznosi

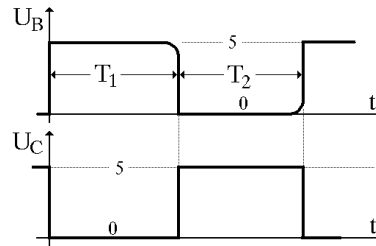


Slika 1.48:

$$T = T_1 + T_2 = 110,1 \mu s \quad (1.252)$$

i odstupa za 0,27 % od nominalne vrednosti. Smanjivanjem napona praga V_T , kvazistabilni period T_1 se smanjuje a T_2 se povećava. Tako se promene T_1 i T_2 u funkciji V_T međusobno kompenzuju pa je relativna promena perioda oscilovanja $T = T_1 + T_2$ za red veličine manja od odgovarajućih promena samih kvazistabilnih perioda. Talasni oblici napona u svim tačkama kola dati su na slici 1.48.

Ako uzmemo u obzir realnu prenosnu karakteristiku CMOS invertora čija je aproksimacija opisana u zadatku 1.10 naponi u tačkama B i C imaju izgled dat na slici 1.49. U opsegu $V_{Tn} < U_A < V_T$, gde je sa V_{Tn} obeležen prag vođenja N-kanalnog FET-a, kada U_A raste, napon U_B blago opada a u opsegu $V_T < U_A < V_{dd} + V_{Tp}$ kada U_A opada, napon U_B postepeno raste jer u tim oblastima vode oba tranzistora CMOS invertora.



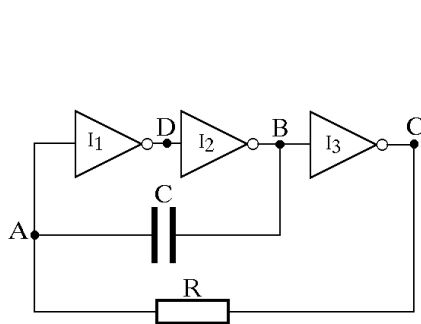
Slika 1.49:

To povećava izlaznu otpornost CMOS invertora pa zbog rasta vremenske konstante punjenja kondenzatora opada frekvencija oscilovanja za slučaj visokofrekventnih multivibratora kod kojih R ima vrednost od nekoliko $K\Omega$.

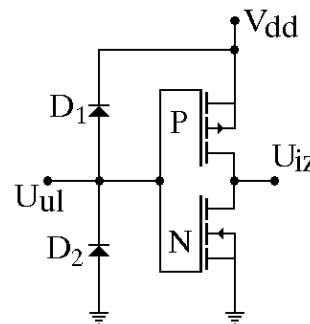
1.12 Na slici 1.50 je prikazan astabilni multivibrator realizovan pomoću CMOS invertora sa idealnim zaštitinim diodama ulaza i idealnom prenosnom karakteristikom sa pragom promene V_T .

a) Odrediti period oscilovanja i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B i C za: $V_{cc} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V(1)/2$, $C=5nF$, $R=15K$, $R_d=0\Omega$ i $V_\gamma = V_d = 0V$.

b) Za koliko se menja period oscilovanja ako napon praga može da ima vrednosti iz opsega $0,4V(1) \leq V_T \leq 0,6V(1)$.



Slika 1.50:



Slika 1.51:

Rešenje:

a) Na slici 1.51 prikazan je CMOS invertor sa zaštitnim diodama D_1 i D_2 . Ako je ulazni napon invertora u opsegu

$$-V_\gamma < U_{ul} < V_{dd} + V_\gamma, \quad (1.253)$$

gde je sa V_γ obeležen napon uključivanja diode, zaštitne diode su isključene i njihov uticaj na karakteristiku invertora može da se zanemari. Ako je ulazni napon izvan datog opsega, jedna od dioda će voditi i tada je ulazni napon invertora ograničen na vrednost

$$U_{ulmax} = V_{dd} + V_d, \quad (1.254)$$

kada vodi dioda D_1 , odnosno na vrednost

$$U_{ulmin} = -V_d \quad (1.255)$$

kada vodi dioda D_2 (zanemaren je pad napona na unutrašnjoj otpornosti diode).

Ograničavanjem ulaznog napona invertora se štiti oksid između gejta i kanala, kako ne bi došlo do proboja do koga može doći i usled male količine elektrostatičkog naelektrisanja. Zbog veoma velike ulazne otpornosti invertora od 10^{12} do $10^{14}\Omega$, i vrlo male struje, koje mogu nastati usled elektrostatičkog pražnjenja, mogu na gejtu stvoriti veliki napon od nekoliko desetina do nekoliko stotina volti. To može dovesti do proboja oksida između gejta i kanala, koji je inače veoma tanak tj. tanji od $0,1\mu m$, i potpune destrukcije tranzistora.

Nažalost, diode D_1 i D_2 , koje štite gejtu od proboja, kvare karakteristike astabilnih multivibratora. Neka je

$$\begin{aligned} U_C(0^-) &= V(1) = 5V \\ U_B(0^-) &= V(0) = 0V. \end{aligned} \quad (1.256)$$

Kondenzator se preko otpornika R puni tako da napon tačke A raste dostižući napon praga

$$U_A(0^-) = V_T = 2,5V \quad (1.257)$$

što će izazvati promenu u kolu. Tada je napon na kondenzatoru

$$U_k(0^-) = U_A - U_B = V_T. \quad (1.258)$$

Na početku narednog kvazistabilnog perioda je

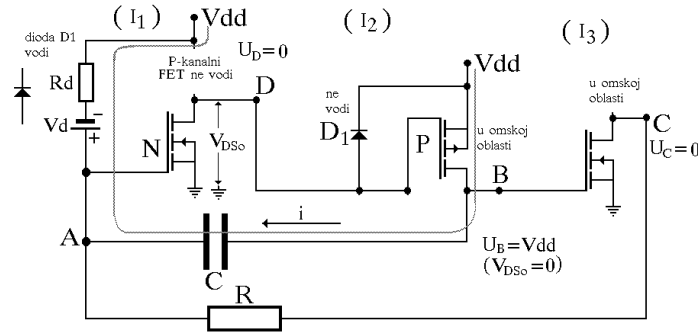
$$\begin{aligned} U_B(0^+) &= V(1) \\ U_C(0^+) &= V(0). \end{aligned} \quad (1.259)$$

Pad napona iz tačke C se kroz kondenzator prenosi do tačke A , gde sada napon ima vrednost

$$U_A(0^+) = U_B + U_k = V_{dd} + V_T. \quad (1.260)$$

Zbog visokog napona na ulazu invertora, $V_{dd} + V_T > V_{dd} + V_d$, provela je zaštitna dioda D_1 . Uvek će se na početku kvazistabilnih perioda, zbog promena nastalih na izlazima invertora, javljati skok napona na ulazu invertora gde je vezan kondenzator, zbog čega će se uključivati odgovarajuća zaštitna dioda. Sve dok je

$$V_{dd} + V_T > U_{ul} = U_A > V_{dd} + V_\gamma \quad (1.261)$$



Slika 1.52:

diode D_1 vodi i kondenzator se prazni kroz P-kanalni FET na izlazu drugog invertora i zaštitnu diodu D_1 .

Sa slike 1.52 vidimo da ekvivalentna otpornost preko koje se kondenzator prazni ima vrednost

$$R_{ek} = [(R + R_{DS-3N}) \parallel R_{d1}] + R_{DS-2P} \approx R_d \quad (1.262)$$

gde nisu uzete u obzir ulazne otpornosti tranzistora.

Pošto su otpornost diode i izlazna otpornost R_{DS} tranzistora mnogo manje od vrednosti otpornika R , koji definiše trajanje kvazistabilnih perioda, vreme vođenja diode će biti veoma kratko (mnogo kraće od samih kvazistabilnih perioda) pa se može zanemariti. Dakle veoma brzo kondenzator se isprazni a napon tačke A opadne toliko da se zaštitna dioda D_1 ugasi tj.

$$U_A(0^{++}) = V_{dd} + V_\gamma \Rightarrow U_k(0^{++} = V_\gamma. \quad (1.263)$$

Tako je kvazistabilni period T_1 određen vremenom pražnjenja kondenzatora preko otpornika R , po isključivanju diode D_1 , kada napon na ulazu prvog invertora opada

$$U_A(t) = [V_{dd} + V_\gamma]e^{-t/\tau}, \quad \tau = RC \quad (1.264)$$

sve do napona praga V_T odakle se dobija

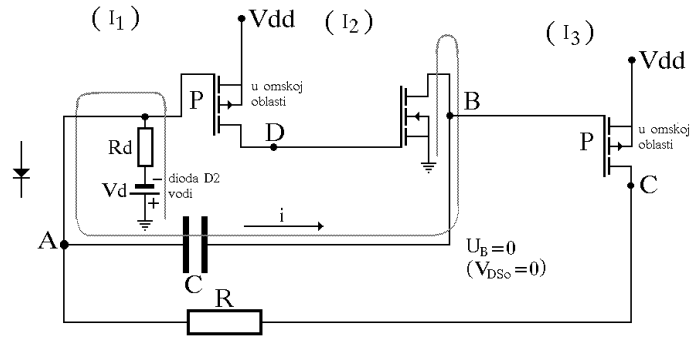
$$T_1 = RC \ln \frac{V_{dd} + V_\gamma}{V_T} \quad (1.265)$$

Ako se zanemari napon provođenja diode za $V_T = V(1)/2$ se dobija

$$T_1 = RC \ln 2 \approx 0,7RC. \quad (1.266)$$

U odnosu na astabilni multivibrator sa invertorom koji ne poseduje zaštitne diode (zadatak 1.11 $T_1 \approx 1.1RC$) kvazistabilni period je nešto kraći, zbog početnog brzog pražnjenja kondenzatora kroz zaštitnu diodu. Na početku narednog kvazistabilnog stanja je

$$\begin{aligned} U_B(T_1^+) &= V(0) \\ U_C(T_1^+) &= V(1) \quad \text{i} \\ U_k(T_1^+) &= U_k(T_1^-) = V_T - V_{dd}. \end{aligned} \quad (1.267)$$



Slika 1.53:

Zbog pada napona na izlazu drugog invertora sada je napon na ulazu prvog invertora negativan

$$U_A(T_1^+) = U_B + U_k = V_T - V_{dd}, \quad (1.268)$$

zbog čega provede zaštitna dioda D_2 sve dok je

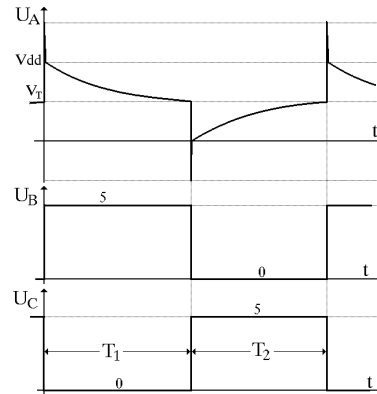
$$V_T - V_{dd} < U_{ul} = U_A < -V_\gamma, \quad (1.269)$$

kroz koju se kondenzator brzo napuni, što je prikazano na slici 1.53, posle čega dioda više ne vodi a kondenzator nastavlja punjenje kroz otpornik R i N-kanalni FET na izlazu drugog invertora sve dok napon tačke A opet ne dostigne napon praga V_T , tako da se za trajanje drugog kvazistabilnog perioda dobija

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{dd} - (-V_\gamma)}{V_{dd} - V_T} \quad (1.270)$$

odnosno za $V_T = V(1)/2$ je

$$T_2 \approx 0,7RC. \quad (1.271)$$



Slika 1.54:

Talasnici napona u svim tačkama kola su prikazani na slici 1.54.

b) U tabeli su data trajanja kvazistabilnih perioda kao i perioda izlaznih impulsa u funkciji napona praga V_T .

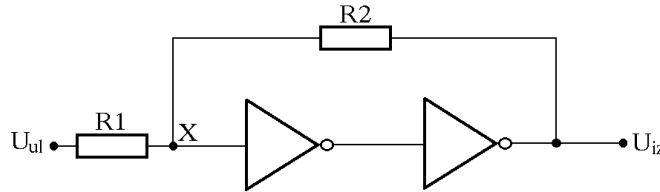
T_1	T_2	T	V_T
68,72 μs	38,31 μs	107,03 μs	0,4 V_{dd}
51,99 μs	51,99 μs	103,98 μs	0,5 V_{dd}
107,03 μs	68,72 μs	107,03 μs	0,6 V_{dd}

Opadanjem napona praga sa $V_T = 0,5V_{dd}$ na $V_T = 0,4V_{dd}$, dolazi do produžavanja prvog kvazistabilnog stanja za 32,18 % i skraćivanja drugog kvazistabilnog stanja na 73,69 % od nominalne vrednosti. Međutim, perioda izlaznih impulsa se pri tome promeni za svega 2,93%. Izobličenja pravougaonog impulsa iz tačke B sa slike 1.49 (poledica realne prenosne karakteristike invertora) sada su prisutna u tački D i nemaju uticaj na punjenje kondenzatora.

1.13 Za komparator sa slike 1.55

a) odrediti nominalne vrednosti pragova okidanja i nacrtati prenosnu karakteristiku smatrajući da CMOS invertori imaju idealnu prenosnu karakteristiku sa pragom promene $V_T = V(1)/2$.

b) Odrediti opsege pragova okidanja kola ako prag promene kod invertora može da odstupa od idealne vrednosti za $\pm 10\%$, kao i vrednost otpora za $\pm 10\%$ od nominalne. $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $R_1 = 10K$ i $R_2 = 20K$.



Slika 1.55:

Rešenje:

a) CMOS kola imaju veliku ulaznu otpornost tako da se napon na ulazu prvog invertora može dobiti iz izraza

$$U_X = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ul} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{iz} = \frac{2}{3} U_{ul} + \frac{1}{3} U_{iz} \quad (1.272)$$

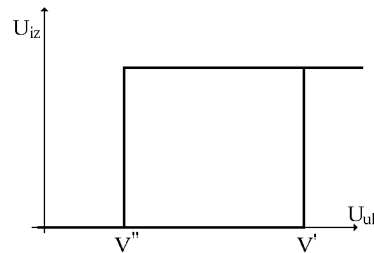
Za

$$U_{iz} = V(0) = 0V \quad (1.273)$$

je $U_X \leq V_T$ odnosno smenom u 1.272 se dobija

$$\frac{2}{3} U_{ul} \leq V_T. \quad (1.274)$$

Na izlazu komparatora nastupa promena pri rastu ulaznog napona kada se napon U_X izjednači sa naponom praga a tada je ulazni napon jednak gornjem pragu okidanja



Slika 1.56:

$$U_{ul} \Big|_{U_X = V_T} = V' = \frac{3}{2} V_T = 3,75V \quad (1.275)$$

Za $U_X \geq V_T$ na izlazu kola je visok naponski nivo

$$U_{iz} = V(1) = 5V, \quad (1.276)$$

na osnovu čega se korišćenjem izraza 1.272 dobija da pri opadanju ulaznog napona promena izlaznog nivoa nastupa za

$$U_{ul}|_{U_X=V_T} = V'' = \frac{3V_T - V(1)}{2} = 1,25V \quad (1.277)$$

čime su određene nominalne vrednosti pragova okidanja.

b) Ukoliko u obzir uzmemo toleranciju napona praga i otpornika, za gornji prag okidanja se dobija

$$V' = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_T = \begin{cases} V'_{min} = \frac{R_1 + \overline{R_2}}{R_2} V_{Tmin} = 3,17V \\ V'_{max} = \frac{\overline{R_1} + R_2}{R_2} V_{Tmax} = 4,43V \end{cases} \quad (1.278)$$

Iz izraza

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V'' + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V(1) = V_T \quad (1.279)$$

se za donji prag okidanja dobija

$$V'' = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_T - \frac{R_1}{R_2} V(1) \quad (1.280)$$

a kada se uzme u obzir i tolerancija

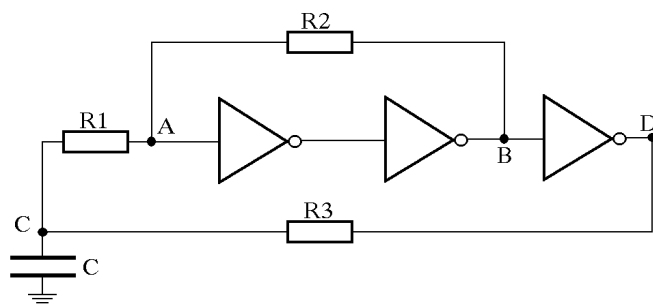
$$V'' = V_T - \frac{(5 - V_T)R_1}{R_2} = \begin{cases} V''_{min} = V_{Tmin} - \frac{(5 - V_{Tmin})\overline{R_1}}{R_2} = 0,569V \\ V''_{max} = V_{Tmax} - \frac{(5 - V_{Tmax})\overline{R_1}}{R_2} = 1,829V \end{cases} \quad (1.281)$$

1.14 Za astabilni multivibrator sa slike 1.57, realizovan CMOS invertorima, odrediti frekvenciju oscilovanja i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B, C i D naznačivši sve njihove karakteristične vrednosti. Smatrati da su invertori idealnih karakteristika i da je $R_3 \ll R_1$ i $R_3 \ll R_2$. $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V_{dd}/2$, $R_1 = 60K$, $R_2 = 150K$, $R_3 = 5K$ i $C=1nF$.

Rešenje:

Kako je pokazano u zadatku 1.10, otpornici R_1 i R_2 sa dva invertora čine naponski komparator sa neinvertujućom prenosnom karakteristikom i izlazom u tački B. Pragovi okidanja ovog komparatora iznose

$$V' = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_T = 3,5V \quad \text{i} \quad V'' = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_T - \frac{R_1}{R_2} V(1) = 1,5V \quad (1.282)$$



Slika 1.57:

što odgovara ekstremnim vrednostima napona u tački C astabilnog multivibratora, za čiju je realizaciju potrebna invertujuća karakteristika dobijena ubacivanjem invertora između tačaka B i D .

Neka je u $t = 0^-$, napon tačke B visok

$$U_B = V(1) = 5V. \quad (1.283)$$

Tada je

$$U_D = V(0) = 0V, \quad (1.284)$$

pa se kondenzator C prazni a napon u tački C opada i dostiže donji prag okidanja komparatora

$$U_C = V'' = 1,5V, \quad (1.285)$$

kada je

$$U_A = V_T = 2,5V. \quad (1.286)$$

Posle promene stanja na izlazu komparatora je u $t = 0^+$:

$$\begin{aligned} U_D &= V(1) = 5V \\ U_C &= U_C(0^-) = 1,5V \\ U_B &= V(0) = 0V \end{aligned} \quad (1.287)$$

a skokovita promena napona iz tačke B izaziva trenutnu promenu na ulazu prvog invertora

$$U_A(0^+) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_C + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B = 1,07V \quad (1.288)$$

tako da ovaj napon održava nizak napon u tački B .

Ulazna otpornost CMOS invertora je velika tako da se kondenzator C puni preko ekvivalentne otpornosti

$$R_{ek} = (R_1 + R_2) \parallel R_3 = \frac{R_3(R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} = 4,88K \approx 5K \quad (1.289)$$

ako uzmemo u obzir da je otpornost R_3 mnogo manja od R_1 i R_2 . Napon na kondenzatoru raste i teži ka vrednosti

$$V_{ek1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} U_D = 4,88V \approx 5V \quad (1.290)$$

sve dok ne dođe do okidanja naponskog komparatora, što se dešava kada je

$$U_C(T_1^-) = V' = 3,5V. \quad (1.291)$$

S obzirom da se za napon tačke C u ovom kvazistabilnom stanju može pisati

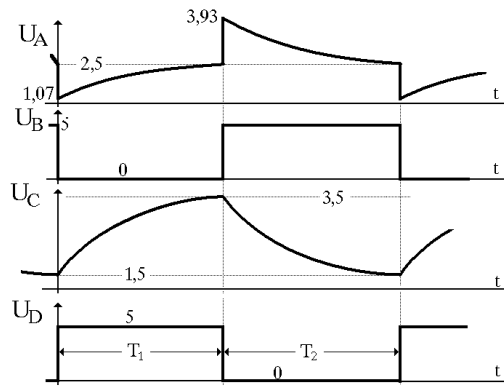
$$U_C(t) = V_{ek1} - [V_{ek1} - U_C(0^+)]e^{-t/\tau} \quad (1.292)$$

gde je $\tau = CR_{ek} = 5\mu s$, za trajanje kvazistabilnog stanja se dobija

$$\begin{aligned} T_1 &= \tau \ln \frac{V_{ek1} - U_C(0^+)}{V_{ek1} - V'} \\ &= 4,24\mu s \end{aligned} \quad (1.293)$$

Na početku drugog kvazistabilnog stanja je

$$\begin{aligned} U_B(T_1^+) &= V(1) \\ U_D(T_1^+) &= V(0) \\ U_C(T_1^+) &= U_C(T_1^-) = 3,5V \end{aligned} \quad (1.294)$$



Slika 1.58:

i

$$U_A(T_1^+) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_C + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_B = 3,93V \quad (1.295)$$

I sada je ekvivalentna otpornost za pražnjenje kondenzatora

$$R_{ek} = (R_1 + R_2) \parallel R_3 \approx 5K, \quad (1.296)$$

a pri pražnjenju napon teži ka vrednosti

$$V_{ek2} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} U_B = 0,12V \approx 0V, \quad (1.297)$$

tako da se za trajanje drugog kvazistabilnog stanja dobija

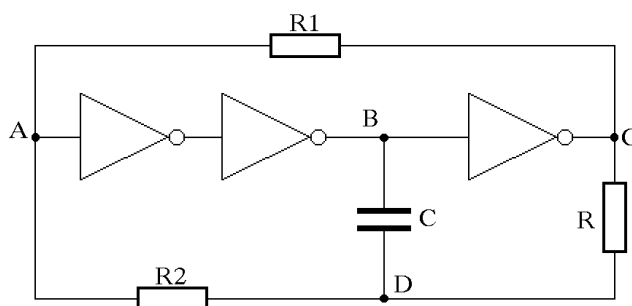
$$T_2 = \tau \ln \frac{V_{ek2} - U_C(T_1^+)}{V_{ek2} - V''} = 4,24\mu s \quad (1.298)$$

1.15 Astabilni multivibrator prikazan na slici 1.59 realizovan je CMOS invertorima sa idealnim zaštitnim diodama na ulazu.

a) Za $R_2 = 250K$ i $R_1 = 500K$ izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B, C i D.

b) Odrediti koji uslov treba da zadovolji odnos vrednosti otpornika R_1/R_2 da bi u kolu postojale oscilacije a da ne dolazi do provođenja zaštitnih dioda ulaza.

$V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = 0,4V_{dd}$, $V_d = 0V$, $C = 2nF$ i $R = 12K$ ($R \ll R_1$, $R \ll R_2$).



Slika 1.59:

Rešenje:

a) Počnimo analizu kola od kvazistabilnog stanja u kome je

$$\begin{aligned} U_C(0^-) &= V(0) = 0V \quad \text{i} \\ U_B(0^-) &= V(1) = 5V. \end{aligned} \quad (1.299)$$

Kondenzator C se prazni i napon opada u tačkama D i A dostižući vrednost napona praga u tački A . S obzirom da važi

$$U_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_D + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_C \quad (1.300)$$

početna vrednost napona u tački D iznosi

$$U_D(0^-)|_{U_A=V_T} = V' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_T - \frac{R_2}{R_1}U_C = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_T = 3V \quad (1.301)$$

Posle promene stanja u kolu naponi imaju vrednost

$$\begin{aligned} U_C(0^+) &= V(1) = 5V \quad \text{i} \\ U_B(0^+) &= V(0) = 0V. \end{aligned} \quad (1.302)$$

Pad napona se iz tačke B , kroz kondenzator C , prenosi do tačke D i sada ima minimalnu moguću vrednost

$$U_{D_{min}} = V' - V_{dd} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_T - V_{dd} = -2V \quad (1.303)$$

Korišćenjem izraza 1.300 dobijamo

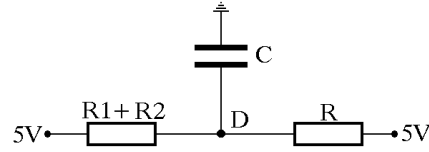
$$U_A(0^+) = \frac{R_1}{R_1 + R_2}U_{D_{min}} + \frac{R_2}{R_1 + R_2}U_C = V_T + \frac{R_2 - R_1}{R_1 + R_2}V_{dd} = 0,33V \quad (1.304)$$

Na slici 1.60 je dato kolo punjenja kondenzatora. Vremenska konstanta punjenja iznosi

$$\tau = C(R \parallel (R_1 + R_2)) \approx CR = 24\mu s, \quad (1.305)$$

a ekvivalentni generator

$$V_{ek1} = 5V. \quad (1.306)$$



Slika 1.60:

Napon tačke D raste

$$U_D(t) = V_{ek1} - [V_{ek1} - U_D(0^+)]e^{-t/\tau} \quad (1.307)$$

sve dok napon u tački A ne dostigne napon praga invertora V_T , tako da na kraju prvog kvazistabilnog perioda napon u tački D iznosi (iz izraza 1.300)

$$U_D(T_1^-) = V'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_T - \frac{R_2}{R_1}V_{dd} = 0,5V. \quad (1.308)$$

Iz izraza 1.307 se za trajanje prvog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{ek1} - U_D(0^+)}{V_{ek1} - U_D(T_1^-)} = 24\mu s \ln \frac{5 - (-2)}{5 - 0,5} = 10,6\mu s \quad (1.309)$$

Napon na kondenzatoru u ovom trenutku iznosi

$$U_k(T_1) = U_D - U_B = 0,5V. \quad (1.310)$$

U drugom kvazistabilnom stanju naponi u tačkama B i C imaju vrednost

$$\begin{aligned} U_B &= V(1) \quad \text{i} \\ U_C &= V(0). \end{aligned} \quad (1.311)$$

Pozitivni skok napona u tački B , prenešen preko kondenzatora C , izaziva skok napona u tački D na maksimalnu vrednost

$$U_D(T_1^+) = U_B + U_k = U_{D_{max}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_T + \frac{R_1 - R_2}{R_1}V_{dd} = 5,5V, \quad (1.312)$$

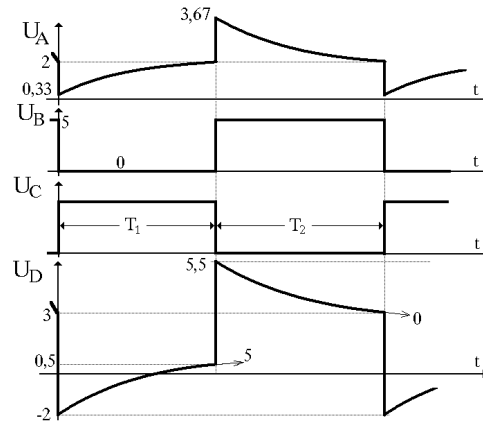
odnosno

$$U_A(T_1^+) = U_{A_{max}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}U_D = V_T + \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2}V_{dd} = 3,67V. \quad (1.313)$$

Trajanje drugog kvazistabilnog stanja definiše pražnjenje kondenzatora dok napon tačke A ne opadne na napon praga V_T , odnosno napon u tački D ne dostigne $3V$ kako je određeno u trenutku $t = 0^-$, tako da se dobija

$$\begin{aligned} T_2 &= \tau \ln \frac{V_{ek2} - U_D(T_1^+)}{V_{ek2} - U_D(T_2^-)} \\ &= 24\mu s \ln \frac{0 - (5,5)}{0 - 3} = 14,55\mu s \end{aligned} \quad (1.314)$$

gde je $V_{ek2} = 0V$ s obzirom da je u ovom kvazistabilnom stanju napon tačke C na nivou logičke nule.



Slika 1.61:

Talasni oblici napona u svim tačkama kola dati su na slici 1.61.

b) Da se ne bi uključivala zaštitna dioda na ulazu invertora čiji je ulaz vezan za tačku A , potrebno je da minimalna vrednost napona u ovoj tački, data izrazom 1.304, bude veća od $-V_d$ tj. od nule, odakle se za odnos R_2/R_1 dobija

$$\frac{R_2}{R_1} \geq \frac{1 - V_T/V_{dd}}{1 + V_T/V_{dd}} = \frac{3}{7} \quad (1.315)$$

Slično, na početku drugog kvazistabilnog stanja, da ne bi dolazilo do uključivanja zaštitne diode vezane za izvor napajanja potrebno je da maksimalna vrednost napona u tački A bude ograničena tj.

$$U_{A_{max}} \leq V_{dd} + V_d. \quad (1.316)$$

Rešavanjem ove nejednakosti dobija se opet isti uslov dat izrazom 1.315. Maksimalna promena napona u tački A oko napona praga V_T iznosi

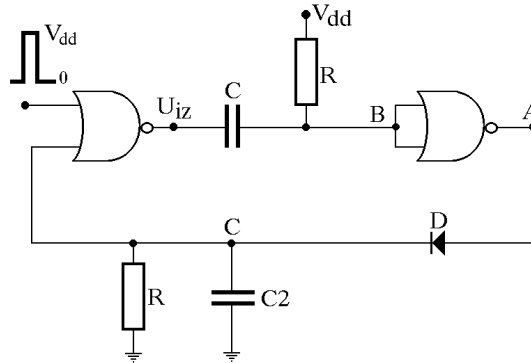
$$\Delta U_A = V_T - U_{A_{min}} = U_{A_{max}} - V_T = \frac{R_1 - R_2}{R_1 + R_2} V_{dd} \geq 0 \quad (1.317)$$

i treba da bude veća od nule da bi postojale oscilacije u kolu, odakle se dobija uslov $R_1 > R_2$, odnosno uslov za postojanje oscilacija bez uključivanja zaštitnih dioda na ulazu prvog invertora postoje

$$\frac{3}{7} \leq \frac{R_2}{R_1} < 1. \quad (1.318)$$

1.16 Za monostabilni multivibrator prikazan na slici 1.62, realizovan CMOS NILI kolima sa idealizovanom prenosnom karakteristikom, čiji je napon praga V_T i sa idealnim zaštitnim diodama na ulazu,

- a) nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B, C i na izlazu kola.
 b) Za koliko se menja trajanje izlaznog impulsa ako napon praga može da ima vrednosti iz opsega $V_T = 0,3V_{dd} - 0,7V_{dd}$ za $C_2 = C = 5nF$ i $C_2 = 0$.
 $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V_{dd}/2$, $V_d = 0V$, $R = 10K$ i $C = C_2 = 5nF$.



Slika 1.62:

Rešenje:

- a) Pre pojave okidnog impulsa struje kroz kondenzatore ne teku, tako da je

$$\begin{aligned} U_{ul}(0^-) &= 0V \\ U_B(0^-) &= V_{dd} = 5V \\ U_A(0^-) &= V(0) = 0V, \end{aligned} \quad (1.319)$$

zbog čega ne vodi dioda D . Kondenzator C_2 se ispraznio kroz otpornik R

$$U_C(0^-) = U_{k2} = 0V, \quad (1.320)$$

što na izlazu NILI kola daje

$$\begin{aligned} U_{iz}(0^-) &= V(1) = 5V \quad \text{i} \\ U_{k1} &= U_B - U_{iz} = 0V. \end{aligned} \quad (1.321)$$

Pozitivni ulazni impuls

$$U_{ul}(0^+) = 5V \quad (1.322)$$

menja stanje na izlazu NILI kola

$$U_{iz}(0^+) = V(0) = 0V \quad (1.323)$$

a kako se napon na kondenzatoru ne menja naglo, dolazi do pada napona u tački B

$$U_B(0^+) = U_{iz} + U_{k1} = 0V, \quad (1.324)$$

tako da je

$$U_A(0^+) = V(1) = 5V, \quad (1.325)$$

zbog čega provede dioda D , kroz koju se sa izlaza NILI kola (male izlazne otpornosti) brzo puni kondenzator C_2 na vrednost

$$U_C(0^+) = U_A - V_d \approx 5V. \quad (1.326)$$

Kondenzator C_2 je pun i održava logičku nulu na izlazu kola tako da ulazni impuls može da se završi. Za $t > 0$, puni se kondenzator C sa vremenskom konstantom $\tau = RC$ a napon tačke B raste ka vrednosti

$$U_B(\infty) = V_{dd} \quad (1.327)$$

dok ne dostigne vrednost napona praga, $U_B(T_1) = V_T$. Iz izraza

$$U_B(t) = U_B(\infty) + [U_B(0^+) - U_B(\infty)]e^{-t/\tau} \quad (1.328)$$

se za trajanje kvazistabilnog perioda dobija

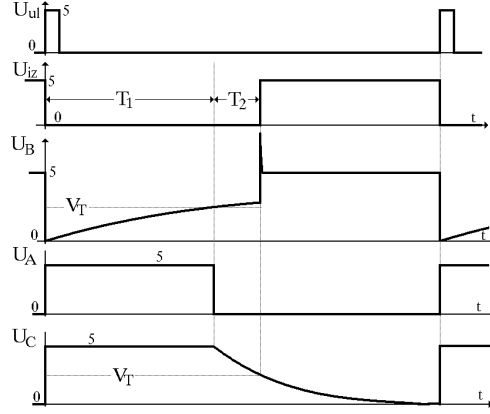
$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{dd}}{V_{dd} - V_T} \quad (1.329)$$

Za $t > T_1$ je

$$U_A = V(0) = 0V. \quad (1.330)$$

Dioda D je inverzno polarisana jer je kondenzator C_2 pun a anoda se nalazi na nivou logičke nule. Kondenzator C_2 se prazni kroz otpornik R , ali dok je napon veći od V_T na izlazu kola je i dalje

$$U_{iz} = V(0) = 0V, \quad (1.331)$$



pa se nastavlja punjenje kondenzatora C . Napon tačke C opada

Slika 1.63:

$$U_C(t) = U_C(T_1)e^{-t/\tau_1} \approx V_{dd}e^{-t/\tau_1} \quad (1.332)$$

i posle vremena $t = T_2$ dostiže vrednost V_T . Iz izraza 1.332 se dobija

$$T_2 = \tau_1 \ln \frac{V_{dd}}{V_T} = RC \ln \frac{V_{dd}}{V_T} \quad (1.333)$$

a napon tačke B dostigao je vrednost

$$U_B(T_1 + T_2) = V_{dd} + [V_{dd} - U_B(0^+)]e^{-(T_1+T_2)/\tau} > V_T \quad (1.334)$$

Ukupno trajanje impulsa na izlazu kola iznosi

$$T = T_1 + T_2 = \tau \ln \frac{V_{dd}}{V_{dd} - V_T} + \tau_1 \ln \frac{V_{dd}}{V_T} = RC \ln \frac{V_{dd}^2}{(V_{dd} - V_T)V_T} \quad (1.335)$$

Za $t > T_1 + T_2$ nastavlja se pražnjenje kondenzatora C_2 a kako je napon na njemu manji od V_T , na izlazu kola je

$$U_{iz} = V(1) = 5V. \quad (1.336)$$

Skok napona sa izlaza kola se kroz kondenzator C prenosi do tačke B

$$\begin{aligned} U_B(T_1 + T_2) &= U_{iz} + U_{k1} \\ &= V(1) + U_B(T_1 + T_2) > V_{dd} \end{aligned} \quad (1.337)$$

a kako je ova vrednost veća od napona napajanja, uključuje se zaštitna dioda na ulazu NILI kola kroz koju se kondenzator C brzo prazni a napon tačke B ograničava na vrednost napona napajanja V_{dd} . Talasni oblici napona dati su na slici 1.63.

b) Za slučaj $C_2 = 0$ je $T_2 = 0$, odnosno $T = T_1$. Iz izraza 1.329 i 1.333 se za trajanje generisanog izlaznog impulsa dobijaju vrednosti date u tabeli.

$C_2 = 5nF$			$C_2 = 0$	
V_T	$T(\mu s)$	%	$T(\mu s)$	%
$0,5V_{dd}$	69,4	0	34,7	0
$0,3V_{dd}$	78,03	12,4	17,83	48,6
$0,7V_{dd}$	78,03	12,4	60,1	73,5

Primećujemo da kondenzator C_2 smanjuje uticaj tolerancije praga V_T na trajanje izlaznog impulsa.

1.17 Na slici 1.64 je prikazan astabilni multivibrator realizovan pomoću idealnih CMOS invertora bez zaštitnih dioda na ulazu.

a) Izračunati i nacrtati vremenske dijagrame napona u tačkama A, B i C za $I = 5mA$.

b) Odrediti trajanja kvazistabilnih stanja za slučaj da struja I strujnog izvora ima maksimalnu dozvoljenu vrednost.

Poznato je: $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V(1)/2$, $V_d = 0,5V$, $R_d = 100\Omega$ i $C = 3,3nF$.

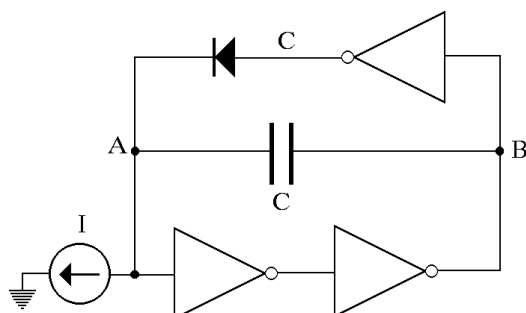
Rešenje:

a) Neka je

$$\begin{aligned} U_B(0^-) &= V(1) \Rightarrow U_A \geq V_T \\ U_C(0^-) &= V(0). \end{aligned} \quad (1.338)$$

Tada dioda ne vodi a struja I strujnog izvora teče kroz kondenzator C . Napon tačke A opada dostižući napon praga,

$$U_A(0^-) = V_T, \quad (1.339)$$



Slika 1.64:

tako da je napon na kondenzatoru

$$U_k(0) = U_A - U_B = -2,5V. \quad (1.340)$$

Sada se kolo nalazi na početku kvazistabilnog stanja u kome je

$$\begin{aligned} U_B(0^+) &= V(0) = 0V \\ U_C(0^+) &= V(1) = 5V \end{aligned} \quad (1.341)$$

zbog čega sada vodi dioda. Početni napon tačke A iznosi

$$U_A(0^+) = U_B + U_k = -2,5V. \quad (1.342)$$

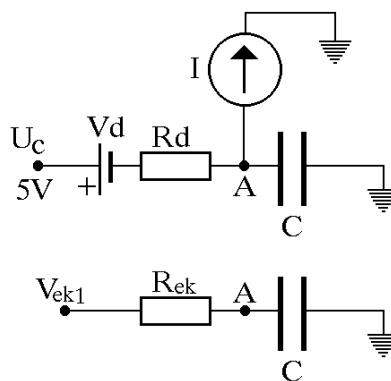
Kondenzator se puni tako da napon u tački A raste

$$\begin{aligned} U_A(t) &= V_{ek1} - [V_{ek1} - U_A(0^+)]e^{-t/\tau} \\ &= 4 - 6,5e^{-t/\tau} \end{aligned} \quad (1.343)$$

Na slici 1.65 je dato ekvivalentno kolo punjenja kondenzatora, gde je

$$\begin{aligned} R_{ek} &= R_d \\ V_{ek1} &= U_C - V_d - R_d \cdot I = 4V. \end{aligned} \quad (1.344)$$

Napon tačke A raste ka asimptotskoj vrednosti V_{ek1} sve dok na kraju kvazistabilnog stanja ne dostigne vrednost napona praga, odakle se za trajanje prvog kvazistabilnog stanja dobija



Slika 1.65:

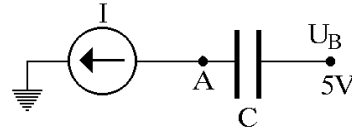
$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{ek1} - U_A(0^+)}{V_{ek1} - U_A(T_1^-)} = CR_d \ln \frac{6,5}{1,5} = 484ns \quad (1.345)$$

U trenutku kada nastupa promena u kolu napon na kondenzatoru dostiže vrednost

$$U_k(T_1) = U_A - U_B = 2,5V. \quad (1.346)$$

U drugom kvazistabilnom stanju je

$$\begin{aligned} U_B &= V(1) = 5V \\ U_C &= V(0) = 0V, \end{aligned} \quad (1.347)$$



Slika 1.66:

tako da dioda ne može da provodi a napon tačke A ima početnu vrednost

$$U_A(T_1^+) = U_B + U_k = 7,5V. \quad (1.348)$$

Sada struja strujnog izvora teče kroz kondenzator, kako je dato na slici 1.66, tako da se napon tačke A menja linearno sa vremenom

$$U_A(t) = U_B + U_k(t) = U_B + U_k(T_1) - \frac{I}{C}t = U_A(T_1^+) - \frac{I}{C}t \quad (1.349)$$

sve dok se zbog opadanja ne izjednači sa naponom praga,

$$U_A(T_2^-) = V_T, \quad (1.350)$$

kada opet nastupa promena na izlazima invertora. Iz izraza 1.349 se za trajanje drugog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_2 = \frac{[U_A(T_1^+) - U_A(T_2^-)]C}{I} = \frac{[7,5V - 2,5V]C}{5mA} = 3,3\mu s \quad (1.351)$$

b) Od vrednosti struje I strujnog izvora zavisi samo trajanje kvazistabilnog stanja T_2 . Ova struja prazni kondenzator i sigurno će napon tačke A u jednom trenutku dostići napon praga. Međutim, da bi u kolu postojale oscilacije potrebno je da se u prvom kvazistabilnom stanju kondenzator puni i da se dostigne napon V_T . Kako pri punjenju napon teži ka vrednosti V_{ek1} uslov za postojanje oscilacija se svodi na

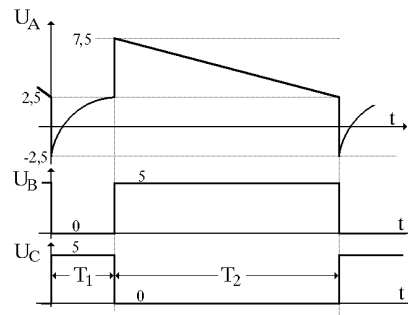
$$V_{ek1} \geq V_T. \quad (1.352)$$

Za $V_{ek1} = V_T$ se iz uslova

$$V(1) - V_d - R_d I_{max} = V_T \quad (1.353)$$

dobija maksimalna vrednost struje strujnog izvora za koju i dalje postoje oscilacije u kolu

$$I_{max} = 20mA. \quad (1.354)$$



Slika 1.67:

Za $I \rightarrow I_{max}$ za trajanja kvazistabilnih stanja se dobijaju vrednosti

$$T_1 \rightarrow \infty \quad \text{i} \quad T_2 = \frac{5C}{I_{max}} = 825ns. \quad (1.355)$$

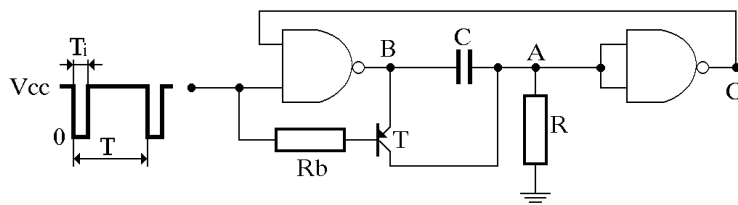
1.18 Za "retriggerable" monostabilni multivibrator sa slike 1.68 nacrtati talasne oblike napona u svim tačkama kola (A, B i C) naznačivši sve njihove karakteristične vrednosti, ako se kolo okida impulsima logičke nule trajanja $T_i = 0,9\mu s$ frekvencije

- a) $f_1 = 10kHz$ i
 b) $f_2 = 20kHz$ ($f = 1/T$).

Smatrati da CMOS NI kola imaju idealne zaštitne diode ulaza i prenosnu karakteristiku sa pragom promene V_T .

c) Odrediti minimalno trajanje okidnog impulsa T_i kojim se kolo uvek vraća na početak kvazistabilnog stanja.

Poznato je: $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V(1)/2$, $V_d = V_{ces} = 0V$, $V_{be} = V_{bes} = 0,6V$, $\beta = 50$, $C = 3nF$, $R = 40K$ i $R_b = 22K$.



Slika 1.68:

Rešenje:

a) U stabilnom stanju na ulazu kola je prisutan napon

$$U_{ul} = 5V \quad (1.356)$$

tako da PNP tranzistor ne može da vodi. Kroz kondenzator ne teče struja a naponi u karakterističnim tačkama kola imaju vrednosti

$$\begin{aligned} U_A(0^-) &= 0V \Rightarrow U_C(0^-) = V(1) = 5V \\ U_B(0^-) &= V(0) = 0V \\ U_k(0^-) &= U_A - U_B = 0V. \end{aligned} \quad (1.357)$$

Zbog pojave okidnog impulsa

$$U_{ul} = V(0) = 0V \quad (1.358)$$

provede tranzistor T . S obzirom da je zadovoljen uslov

$$\beta R > R_b \quad (1.359)$$

tranzistor radi u zasićenju sprečavajući punjenje kondenzatora. Tako za $0 < t < T_i$, dok je na ulazu prisutan napon logičke nule u ostalim tačkama kola napon ima vrednost

$$\begin{aligned} U_B &= V(1) = 5V \\ U_k &= V_{ces} = 0V \\ U_A &= U_B + U_k = 5V \\ U_C &= V(0) = 0V. \end{aligned} \quad (1.360)$$

Za $t > T_i$, kada se završi okidni impuls, na ulaz kola opet je doveden napon logičke jedinice zbog čega se zakoči tranzistor T . Logička nula iz tačke C održava

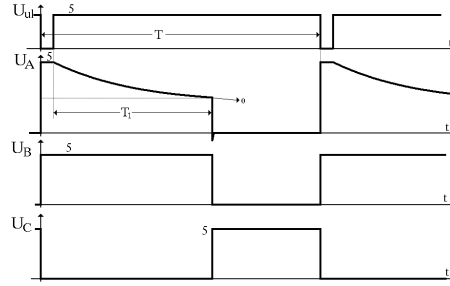
$$U_B = V(1) = 5V, \quad (1.361)$$

a zbog pražnjenja kondenzatora C napon u tački A opada ka nuli

$$U_A(t) = U_A(T_i)e^{-t/\tau} = V(1)e^{-t/\tau} \quad \tau = RC = 120\mu s \quad (1.362)$$

Impuls koji se generiše u tački C se završava kada napon tačke A dostigne napon praga V_T odakle se iz izraza 1.362 za trajanje kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = \tau \ln \frac{V(1)}{V_T} = \tau \ln 2 = 83.2\mu s \quad (1.363)$$



Slika 1.69:

tako da u trenutku $t = T_1^-$ naponi u kolu imaju istu vrednost

$$\begin{aligned} U_B(T_1^-) &= V(1) = 5V \\ U_A(T_1^-) &= V_T = 2,5V \\ U_C(T_1^-) &= V(0) = 0V \\ U_k(T_1^-) &= U_A - U_B = -2,5V. \end{aligned} \quad (1.364)$$

Napon niži od V_T na ulazu drugog NI kola postavlja logičku jedinicu na njegov izlaz,

$$\begin{aligned} U_C(T_1^+) &= V(1) = 5V \\ U_B(T_1^+) &= V(0) = 0V \end{aligned} \quad (1.365)$$

odnosno logičku nulu u tački B . Sada je napon u tački A negativan

$$U_A(T_1^+) = U_B + U_k = -2,5V \quad (1.366)$$

zbog čega provede zaštitna dioda na ulazu drugog NI kola ograničavajući ulazni napon na vrednost

$$U_A(T_1^{++}) = -V_d = 0V. \quad (1.367)$$

Kondenzator se kroz izlaz prvog NI kola i zaštitnu diodu, zbog male vremenske konstante

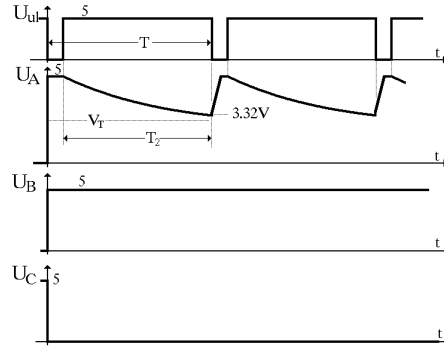
$$\tau_1 = C(R_{iz-NI} + R_d) \rightarrow 0 \quad (1.368)$$

velikom strujom prepuni na novu vrednost

$$U_k(T_1^{++}) = U_A(T_1^{++}) - U_B(T_1^{++}) = 0V. \quad (1.369)$$

Na ovaj način kolo se brzo vraća u stabilno stanje i spremno je za sledeći okidni impuls koji se javlja za $T = 1/f = 100\mu s > T_1$, kako je prikazano na slici 1.69.

b) Ako se na ulaz kola dovedu okidni impulsi frekvencije $f = 20KHz \Rightarrow T = 1/f = 50\mu s$, dolaziće do ponovnog okidanja monostabilnog multivibratora pre nego je završeno kvazistabilno stanje ($T_1 = 83,2\mu s > 50\mu s$). Pojavom novog okidnog impulsa, pre nego je napon tačke A dostigao napon praga, uključivaće se tranzistor T , koji će prazniti kondenzator, i napon dovesti na vrednost koju je imao i na početku kvazistabilnog stanja pri čemu nema promene na izlazu NI kola tj. produžava se trajanje generisanog impulsa u tački C , što je prikazano na slici 1.70.



Slika 1.70:

U trenutku kada stiže naredni okidni impuls napon tačke A dostiže vrednost

$$U_A(t = 50\mu s) = 5e^{-(T-T_i)/\tau} = 5e^{-49,1/120} = 3,32V. \quad (1.370)$$

c) Naravno, retrigerovanje će biti uspešno ako, nebitno od vrednosti dostignutog napona na kondenzatoru, tranzistor T uvek uspe da dovede napon tačke A na vrednost sa početka kvazistabilnog stanja. Kritičan slučaj se ima kada je napon na kondenzatoru najveći a to je pred kraj kvazistabilnog stanja, kada je

$$U_{Amin} = V_T^+ = 2,5V \quad \text{tj.} \quad U_{kmax} = V_T^- = 2,5V. \quad (1.371)$$

Zbog punog kondenzatora je

$$|V_{ce}| > V_{ces}, \quad (1.372)$$

tako da je tranzistor u aktivnom režimu sa kolektorskom strujom

$$I_c = \beta I_b = \beta \frac{V(1) - V_{be}}{R_b} = 10mA. \quad (1.373)$$

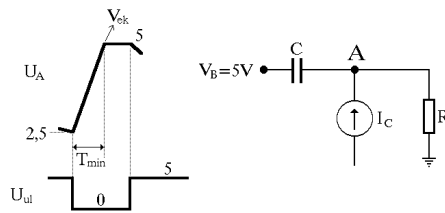
Ekvivalentni generator za kolo sa slike 1.71 iznosi

$$V_{ek} = RI_c = 400V, \quad (1.374)$$

a napon tačke A se menja po zakonu

$$U_A(t) = V_{ek} - [V_{ek} - U_{Amin}]e^{-t/\tau} \quad (1.375)$$

Iz uslova da je $U_A(t = T_{imin}) = V(1)$, tj. da tranzistor uspešno isprazni kondenzator do kraja čime se napon tačke A vraća na početnu vrednost (logičke jedinice) za minimalno trajanje okidnog impulsa se dobija



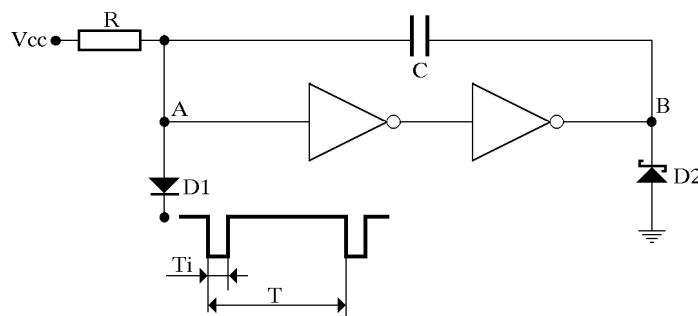
Slika 1.71:

$$T_{imin} = \tau \ln \frac{V_{ek} - 2,5}{V_{ek} - 5} = 0,76\mu s \quad (1.376)$$

1.19 Na slici 1.72 prikazan je retrigirabilni monostabilni multivibrator realizovan CMOS invertorima bez zaštitnih dioda na ulazu. Izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A i B ako se na ulaz kola dovode okidni impulsi trajanja logičke nule $T_i = 1\mu s$, frekvencije

- a) $f = 1/T = 60KHz$
- b) $f = 1/T = 120KHz$.

Poznato je: $V_{cc} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V(1)/2$, $V_d = 0,5V$, $R_d = 50\Omega$, $R = 20K$ i $C = 1nF$. Napon Šotki diode iznosi $V_{dš} = 0V$.



Slika 1.72:

Rešenje:

a) Pre dovodenja okidnog impulsa, u stabilnom stanju, katoda diode D_1 je vezana na napon napajanja tako da ne provodi. Kroz otpornik R struja ne teče (u stabilnom stanju struja kroz kondenzator uvek je jednaka nuli) pa je

$$U_A(0^-) = V_{cc} = 5V \quad (1.377)$$

a na izlazu drugog invertora je

$$U_B(0^-) = V(1) = 5V, \quad (1.378)$$

tako da napon na kondenzatoru iznosi

$$U_k(0^-) = U_A - U_B = 0V. \quad (1.379)$$

Zbog pojave niskog napona na ulazu kola

$$U_{ul} = 0V, \quad (1.380)$$

provede dioda D_1 . Napon na ulazu prvog invertora jednak je naponu vođenja diode, što izaziva promenu na izlazu kola

$$U_B(0^+) = V(0) = 0V, \quad (1.381)$$

koje se sada nalazi u kvazistabilnom stanju. Otpornici u kolu ograničavaju vrednost struje i time sprečavaju naglu promenu napona na kondenzatoru

$$U_k(0^+) = U_k(0^-), \quad (1.382)$$

pa se za početni napon tačke A dobija

$$U_A(0^+) = U_B + U_k = 0V. \quad (1.383)$$

Kolo punjenja kondenzatora je dato na slici 1.73, gde je

$$\begin{aligned} R_{ek} &= \frac{RR_d}{R + R_d} = 49,9\Omega \\ V_{ek} &= \frac{R_d}{R + R_d}V_{cc} + \frac{R}{R + R_d}U_D = 0,51V \end{aligned} \quad (1.384)$$

Vremenska konstanta punjenja iznosi

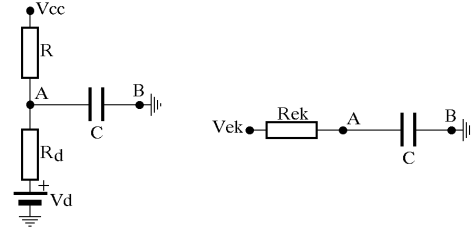
$$\tau_1 = CR_{ek} = 49,9ns. \quad (1.385)$$

Primećujemo da je $5\tau_1 < T_i$, što znači da će kondenzator uspeti da se napuni do kraja, kada napon dostiže vrednost

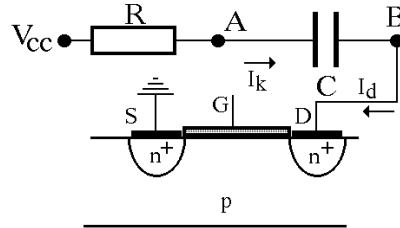
$$U_A = U_k(t = 5\tau_1) = V_{ek} = 0,51V \quad (1.386)$$

a struja u kolu se svodi na nulu.

U trenutku $t = T_i$ nastupa promena na ulazu kola tj. završava se okidni impuls. Zbog visokog napona na katodi dioda D_1 prestaje da vodi. Kondenzator sprečava nagle promene na ulazu prvog invertora, tako da je



Slika 1.73:



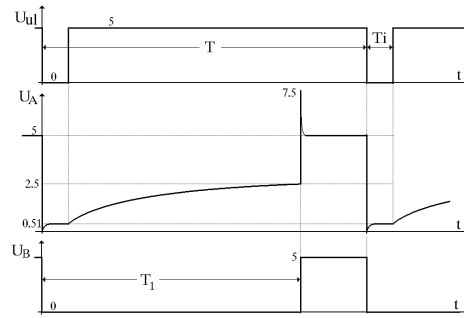
Slika 1.74:

$$\begin{aligned} U_A(T_i^+) &= U_A(T_i^-) = 0,51V < V_T \\ U_B(T_i^+) &= V(0). \end{aligned} \quad (1.387)$$

Sada su stvoreni uslovi za punjenje kondenzatora preko otpornika R i izvora napajanja V_{cc} . Kondenzator se puni preko provodnog **n**-kanalnog FET-a na izlazu invertora, kao na slici 1.74.

Kraj kvazistabilnog stanja je određen dostizanjem praga promene V_T na ulazu prvog invertora odakle se dobija

$$T_1 = CR \ln \frac{V_{cc} - U_A(0^+)}{V_{cc} - V_T} = 11,7\mu s \quad (1.388)$$



Slika 1.75:

Izlazni impuls u tački B ima ukupno trajanje

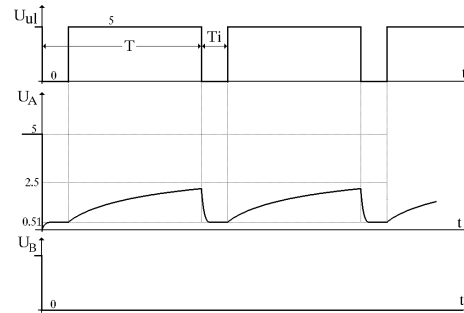
$$T_{KS} = T_i + T_1 = 12,7\mu s. \quad (1.389)$$

Povratkom u stabilno stanje izlazni napon je opet visok,

$$U_B(T_i + T_1^+) = V(1). \quad (1.390)$$

Napon u tački A ima najpre skok na vrednost

$$U_A(T_i + T_1^+) = U_B + U_k = 7,5V. \quad (1.391)$$



Slika 1.76:

Iako je napon na katodi diode D_1 visok tj. $5V$, napon na anodi je dovoljno visok da ona provede tako da se preko male ekvivalentne otpornosti $R_{ek} = 49,9\Omega$, i **p**-kanalnog FET-a na izlazu drugog invertora kondenzator brzo isprazni a napon tačke A svodi na vrednost napona napajanja, kada se gasi dioda D_1 .

Iza ovoga su naponi u svim tačkama kola stabilni kao i u trenutku $t = 0^-$ i do generisanja novog impulsa logičke nule na izlazu kola dolazi tek pojavom novog okidnog impulsa na ulazu kola. Ovo je upravo slučaj za $f = 60KHZ$, kada ulazni okidni impulsi imaju periodu

$$T = \frac{1}{f} = 16,67\mu s \quad (1.392)$$

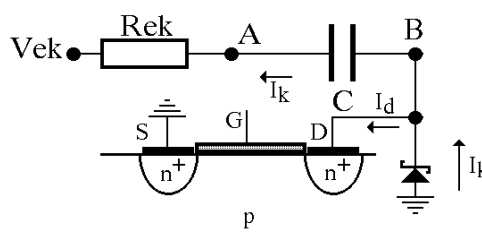
a odgovarajući talasni oblici napona su prikazani na slici 1.75.

b) Ako se frekvencija ulaznih impulsa poveća na $f = 120KHZ$, perioda iznosi

$$T = \frac{1}{f} = 8,33\mu s \quad (1.393)$$

i kraća je od trajanja kvazistabilnog stanja. Sada dolazi do retrigerovanja kola tj. pre završetka kvazistabilnog stanja javlja se novi okidni impuls. Talasni oblici napona za ovaj slučaj su dati na slici 1.76. Sa slike vidimo da novi okidni impuls na ulaz kola stiže pre nego napon na kondenzatoru dostigne napon praga NI kola zbog čega nema promene na izlazu u tački B .

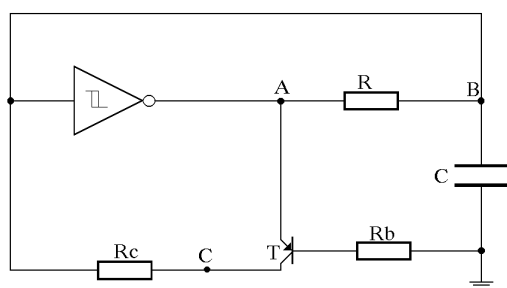
Sada se zbog pojave okidnog impulsa stiču uslovi da provede dioda D_1 , međutim, kako je na izlazu drugog invertora napon nizak sada je uključen n -kanalni FET. Struja pražnjenja kondenzatora ima suprotan smer od struje drejna FET-a, kako je prikazano na slici 1.77. Kondenzator bi se ispraznio uspešno jer bi provela dioda podloga-drejn.



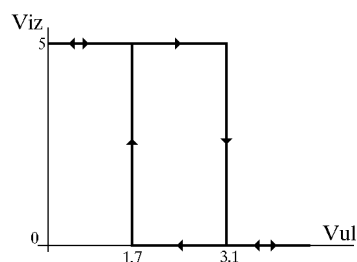
Slika 1.77:

Da se ovo ne bi dešavalo na izlaz kola se vezuje Šotki dioda koja ima napon vođenja niži od p - n spoja, tako da se kondenzator u ovom kolu prazni, kod retrigerovanja, kroz Šotki diodu. Na ovaj način se napon na kondenzatoru vraća na vrednost $0,51V$, koju je imao i na početku kvazistabilnog perioda a izlazni impuls se produžava.

1.20 Astabilni multivibrator realizovan CMOS invertorom prikazan je na slici 1.78. Prenosna karakteristika invertora data je na slici 1.79. Izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B i C . $V_{dd} = 5V$, $V(1) = V_{dd}$, $V(0) = 0V$, $R = 10K$, $R_c = 1K$, $R_b = 82K$, $C = 100nF$, $V_{be} = V_{bes} = 0,6V$, $|V_{ces}| = 0V$ i $\beta = 50$.



Slika 1.78:



Slika 1.79:

Rešenje:
Ako je

$$U_A(0^-) = V(0) = 0V \quad (1.394)$$

tranzistor ne vodi, te se kroz otpornik R i izlaz logičkog kola kondenzator C prazni. Pri opadanju napona na ulazu invertora (tačka B) sa prenosne karakteristike se vidi da promena u kolu nastupa za

$$U_B(0^-) = 1,7V. \quad (1.395)$$

Kako tranzistor ne vodi, nema kolektorske struje niti pada napona na otporniku R_c , tako da je

$$U_C(0^-) = U_B = 1,7V. \quad (1.396)$$

Na početku drugog kvazistabilnog stanja naponi u kolu imaju sledeće vrednosti:

$$U_A(0^+) = V(1) = 5V \quad (1.397)$$

a kondenzator sprečava nagle promene napona u tački B , tako da je

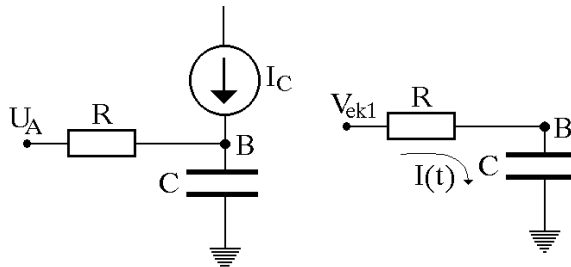
$$U_B(0^+) = U_B(0^-) = 1,7V. \quad (1.398)$$

Spoj baza-emitor tranzistora T sada je direktno polarisan i on vodi sa baznom strujom

$$I_b = \frac{U_A(0^+) - V_{eb}}{R_b} = 53,66\mu A, \quad (1.399)$$

tako da kolektorska struja ima vrednost

$$I_c = \beta I_b = 2,68mA. \quad (1.400)$$



Slika 1.80:

Ova struja stvara pad napona na otporniku R_c zbog čega napon tačke C ima vrednost

$$U_C(0^+) = U_B(0^+) + R_c I_c = 3,38V. \quad (1.401)$$

Tranzistor radi u aktivnom režimu jer je

$$U_{ec} = U_A - U_C = 1,62V > V_{ces}, \quad (1.402)$$

međutim zbog punjenja kondenzatora ovaj napon opada. Tranzistor je na granici zasićenja kada je

$$U_{ec} = V_{ces} = 0V, \quad (1.403)$$

odnosno za

$$U_B = U_A - V_{ces} - R_c I_c = 2,32V, \quad (1.404)$$

što se dešava u trenutku $t = T_1$. Ekvivalentno kolo za period $0 < t < T_1$ dato je na slici 1.80, gde je

$$V_{ek1} = U_A(0^+) + R I_c = 31,8V. \quad (1.405)$$

Struja u kolu opada

$$I(t) = I_0 e^{-t/\tau_1}, \quad (1.406)$$

gde početna vrednost struje vremenska konstanta imaju vrednosti

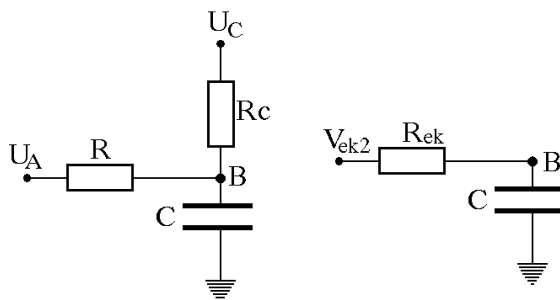
$$I_0 = \frac{V_{ek1} - U_B(0^+)}{R} = 3,01mA \quad \text{a} \quad \tau_1 = RC = 1ms. \quad (1.407)$$

S obzirom da je

$$U_B(t) = V_{ek1} - R I(t) = V_{ek1} - [V_{ek1} - U_B(0^+)] e^{-t/\tau_1} \quad (1.408)$$

tranzistor stiže na granicu zasićenja posle vremena

$$T_1 = \tau_1 \ln \frac{V_{ek1} - U_B(0^+)}{V_{ek1} - U_B(T_1^-)} = 20,81\mu s \quad (1.409)$$



Slika 1.81:

Za $T_1 + T_2 > t > T_1$ tranzistor je u zasićenju a ekvivalentno kolo punjenja kondenzatora je prikazano na slici 1.81, gde je

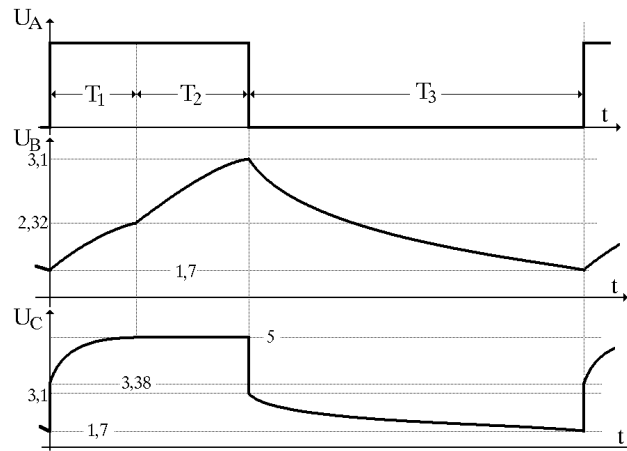
$$V_{ek2} = \frac{R_c}{R + R_c} U_A + \frac{R}{R + R_c} U_C = 5V \quad (1.410)$$

$$R_{ek} = \frac{R R_c}{R + R_c} = 909,1\Omega$$

Punjenje kondenzatora se nastavlja sve dok se u trenutku $t = T_1 + T_2$ ne dostigne napon

$$U_B = 3,1V, \quad (1.411)$$

tako da se za trajanje dela prvog kvazistabilnog stanja u kome tranzistor radi u zasićenju dobija



Slika 1.82:

$$T_2 = CR_{ek} \ln \frac{V_{ek2} - U_B(T_1)}{V_{ek2} - U_B(T_2)} = 90,91 \ln \frac{5 - 2,32}{5 - 3,1} = 31,3\mu s \quad (1.412)$$

kada nastupa promena u kolu posle koje je

$$U_A(T_2^+) = 0V, \quad (1.413)$$

a kondenzator sprečava promenu napona u tački B ,

$$U_B(T_2^+) = U_C(T_2^+) = U_B(T_2^-) = 3,1V, \quad (1.414)$$

a toliki je i napon tačke C , jer sada tranzistor ne vodi te ne postoji pad napona na otporniku R_c . Kondenzator se prazni kroz otpornik R i izlaz logičkog kola

$$U_B(t) = U_B(T_2^+) e^{-t/\tau_1} \quad (1.415)$$

da bi na kraju drugog kvazistabilnog stanja dostigao vrednost

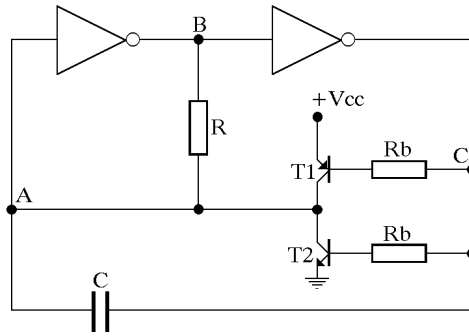
$$U_B(T_3^-) = 1,7V \quad (1.416)$$

odakle se dobija

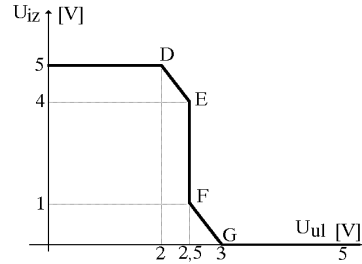
$$T_3 = \tau_1 \ln \frac{U_B(T_2)}{U_B(T_3)} = 600,8\mu s \quad (1.417)$$

Talasnici napona u tačkama A , B i C prikazani su na slici 1.82.

1.21 U oscilatoru sa slike 1.83 upotrebljeni CMOS invertori imaju idealne zaštitne diode ulaza i prenosnu karakteristiku prikazanu na slici 1.84. Odrediti trajanje kvazistabilnih stanja i izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A , B i C . $V_{cc} = 5V$, $V_d = V_{be} = V_{bes} = V_{ces} = 0V$, $R_b = 50K$, $R = 4K$, $\beta = 20$ i $C = 10nF$.



Slika 1.83:



Slika 1.84:

Rešenje:

Analizu kola krećemo od trenutka $t = 0^-$ kada je na izlazu invertora u tački C napon

$$U_C(0^-) = V(1) = 5V. \quad (1.418)$$

Tranzistor T_2 vodi i svojom kolektorskom strujom prazni kondenzator tako da napon tačke A opada. Kada se napon tačke A spusti ispod 3V vidimo, sa prenosne karakteristike 1.84, da na izlazu prvog invertora u tački B napon počinje da raste dostigavši u trenutku $t = 0^-$ vrednost

$$\begin{aligned} U_B(0^-) &= 1V \quad \text{za} \\ U_A(0^-) &= 2,5V \quad \text{i} \\ U_k(0^-) &= U_A - U_C = -2,5V, \end{aligned} \quad (1.419)$$

međutim ovo nema uticaja na napon u tački C gde je sve do sada napon bio

$$U_C(0^-) = 5V. \quad (1.420)$$

jer je napon na ulazu drugog invertora sve vreme manji od 2V. Dalji pad napona na ulazu prvog invertora izaziva nagli skok napona na njegovom izlazu čime se stiču uslovi za naglu promenu napona u tački C jer je kružno pojačanje sistema veće od jedinice.

Posle promene stanja u kolu naponi iznose

$$\begin{aligned} U_C(0^+) &= V(0) = 0V \\ U_A(0^+) &= U_C + U_k = -2,5V < -V_d, \end{aligned} \quad (1.421)$$

tako da zbog negativnog napona na ulazu invertora provede zaštitna dioda. S obzirom da pretpostavljamo da su izlazna otpornost invertora kao i otpornost zaštitne diode jednake nuli, velikom strujom kroz zaštitnu diodu doći će do pražnjenja kondenzatora C , tako da je

$$U_A(0^{++}) = 0V = U_k(0^{++}) \quad (1.422)$$

iza čega se zaštitna dioda gasi.

Zbog niskog napona u tački C sada vodi tranzistor T_1 sa kolektorskom strujom

$$I_{c1} = \frac{V_{cc} - V_{eb} - U_C}{R_b} \beta = 2mA \quad (1.423)$$

Parametri ekvivalentnog kola su

$$\begin{aligned} R_{ek} &= R = 4K \quad \text{i} \\ V_{ek} &= U_B + RI_{c1} = 13V \end{aligned} \quad (1.424)$$

pa napon tačke A raste

$$U_A(t) = V_{ek} - [V_{ek} - U_A(0^{++})]e^{-t/\tau_1}, \quad (1.425)$$

gde je $\tau_1 = R_{ek}C = 40\mu s$, sve dok ne dostigne 2V za šta je potrebno vreme

$$T_1 = \tau_1 \ln \frac{V_{ek} - U_A(0^{++})}{V_{ek} - U_A(T_1^-)} = 6,68\mu s \quad (1.426)$$

Za $t > T_1$ radna tačka prvog invertora je na prenosnoj karakteristici na potezu $D-E$, odnosno kolo tada ima diferencijalno pojačanje $A_d = -2$, s obzirom da je jednačina prave koja prolazi kroz tačke D i E

$$U_{iz} = U_B = 9 - 2U_{ul} = 9 - 2U_A, \quad (1.427)$$

tako da se sa slike 1.86 može odrediti ekvivalentna otpornost

$$R_{ek1} = R_d = \frac{U_0}{J_0} = \frac{U_0}{\frac{U_0 - A_d U_0}{R}} = \frac{R}{1 - A_d} = \frac{R}{3} \quad (1.428)$$

Sa slike 1.85 vidimo da je

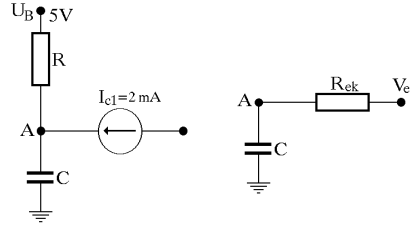
$$U_A(\infty) = U_B(\infty) + RI_{c1} = 9 - 2U_A(\infty) + RI_{c1} \quad (1.429)$$

na osnovu čega se dobija

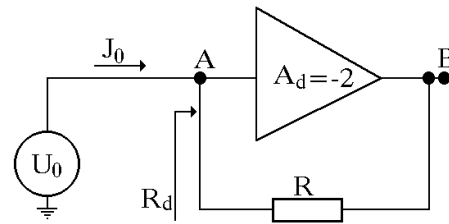
$$U_A(\infty) = 3 + \frac{RI_{c1}}{3} = \frac{17}{3}V. \quad (1.430)$$

Kako se napon tačke A sada menja po zakonu

$$U_A(t) = U_A(\infty) - [U_A(\infty) - U_A(T_1)]e^{-t/\tau_2} \quad (1.431)$$



Slika 1.85:



Slika 1.86:

gde je $\tau_2 = R_d C = 13,33\mu s$, a promena u kolu nastupa kada napon tačke A dostigne vrednost napona praga

$$U_A(t = T_1 + T_2) = 2,5V \quad (1.432)$$

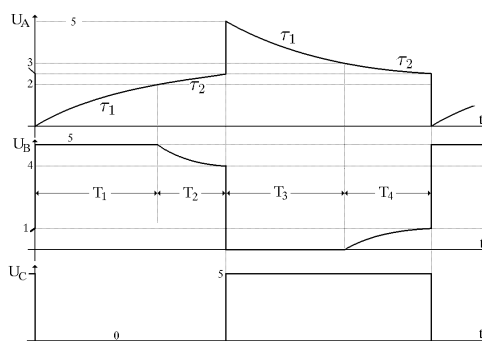
dobija se

$$T_2 = R_d C \ln \frac{U_A(\infty) - U_A(T_1)}{U_A(\infty) - U_A(T_1 + T_2)} = 1,95\mu s \quad (1.433)$$

Kvazistabilno stanje u kome je napon tačke C nizak ima trajanje

$$T_{KS1} = T_1 + T_2 = 8,63\mu s. \quad (1.434)$$

Iza toga nastupa regenerativan proces, s obzirom da je kružno pojačanje sistema veće od jedinice, posle čega je napon tačke C visok, pa vodi tranzistor T_2 . Kao i u trenutku $t = 0$, i sada se skokovita promena napona iz tačke C pojavljuje na ulazu prvog invertora, u tački A , zbog čega se uključuje zaštitna dioda prvog invertora kroz koju se kondenzator prazni a napon na njegovom ulazu biva ograničen na vrednost



Slika 1.87:

$$U_A(T_1 + T_2^{++}) = V_{cc}. \quad (1.435)$$

Analiza kola u drugom kvazistabilnom stanju je slična, s tim da na slici 1.85 treba promeniti smer struje strujnog izvora i staviti

$$U_B = 0V \quad (1.436)$$

a u izrazu 1.87 U_B menjati sa

$$U_B = 6 - 2U_A \quad (1.437)$$

(što odgovara jednačini prave kroz tačke F i G), tako da se zbog identične kolektorske struje tranzistora T_2 i simetrične prenosne karakteristike invertora, zbog čega je dinamičko pojačanje na delu prenosne karakteristige $F - G$ takođe

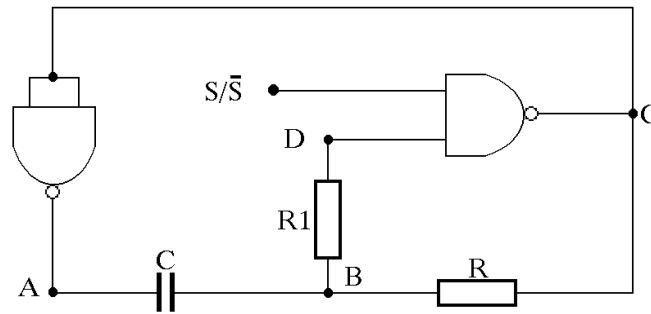
$$A_d = -2, \quad (1.438)$$

dobija identično vreme za trajanje drugog kvazistabilnog stanja tj.

$$T_{KS2} = T_{KS1} \quad \text{gde je} \quad T_3 = T_1 \quad \text{i} \quad T_4 = T_2. \quad (1.439)$$

Talasnici napona u svim tačkama kola prikazani su na slici 1.87, gde su uočljiva izobličenja napona u tački B pred kraj kvazistabilnih stanja a posledica su ne idealne prenosne karakteristike invertora.

1.22 Za Start/Stop astabilni multivibrator sa slike 1.88, realizovanog CMOS NI kolima sa idealnim zaštitnim diodama ulaza, izračunati i nacrtati vremenske dijagrame napona u tačkama A, B, C i D pri promenama stanja na S/ \bar{S} ulazu. $V_{dd} = V(1) = 5V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V(1)/2$, $V_d = 0V$, $C=10nF$, $R=10K$ i $R_1 = 1M$.



Slika 1.88:

Rešenje:

Za

$$S/\bar{S} = V(0) = 0V \quad (1.440)$$

je

$$\begin{aligned} U_C(0^-) &= V(1) = 5V \\ U_A(0^-) &= V(0) = 0V \end{aligned} \quad (1.441)$$

a oscilacije u kolu ne postoje, tako da je napon na kondenzatoru

$$U_k(0^-) = U_B - U_A = 5V, \quad (1.442)$$

jer zbog velike ulazne otpornosti CMOS kola ne teče struja kroz otpornike R i R_1 tako da je

$$U_B(0^-) = U_D(0^-) = U_C = 5V. \quad (1.443)$$

Kada se na ulaz S/\bar{S} dovede napon logičke jedinice, NI kolo počinje da radi kao invertor napona u tački D . S obzirom da je u tački D prisutan napon logičke jedinice, na izlazu NI kola je

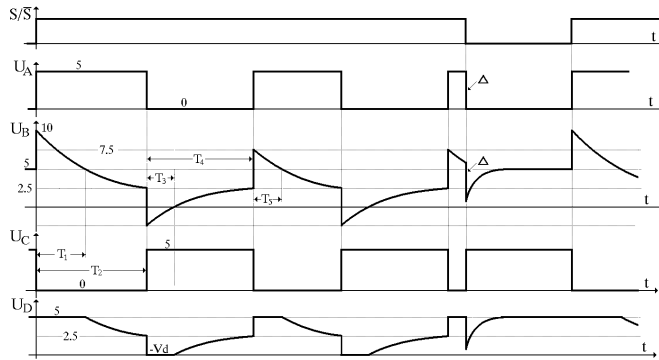
$$U_C(0^+) = V(0) = 0V, \quad (1.444)$$

zbog čega je

$$U_A(0^+) = V(1) = 5V. \quad (1.445)$$

Otpornici u kolu ograničavaju struju i tako onemogućavaju naglu (trenutnu) promenu napona na kondenzatoru pa je

$$\begin{aligned} U_k(0^+) &= U_k(0^-) = 5V \quad \text{a} \\ U_B(0^+) &= U_A + U_k = 10V. \end{aligned} \quad (1.446)$$



Slika 1.89:

Napon na ulazu drugog NI kola je dovoljno visok da se uključi zaštitna dioda na njegovom ulazu, ograničavajući napon tačke D na vrednost

$$U_D(0^{++}) = V_{dd} + V_d = 5V. \quad (1.447)$$

Dok zaštitna dioda vodi, napon tačke D biće konstantan a kondenzator se prazni preko ekvivalentne otpornosti

$$R_{ek} = R \parallel R_1 = 9,901K \approx 10K \quad (1.448)$$

tako da napon tačke B opada od početne vrednosti 10V ka asimptotskoj vrednosti

$$V_{ek1} = \frac{R}{R + R_1} U_D = 0,05V \approx 0V \quad (1.449)$$

$$U_B(t) = V_{ek1} - [V_{ek1} - U_B(0^+)] e^{-t/\tau_1}, \quad \tau_1 = CR_{ek} \approx 100\mu s \quad (1.450)$$

Zaštitna dioda se gasi kada je

$$I_d = 0 \Rightarrow U_B(T_1^-) = U_D(T_1^-) = 5V \quad (1.451)$$

na osnovu čega se iz izraza 1.450 dobija

$$T_1 = \tau_1 \ln \frac{0 - 10}{0 - 5} = \tau_1 \ln 2 = 69,3\mu s \quad (1.452)$$

Za $t > T_1$ zaštitna dioda više ne vodi, kroz otpornik R_1 ne teče struja, tako da su naponi tačaka B i D identični. Sada se kondenzator nastavlja da prazni sa vremenskom konstantom

$$\tau_2 = CR = 100\mu s. \quad (1.453)$$

S obzirom da je $R_1 \gg R$ praktično smo pri pisanju izraza 1.450 zanemarili struju kroz R_1 , tako da se isti izraz može koristiti i za $t > T_1$ kada zaštitna dioda ne vodi. Kvizistabilno stanje se završava kada, zbog pražnjenja kondenzatora, napon na ulazu NI kola opadne na vrednost napona praga tj.

$$U_D(T_2^-) = U_B(T_2^-) = V_T = 2,5V \quad (1.454)$$

odakle se iz izraza 1.450 dobija

$$T_2 = \tau_2 \ln \frac{0 - 10}{0 - 2,5} = RC \ln 4 = 138,6 \mu s \quad (1.455)$$

a napon na kondenzatoru iznosi

$$U_k(T_2^-) = U_B - U_A = 2,5 - 5 = -2,5V. \quad (1.456)$$

Kolo prelazi u drugo kvazistabilno stanje u kome je

$$\begin{aligned} U_C &= V(1) = 5V \quad \text{i} \\ U_A &= V(0) = 0V, \end{aligned} \quad (1.457)$$

dok je napon tačke B na početku ovog kvazistabilnog stanja jednak

$$U_B(T_2^+) = U_A + U_k = -2,5V < -V_d, \quad (1.458)$$

zbog čega provede zaštitna dioda na ulazu NI kola koja je vezana na masu ograničivši napon tačke D na vrednost

$$U_D(T_2^{++}) = -V_d = 0V. \quad (1.459)$$

Vremenska konstanta punjenja kondenzatora je $\tau_3 = \tau_1 = CR_{ek}$ a napon paste ka vrednosti

$$V_{ek2} = \frac{R}{R + R_1} U_D + \frac{R_1}{R + R_1} U_C = 0 + 4,95 = 4,95V \approx 5V \quad (1.460)$$

Kada napon tačke B dostigne vrednost

$$U_B(T_3^-) = U_D(T_3^-) = -V_d \quad (1.461)$$

gasi se zaštitna dioda na ulazu NI kola, posle

$$T_3 = \tau_3 \ln \frac{V_{ek2} - (-2,5)}{V_{ek2} - (-U_D)} = 40,5 \mu s \quad (1.462)$$

a kondenzator nastavlja punjenje samo kroz otpornik R dok napon na ulazu NI kola ne dostigne napon praga čime se završava ovo kvazistabilno stanje posle

$$T_4 = \tau_2 \ln \frac{5 - (-2,5)}{5 - 2,5} = \tau_2 \ln 3 = 109,9 \mu s \quad (1.463)$$

Na kraju ovog kvazistabilnog stanja napon na kondenzatoru iznosi

$$U_k(T_4^-) = U_B - U_A = 2,5 - 0 = 2,5V. \quad (1.464)$$

Na početku generisanja svakog sledećeg impulsa u tački A početni napon u tački B iznosi

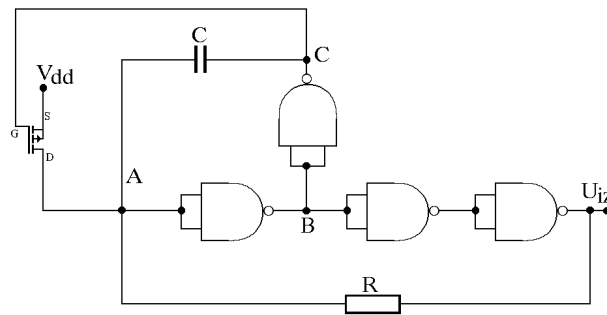
$$U_B(T_4^+) = U_A + U_k = 5 + 2,5 = 7,5V, \quad (1.465)$$

a ne 10V kao u slučaju prvog generisanog impulsa, tako da zaštitna dioda vodi

$$T_5 = \tau_1 \ln \frac{0 - 7,5}{0 - 5} = \tau_1 \ln 1,5 = 40,5 \mu s \quad (1.466)$$

umesto $69,3 \mu s$, koliko je vodila dok se generisao prvi izlazni impuls. Generisanje impulsa prestaje, a naponi u svim tačkama se vraćaju na vrednosti koje su imali u stabilnom stanju, kada se na ulaz S/\bar{S} dovede napon logičke nule.

1.23 Na slici 1.90 je dat izrazito nesimetričan astabilni multivibrator realizovan CMOS NI kolima. Odrediti odnos trajanja kvazistabilnih perioda i izračunati i nacrtati talasne oblike napona u tačkama A, B i C smatrajućida kola imaju idealne zaštitne diode ulaza. Parametri kola su: $V_{dd} = 5V$, $V(1) = V_{dd}$, $V(0) = 0V$, $V_T = V_{dd}/2$, $V_d = 0V$, $A = 250 \mu A/V^2$, $|V_{Tp}| = 1V$, $R = 50K$ i $C = 5nF$.



Slika 1.90:

Rešenje:

Počecemo analizu kola iz kvazistabilnog stanja u kome je

$$U_B(0^-) = V(1) = 5V. \quad (1.467)$$

Tada je

$$U_C(0^-) = V(0) = 0V \quad (1.468)$$

a p-kanalni FET vodi i puni kondenzator, s obzirom da mu je napon gej-t-sors veći od napona praga

$$|U_{GS}| > |V_{Tp}|. \quad (1.469)$$

Napon tačke A raste do vrednosti

$$U_A(0^-) = V_T = 2,5V = V_k(0^-) \quad (1.470)$$

kada nastupa promena u kolu. U narednom kvazistabilnom stanju je

$$U_B(0^+) = V(0) = 0V, \quad (1.471)$$

pa tranzistor više ne vodi jer je

$$U_C(0^+) = V(1) = 5V \Leftrightarrow U_{GS} = 0V < V_{Tp}. \quad (1.472)$$

Napon u tački A je sada veći od napona napajanja

$$U_A(0^+) = U_C + U_k = 7,5V > V_{dd} \quad (1.473)$$

zbog čega provede zaštitna dioda na ulazu NI kola (uključila bi se i dioda drejn-podloga FET-a) ograničivši napon na vrednost napona napajanja

$$U_A(0^{++}) = V_{dd} = 5V, \quad (1.474)$$

tako da se kondenzator isprazni tj.

$$U_k(0^{++}) = 0V = U_A - U_C. \quad (1.475)$$

Vreme pražnjenja zanemarujemo jer je

$$\tau_{pr} = C[R_{iz-NI} + (R_{iz-NI} + R) \parallel R_d] \rightarrow 0, \quad (1.476)$$

posle čega se zaštitna dioda gasi. Pad napona tačke A i pražnjenje kondenzatora se nastavlja kroz otpornik R i izlaz izlaznog NI kola sve dok se napon ne spusti na vrednost

$$U_A(T_1^-) = V_T = 2,5V, \quad (1.477)$$

čime se za trajanje ovog kvazistabilnog stanja dobija

$$T_1 = RC \ln \frac{U_A(0^{++})}{U_A(T_1^-)} = RC \ln 2 = 173,3\mu s \quad (1.478)$$

Napon na kondenzatoru dostiže vrednost

$$U_k(T_1^-) = U_A - U_C = -2,5V. \quad (1.479)$$

Posle promene stanja u kolu na početku drugog kvazistabilnog stanja je

$$\begin{aligned} U_B(T_1^+) &= V(1) = 5V \\ U_C(T_1^+) &= V(0) = 0V, \end{aligned} \quad (1.480)$$

tako da FET vodi a zbog niskog napona tačke A ,

$$U_A(T_1^+) = U_C + U_k = -2,5V < -V_d, \quad (1.481)$$

uključuje se zaštitna dioda vezana na masu ograničavajući napon na vrednost

$$U_A(T_1^{++}) = -V_d = 0V \quad (1.482)$$

a kondenzator se vrlo brzo isprazni

$$U_k(T_1^{++}) = U_A - U_C = 0V. \quad (1.483)$$

U prvom delu ovog kvazistabilnog stanja napon drejn-sors je dovoljno veliki da FET radi u aktivnom režimu (oblast zasićenih karakteristika) sa konstantnom strujom drejna

$$I_d = A(|U_{GS}| - |V_{Tp}|)^2 = A(5 - 1)^2 = 4mA \quad (1.484)$$

Početna struja kroz otpornik R ima vrednost

$$I_R = \frac{(U_C - U_A)}{R} = 100\mu A \quad (1.485)$$

i ona opada sa rastom napona tačke A tako da je minimalno 40 puta manja od struje FET-a i može biti zanemarena. U tom slučaju se kondenzator puni konstantnom strujom drejna tj. napon se menja približno linearno

$$U_A(t) = U_A(T_1^{++}) + \frac{I_d}{C}t = 8 \cdot 10^5 t \quad (1.486)$$

sve dok je FET u oblasti zasićenih karakteristika. Uslov rada u ovoj oblasti je

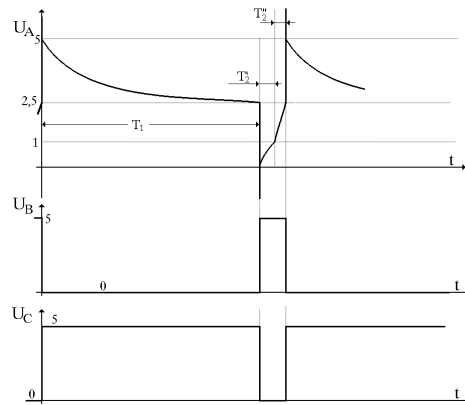
$$|U_{DS}| \geq |U_{GS}| - |V_{Tp}| \quad (1.487)$$

tako da se kondenzator puni do vrednosti

$$\begin{aligned} U_{SD} &= 5 - 1 = 4V \\ \Rightarrow U_D &= V_{dd} - 4 = 1V \end{aligned} \quad (1.488)$$

pa se iz izraza 1.486 dobija vreme punjenja

$$T_2' = \frac{C}{I_d} = \frac{1}{8 \cdot 10^{-5}} = 1,25\mu s \quad (1.489)$$



Slika 1.91:

Za $t > T_2'$ FET je u omskoj oblasti (nezasićenih karakteristika) gde je struja drejna promenljiva zbog uticaja promenljivog napona U_{DS} . Integralna jednačina koja opisuje dalje punjenje kondenzatora ima oblik

$$\begin{aligned} U_A(t) &= \frac{1}{C} \int_0^t I_d(t) dt = |V_{Tp}| \\ &+ \frac{A}{C} \int_0^t \left[2(V_{dd} + V_{Tp})(V_{dd} - U_A(t)) - (V_{dd} - U_A(t))^2 \right] dt \end{aligned} \quad (1.490)$$

koju treba rešiti uz uslov da je za $t = T_2''$ napon tačke A dostigao vrednost

$$U_A(T_2'') = V_T = V_{dd}/2 \quad (1.491)$$

krenuvši od početne vrednosti

$$U_A(0) = |V_{Tp}| = 1V. \quad (1.492)$$

Diferenciranjem izraza 1.490 dobija se

$$U'_A = \frac{2A(V_{dd} + V_{Tp})}{C} \left[(V_{dd} - U_A) - \frac{(V_{dd} - U_A)^2}{2(V_{dd} + V_{Tp})} \right] \quad (1.493)$$

što posle sređivanja poprima oblik Rikatijske diferencijalne jednačine

$$U'_A + \frac{2V_{Tp}A}{C}U_A + \frac{A}{C}U_A^2 = \frac{AV_{dd}(V_{dd} + 2V_{Tp})}{C}, U'_A = 0 \quad (1.494)$$

Lako se uočava partikularno rešenje

$$U_A = V_{dd}, \quad (1.495)$$

tako da se posle smene

$$U_A = V_{dd} + \frac{1}{z} \quad (1.496)$$

dobija linearna diferencijalna jednačina

$$z' - \frac{2A(V_{Tp} + V_{dd})}{C}z = \frac{A}{C} \quad (1.497)$$

čije rešenje ima oblik

$$z = e^{\frac{2A(V_{dd} + V_{Tp})}{C}t} \left[\int \frac{A}{C} e^{-\frac{2A(V_{dd} + V_{Tp})}{C}t} dt + C_1 \right] \quad (1.498)$$

Smenom ovog rešenja u izraz 1.496 za U_A i korišćenjem početnog uslova ($U_A(0) = 1V$), određuje se konstanta C_1 , da bi se na kraju dobio izraz za napon tačke A

$$U_A(t) = V_{dd} + \frac{1}{\frac{1}{2(V_{dd} + V_{Tp})} \left[1 - 3e^{-\frac{2A(V_{dd} + V_{Tp})}{C}t} \right]} \quad (1.499)$$

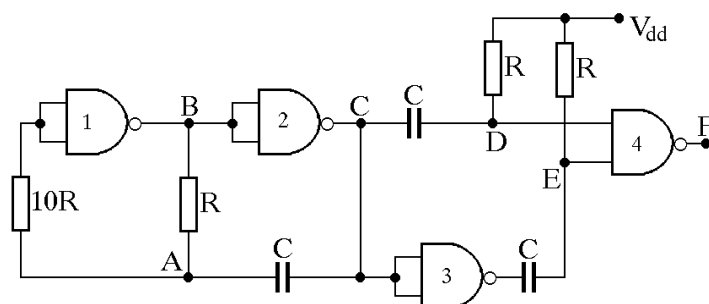
odakle se iz uslova 1.491 sračunava

$$T_2'' = \frac{C}{2A(V_{dd} + V_{Tp})} \ln \frac{5V_{dd} + 4V_{Tp}}{3V_{dd}} = 0,84\mu s \quad (1.500)$$

tako da drugo kvazistabilno stanje traje

$$T_2 = T_2' + T_2'' = 2,09\mu s \quad (1.501)$$

Odgovarajući talasni oblici napona su dati na slici 1.91.



Slika 1.92:

1.24 Aktivni elementi generatora impulsa na slici 1.92 su dvoulazna NI CMOS logička kola. Odrediti frekvenciju impulsa na izlazu ako se može uzeti da je napon praga CMOS kola $V_T = V_{dd}/2$ i da su otpornosti uključenih tranzistora zanemarljive. Nacrtati impulsne oblike napona u obeleženim tačkama kola. Svi ulazi CMOS kola imaju zaštitne diode prema linijama za napajanje. Naponski nivoi logičke jedinice i nule iznose $V(1) = V_{dd}$ i $V(0) = 0V$, respektivno.

Rešenje:

Prva dva CMOS NI kola iskorišćena su za realizaciju astabilnog multivibratora i ovaj deo kola se može analizirati potpuno nezavisno od ostatka mreže. S obzirom da je na ulaz prvog NI kola vezan otpornik $10R$, u vremenskom intervalu kada vodi zaštitna dioda na ulazu ovog NI kola, ekvivalentna otpornost preko koje se prazni kondenzator iznosi

$$R_{ek} = 10R \parallel R \approx R \quad (1.502)$$

tako da se može zanemariti uticaj vođenja zaštitne diode. Neka je

$$U_B(0^-) = V_{dd} = 5V \Rightarrow U_C(0^-) = 0V. \quad (1.503)$$

Napon tačke A raste zbog punjenja kondenzatora C preko izlaza prvog NI kola i dostiže vrednost

$$U_A(0^-) = V_T = U_k(0^-). \quad (1.504)$$

Daljom analizom mreže ćemo utvrditi da u trenucima kada nastupa promena u kolu, napon u tačkama D i E je visok tako da je na izlazu kola prisutna logička nula tj.

$$U_{iz} = U_F(0^-) = 0V. \quad (1.505)$$

Regenerativni proces, u kolu astabilnog multivibratora, obezbeđuje naglu promenu napona na izlazima NI kola tako da je

$$\begin{aligned} U_B(0^+) &= V(0) = 0V \quad \text{i} \\ U_C(0^+) &= V_{dd}. \end{aligned} \quad (1.506)$$

Kako se napon na kondenzatoru ne može naglo da promeni sada je

$$U_A(0^+) = U_C + U_k = V_{dd} + V_T > V_{dd}. \quad (1.507)$$

Napon na ulazu NI kola je dovoljno visok da vodi zaštitna dioda sve dok se napon tačke *A* ne spusti ispod vrednosti napona napajanja. Vremenski interval u kome zaštitna dioda vodi nećemo analizirati posebno zbog velike vrednosti otpornika vezanog na ulazu prvog NI kola. Zato možemo pisati da u toku celog kvazistabilnog stanja važi

$$U_A(t) = U_B - [U_B - U_A(0^+)]e^{-t/\tau} = (V_{dd} + V_T)e^{-t/\tau} \quad (1.508)$$

Prvo kvazistabilno stanje se završava kada napon tačke *A* opadne na vrednost napona praga V_T , tako da je

$$T_1 = \tau \ln \frac{V_{dd} + V_T}{V_T} = \tau \ln 3 \approx 1,1RC \quad (1.509)$$

Na kraju kvazistabilnog stanja je

$$U_k(T_1^-) = U_A - U_C = V_T - V_{dd}. \quad (1.510)$$

Da vidimo šta se dešavalo unutar ovog kvazistabilnog stanja na izlazu kola. Skok napona iz tačke *C* se kroz kondenzator prenosi do tačke *D*, gde je napon već bio visok (veći od V_T).

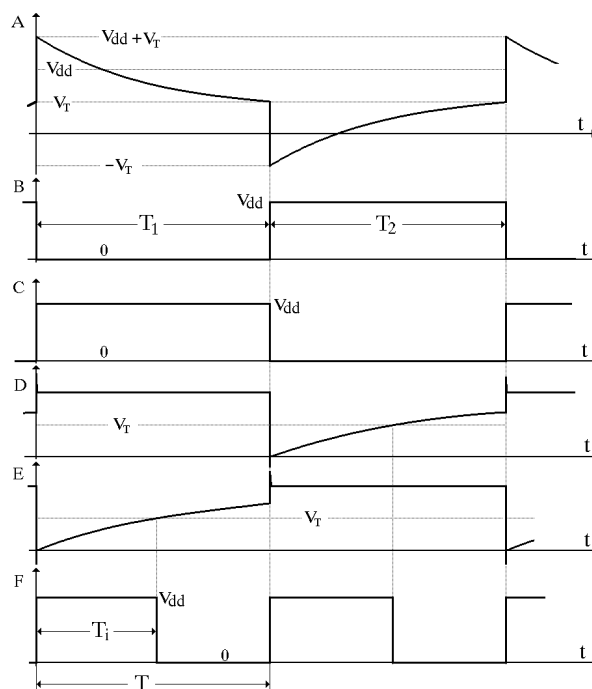
Zbog pozitivnog skoka napona uključuje se zaštitna dioda na ulazu četvrtog NI kola i kroz nju se vrlo brzo kondenzator isprazni a napon tačke *D* svodi na napon napajanja. Sve ovo ne utiče na izlazni napon kola. Međutim, u trenutku $t = 0^+$ javlja se pad napona na izlazu trećeg NI kola. Pad napona se prenosi dalje i na izlaz diferencijatora (tačka *E*), tako da se zbog

$$U_E(0^+) = 0V \quad (1.511)$$

menja stanje na izlazu kola i sada je

$$U_F(0^+) = V_{dd} = 5V. \quad (1.512)$$

Trajanje pozitivnog izlaznog impulsa je određeno punjenjem kondenzatora



Slika 1.93:

$$V_E(t) = V_{dd} - [V_{dd} - V_E(0^+)]e^{-t/\tau} = V_{dd}[1 - e^{-t/\tau}] \quad (1.513)$$

dok napon na ulazu ne dostigne napon praga NI kola, tako da je

$$T_i = \tau \ln \frac{V_{dd}}{V_{dd} - V_T} = RC \ln 2 \approx 0,7RC \quad (1.514)$$

U ovom trenutku se menja samo stanje na izlazu kola a do kraja kvazistabilnog stanja T_1 se nastavlja punjenje kondenzatora kada napon dostiže vrednost

$$V_E(T_1) = V_{dd}[1 - e^{-T_1/\tau}] = V_{dd}[1 - e^{-\tau \ln 2/\tau}] \approx 0,95V_{dd} \quad (1.515)$$

Na početku drugog kvazistabilnog stanja u kolu astabilnog multivibratora situacija je sledeća:

$$\begin{aligned} U_B(T_1^+) &= V_{dd} \\ U_C(T_1^+) &= 0V \Rightarrow U_A(T_1^+) = U_C + U_k = V_T - V_{dd} < 0V, \end{aligned} \quad (1.516)$$

zbog čega se opet uključuje zaštitna dioda na ulazu prvog invertora. Analiza kola je slična kao i u prvom kvazistabilnom stanju a za trajanje drugog kvazistabilnog stanja se dobija

$$T_2 = \tau \ln \frac{2V_{dd} - V_T}{V_{dd} - V_T} = RC \ln 3 \approx 1,1RC = T_1 \quad (1.517)$$

I izlazno kolo je simetrično, tako da u toku trajanja drugog kvazistabilnog stanja, pozitivan impuls na izlazu kola (tačka F), trajanja T_i , biva generisan pod uticajem izlaza diferencijatora čiji je izlaz u tački D . Na osnovu ovoga vidimo da je perioda izlaznih impulsa

$$T = T_1 = T_2, \quad (1.518)$$

odnosno frekvencija iznosi

$$f = 1/T = \frac{0,9}{RC}. \quad (1.519)$$

1.25 Za kolo sa slike 1.94

a) odrediti napone V_1 , V_2 , polaritet ulaznog napona U_{ul} i vrednost kondenzatora C_2 tako da prvi deo kola bude monostabilni multivibrator sa trajanjem kvazistabilnog stanja $T_1 = 5ms$.

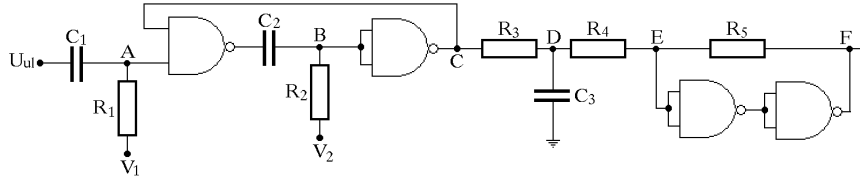
b) Odrediti kondenzator C_3 tako da impuls u tački F kasni 2ms. Nacrtati signale u svim tačkama kola u intervalu od 8ms od trenutka kada se na U_{ul} dovede signal koji pobudi monostabilni multivibrator.

$V_{dd} = V(1) = 15V$, $V(0) = 0V$, $V_T = V_{dd}/2$, $R_2 = 100K$, $R_3 = 1K$, $R_4 = 20K$ i $R_5 = 200K$.

Rešenje:

a) Da bi ulazno NI kolo moglo da reaguje na signal doveden na ulaz U_{ul} potrebno je da napon tačke C bude veći od napona praga NI kola tj.

$$U_C(0^-) = V(1). \quad (1.520)$$



Slika 1.94:

U stabilnom stanju kroz kondenzator C_2 ne teče struja tako da je

$$U_B(0^-) = V_2 < V_T. \quad (1.521)$$

Neka je

$$V_2 = 0V \Rightarrow U_{k2}(0^-) = 0V. \quad (1.522)$$

Da bi se stanje u kolu promenilo potreban je pozitivan skok napona u tački B a on dolazi kao posledica pada napona u tački A što znači da je u stabilnom stanju, tj. pre okidanja kola napon tačke A veći od napona praga V_T . Neka je

$$U_A(0^-) = V_{dd}, \quad (1.523)$$

a kolo se dakle okida okidnim impulsom logičke nule tako da je

$$\begin{aligned} U_{ul}(0^-) &= V_{dd} \\ U_A(0^-) &= V_1 = V_{dd} \\ U_B(0^-) &= V_2 = 0V. \end{aligned} \quad (1.524)$$

Padom ulaznog napona

$$U_{ul}(0^+) = 0V \quad (1.525)$$

menja se stanje na izlazu diferencijatora,

$$U_A(0^+) = U_A(0^-) + \Delta U_{ul} = 0V, \quad (1.526)$$

zbog čega napon na izlazu NI kola odlazi na nivo logičke jedinice. Sada je

$$U_B(0^+) = U_{NI-iz} + U_{k2} = V_{dd} \Rightarrow U_C(0^+) = V(0) = 0V \quad (1.527)$$

čime je krenulo generisanje impulsa u tački C . Diferencijator ima malu vremensku konstantu,

$$\tau_d = R_1 C_1 \rightarrow 0, \quad (1.528)$$

tako da se u tački A napon brzo vraća na vrednost

$$U_A(t > 5\tau_d) = V_1 = V_{dd}. \quad (1.529)$$

Monostabilno kolo se vraća u stabilno stanje posle $T_1 = 5ms$, kada se u tački C ponovo uspostavlja nivo logičke jedinice, zbog izjednačavanja napona tačke B sa naponom praga V_T na osnovu čega se određuje vrednost kondenzatora C_2

$$T_1 = 5ms = C_2 R_2 \ln \frac{U_B(\infty) - U_B(0^+)}{U_B(\infty) - U_B(T_1^-)} = C_2 R_2 \ln \frac{0 - V_{dd}}{0 - V_T} = C_2 R_2 \ln 2 \quad (1.530)$$

$$\Rightarrow C_2 = \frac{T_1}{R_2 \ln 2} = 72nF.$$

Kada bi u stabilnom stanju napon tačke F iznosio

$$U_F(0^-) = V(0) = 0V \quad (1.531)$$

napon tačke E bi imao vrednost

$$U_E(0^-) = U_C(0^-) \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5} > V_T \quad (1.532)$$

jer kroz kondenzator C_3 u stabilnom stanju ne teče struja, na osnovu čega se zaključuje da u stabilnom stanju naponi imaju vrednosti

$$U_F = U_E = U_D = U_C = V(1). \quad (1.533)$$

Kašnjenje impulsa u tački F , u odnosu na tačku C , unosi integrator $R_3 C_3$ čiji se izlazni napon iz tačke D vodi na ulaz naponskog komparatora sačinjenog od dva invertora (dvo-ulazna NI kola sa kratkospojenim ulaznim priključcima) i otpornika R_4 i R_5 . Promena stanja na izlazu komparatora nastaje kada napon tačke E dostiže vrednost napona praga V_T ,

odakle se za pragove okidanja lako dobija

$$V' = V_T + \frac{V_T - U_F(0)}{R_5} R_4 = 8.25V$$

$$V'' = V_T + \frac{V_T - U_F(1)}{R_5} R_4 = 6.75V \quad (1.534)$$

Kada krene generisanje impulsa logičke nule u tački C ,

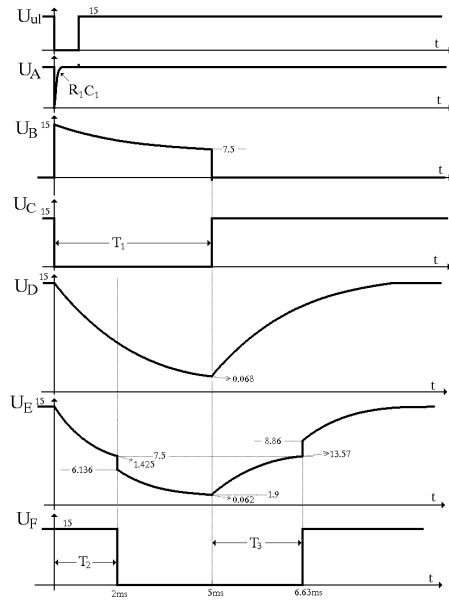
$$U_C(0^+) = V(0), \quad (1.535)$$

kondenzator C_3 sprečava nagle promene na izlazu kola tj.

$$U_D(0^+) = U_D(0^-) = V_{dd}$$

$$= V_E(0^+) = V_F(0^+), \quad (1.536)$$

pa se ne menjaju ni naponi u tačkama E i F . Vremenska konstanta punjenja kondenzatora C_3 je



Slika 1.95:

$$\tau_3 = C_3[(R_4 + R_5) \parallel R_3] = 2,49ms. \quad (1.537)$$

Punjenje se odvija ka asimptotskoj vrednosti

$$U_D(\infty) = \frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_5} U_F = \frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_5} V(1) = 0,068V \quad (1.538)$$

Iz izraza 1.530 vidimo da do promene u kolu dolazi kada je

$$U_D = V'' = 6,75V \quad (1.539)$$

odakle se dobija

$$T_2 = 2ms = \tau_3 \ln \frac{U_D(\infty) - U_D(0^+)}{U_D(\infty) - U_D(T_2^-)} = \tau_3 \ln \frac{U_D(\infty) - V_{dd}}{U_D(\infty) - V''} \quad (1.540)$$

odnosno

$$C_3 = \frac{T_2}{[R_3 \parallel (R_4 + R_5)] \ln \frac{0,068-15}{0,068-6,75}} = 2,5\mu F \quad (1.541)$$

S obzirom da je

$$U_E = \frac{R_5}{R_4 + R_5} U_D + \frac{R_4}{R_4 + R_5} U_F \quad (1.542)$$

za $0 < t < 2ms$ je

$$U_E = \frac{R_5}{R_4 + R_5} U_D + \frac{R_4}{R_4 + R_5} V_{dd} \quad (1.543)$$

a kako je napon tačke C na nivou logičke nule napon tačke E teži ka

$$U_E(\infty)_1 = \frac{R_3 + R_4}{R_3 + R_4 + R_5} V(1) = 1,425V \quad (1.544)$$

jer je sada

$$U_F = V(1). \quad (1.545)$$

Za $2ms < t < 5ms$ nastavlja se pražnjenje kondenzatora C_3 ali je

$$U_F = V(0) = 0V. \quad (1.546)$$

Negativni skok iz tačke F , iz izraza 1.542 vidimo, izaziva trenutni pad i u tački E na vrednost

$$U_E(2ms^+) = \frac{R_5}{R_4 + R_5} V'' = 6,136V. \quad (1.547)$$

Vremenska konstanta pražnjenja kondenzatora C_3 je ostala ista a napon tačke E sada konvergira ka vrednosti

$$U_E(\infty)_2 = U_E(\infty)_1 - (7,5 - 6,136) = 0,062V, \quad (1.548)$$

odnosno

$$U_D(\infty)_1 = \frac{U_E(\infty)}{R_5} [R_4 + R_5] = 0,068V. \quad (1.549)$$

Na osnovu ovoga se lako određuje dostignuti napon u tački D posle proteklih $5ms$

$$U_D(5ms) = U_D(\infty)_1 - [U_D(\infty)_1 - V_{dd}]e^{-5ms/\tau_3} = 2,09V \quad (1.550)$$

a iz izraza 1.542 se dobija

$$U_E(5ms) = 1,9V. \quad (1.551)$$

Za $t = 5ms^+$ je

$$U_C = V_{dd} \quad (1.552)$$

a U_F je još uvek na logičkoj nuli tako da napon tačke D počinje da raste ka vrednosti

$$U_D(\infty)_2 = \frac{R_4 + R_5}{R_3 + R_4 + R_5} U_C = 14,93V. \quad (1.553)$$

Posle vremena T_3 napon tačke D se izjednačava sa gornjim pragom komparatora tako da je

$$T_3 = \tau_3 \ln \frac{U_D(\infty)_2 - 2,09}{U_D(\infty)_2 - 8,25} = 1,63ms \quad (1.554)$$

Dakle napon u tački F se vraća na visok logički nivo posle $5ms + T_3 = 6,63ms$ od pojave okidnog impulsa na ulazu kola

$$\begin{aligned} U_F(6,63ms^+) &= V_{dd} \\ U_E(6,63ms^-) &= V_T = 7,5V \end{aligned} \quad (1.555)$$

tj. napon tačke E je dostigao napon praga logičkog kola. Sada skok napona u tački F izaziva trenutnu promenu napona u tački E na novu vrednost

$$U_E(6,63ms^+) = U_E(6,63ms^-) + \frac{R_4}{R_4 + R_5} U_F = 8,86V, \quad (1.556)$$

posle čega ovaj napon raste do napona napajanja.

1.26 Na ulaz CMOS invertora sa slike 1.96 se dovode pravougaoni impulsi frekvencije $f = 4MHz$ amplitude $5V$. Približno odrediti srednju snagu gubitaka u kolu ako je $V_{dd} = 5V$ i $C = 100pF$ a otpornost tranzistora u omskoj oblasti iznosi $R_o = 750\Omega$.

Rešenje:

S obzirom da tranzistori u kolu sa slike 1.96 vode istovremeno samo u prelaznom režimu koji ćemo zanemarivati, kolo ima strukturu integratora čiji se kondenzator puni preko izlazne otpornosti tranzistora T_2 a prazni kroz tranzistor T_1 . Vremenski dijagram izlaznog napona u stacionarnom stanju prikazan je na slici 1.97. Kada je na ulazu prisutan napon logičke jedinice $U_{ul} = 5V$, vodi tranzistor T_2 , a kondenzator se puni ka naponu napajanja V_{dd} sa vremenskom konstantom

$$\tau = CR_o = 75ns. \quad (1.557)$$

Ako promena na ulazu nastupa posle poluperiode

$$T_1 = \frac{1}{2f} = 125ns \quad (1.558)$$

na kondenzatoru je dostignut napon

$$U_{iz} = V_{dd} - V_0. \quad (1.559)$$

S obzirom na vezu

$$\begin{aligned} T_1 &= \tau \ln \frac{V_{dd} - V_0}{V_{dd} - (V_{dd} - V_0)} \\ &= \tau \ln \frac{V_{dd} - V_0}{V_0} \end{aligned} \quad (1.560)$$

za vrednost minimalnog napona na kondenzatoru se dobija

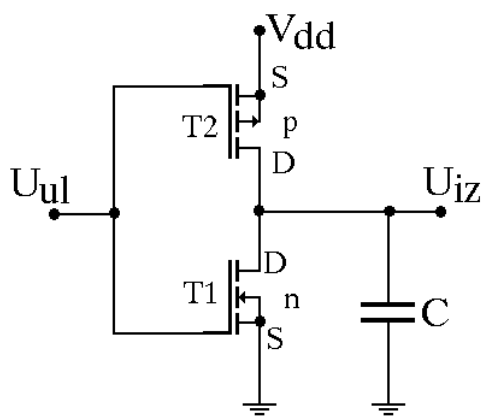
$$\begin{aligned} V_0 &= \frac{V_{dd}}{1 + e^{T_1/CR_o}} \\ &= \frac{V_{dd}}{1 + e^{1/2fCR_o}} = 0,79V \end{aligned} \quad (1.561)$$

U toku jedne poluperiode promena energije na kondenzatoru iznosi

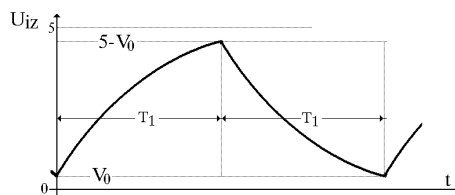
$$\Delta E = 12C [V_{max}^2 - V_{min}^2] = \frac{1}{2}C [(V_{dd} - V_0)^2 - V_0^2] \quad (1.562)$$

pa se za srednju snagu gubitaka dobija

$$\bar{P} = \frac{\Delta E}{T_1} = 2\Delta E f = fCV_{dd}(V_{dd} - 2V_0) = 6,84mW \quad (1.563)$$



Slika 1.96:



Slika 1.97: