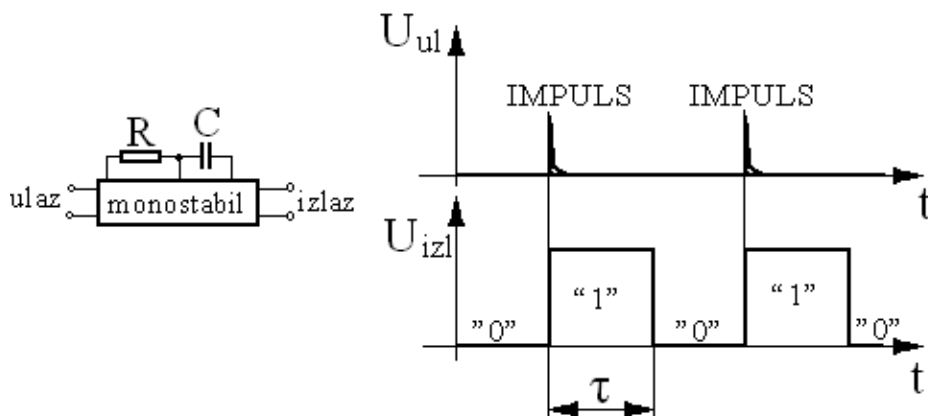


Monostabilni multivibrator

1. Općenito

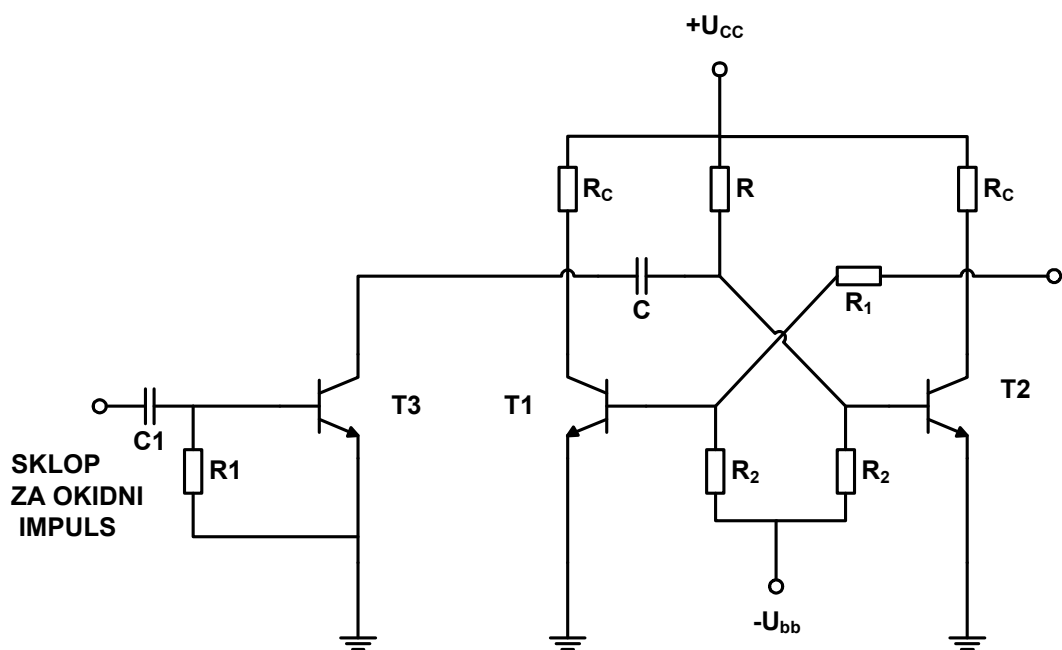
Monostabilni multivibrator generira pravokutni naponski impuls točno određena trajanja, i to svaki put kad stigne ulazni zahtjev (impuls). Vrijeme trajanja impulsa τ određeno je otporom i kondenzatorom (slika 1.) tj.

$$\tau = RC - \text{vremenska konstanta}$$



Slika 1. Monostabil

Visoko stanje „1“ na izlazu naziva se kvazistabilno stanje, nakon čega se sklop vraća u stabilno stanje „0“. Sklop je nazvan po tome što ima jedno stabilno stanje: T1 je u zapiranjju tj. ne vodi, a T2 vodi tj. on je u zasićenju.



Slika 2. Izvedba Monostabila

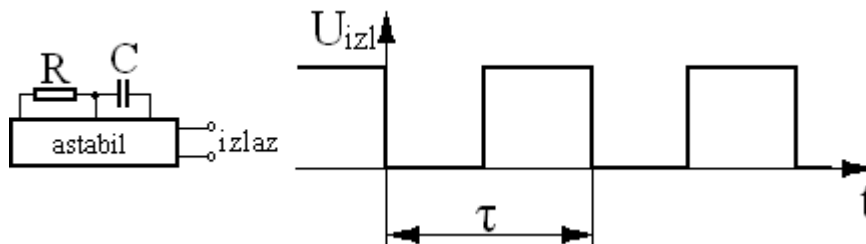
1.2. Astabilni multivibrator

Astabilni multivibrator ima dva stanja od kojih ni jedno nije stabilano. Stoga se ponaša kao oscilator kojemu se vrijeme provedeno u svakom stanju kontrolira punjenjem ili pražnjenjem kondenzatora kroz otpornik. Astabilni multivibrator može biti izveden direktno sa korištenjem tranzistora ili uporabom integriranih sklopova operativnih pojačala (OP pojačala) ili korištenjem 555 timera. Većina operativnih pojačala napaja se sa pozitivnom i negativnom povratnom vezom, a izlazni napon nikada nije u stanju da prijeđe vrijednost napona povratnih veza.

Ovisno o početnim uvjetima, operacijsko pojačalo na izlaz će biti vođeno ili pozitivnim ili negativnom povratnom vezom.

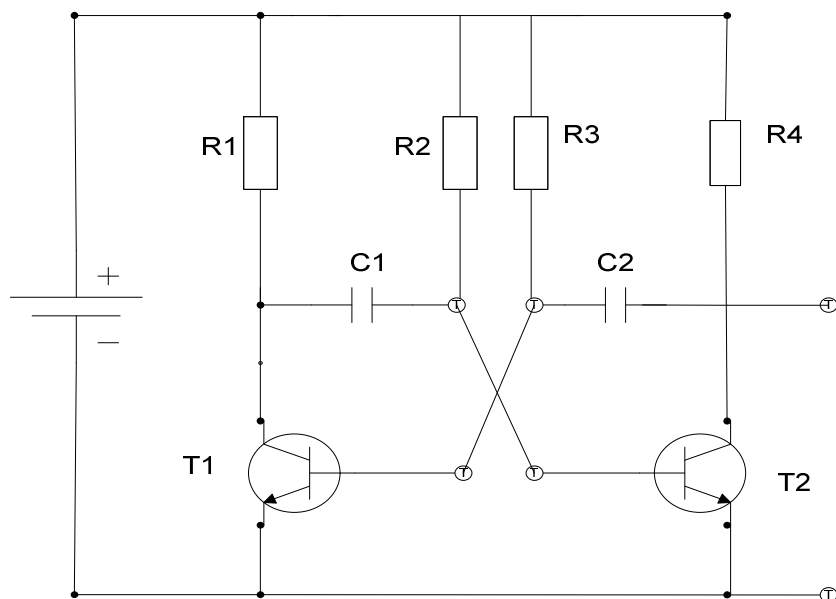
1.2.1. Astabil izvedba pomoću bipolarnih tranzistora

Astabilni multivibrator ili samo astabil ima dva kvazistabilna stanja („1“), (dakle nema stabilno stanje) pa čini generator pravokutnih signala. U astabilu u suštini jedan tranzistor okida drugog. Dužina trajanja visokog i niskog stanja na izlazu određena je vanjskim otporom i kondenzatorom (sl. 1.)



Slika 3.1. Astabil

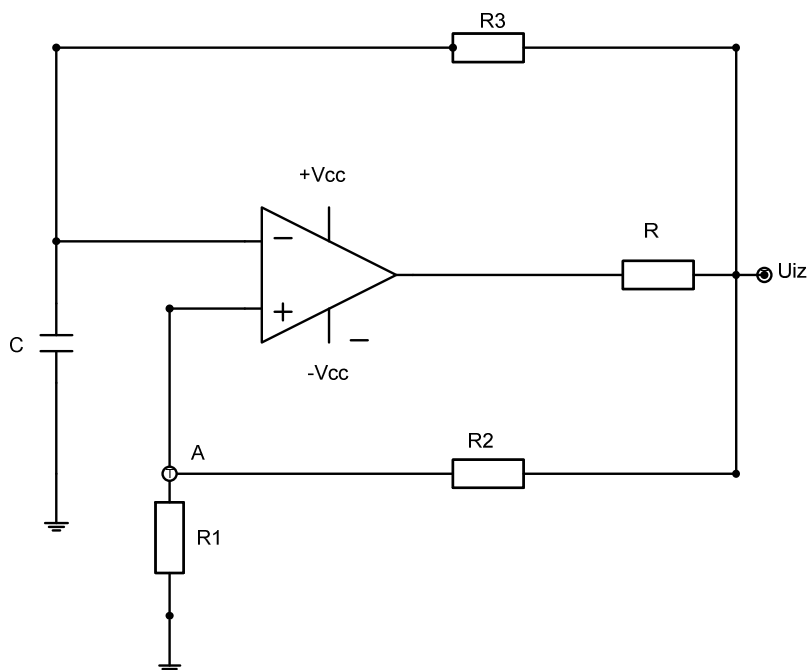
Astabil se ponaša gotovo identično kao monostabil, samo ovdje postoje samo kvazistabilna stanja. Uzmimo trenutak u kojem se $T1$ isključio, a $T2$ uključio. To znači da je neposredno prije toga trenutka napon na desnoj ploči kondenzatora $C1$ pao za ΔU_{CE} , a kako se napon na kondenzatoru ne može promijeniti trenutačno, i lijeva ploča je pala za ΔU_{CE} . Dakle, baza $T1$ je na naponu $U_{BE} = U_{BEs} - \Delta U_{CE}$. Sada se kondenzator $C1$ polako prepolarizira, potencijal lijeve ploče raste (povećavajući potencijal baze) i naposljetku, kada napon U_{BE1} naraste preko 0.5 V, $T1$ počinje voditi. U konačnici napon stane na 0.8 V i tada je $T1$ u zasićenju, a $T2$ je otišao u zapiranje. Zašto? Kada je $T1$ otišao u zasićenje, potencijal na kolektoru prvog tranzistora je pao za iznos ΔU_{CE} , time povukao i potencijal desne ploče kondenzatora $C2$, koji je pak povukao napon baze U_{BE2} u negativno. $C2$ se počinje prepolarizirati, i u konačnici dovede $T2$ u zasićenje, pa se vraćamo na početak priče.



Slika 3.2. Astabilni multivibrator sa dva bipolarna tranzistora

1.2. Astabil pomoću operacijskog pojačala

Najjednostavniji način realizacije astabilnog multivibratora je pomoću operacijskih pojačala kao komparatora sa invertirajućom prijenosnom karakteristikom, pri čemu se ulazni napon komparatora generira na kondenzatoru njegovim punjenjem i pražnjenjem, kako je prikazano na slici 3.1.



Slika 3.3. Astabilni multivibrator sa regenerativnim komparatorom

Komparator sa slike ima pragove okidanja:

$$V_{T2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{izl} \quad V_{T1} = -bV_{CC}$$

Pri visokom izlaznom naponu komparatora kondenzator se puni kroz otpornik R_3 , sve dok napon na ulazu komparatora (invertujući ulaz operacijskog pojačala) ne dostigne vrijednost gornjeg praga V_{T2} . Sada napon na izlazu komparatora prelazi na nizak nivo, međutim, kako se napon na kondenzatoru ne može naglo promjeniti on zadržava vrednost βV_{CC} . Kondenzator se prazni kroz otpornik R_3 i izlaz operacijskog pojačala, a sa vremenskom konstantom $\tau=C(R_3 + R + R_{IZ})$ teži ka asimptotskoj vrijednosti napona $V_{IZL} \approx -V_{CC}$, sve dok napon ne dostigne vrijednost donjeg praga kvazistabilnog stanja V_{T1} . Na osnovu ovoga može se odrediti trajanje prvog kvazistabilnog stanja:

$$T_1 = t \ln \frac{-V_{CC} - V_{T2}}{-V_{CC} - V_{T1}} = CR_3 \ln \frac{1+b}{1-b}$$

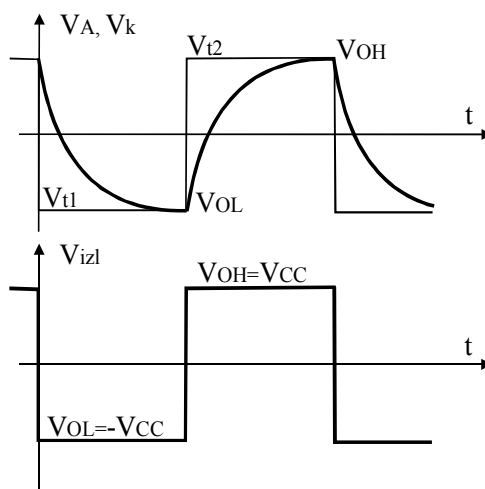
Po završetku ovog kvazistabilnog stanja na izlazu sklopa je visoki naponski nivo. U drugom kvazistabilnom stanju kondenzator se puni istom vremenskom konstantom asimptotski težeći ka vrijednositi $V_{IZL} \approx V_{CC}$, sve dok napon na njemu ne dostigne vrijednost gornjeg praga V_{T2} , odakle se određuje trajanje drugog kvazistabilnog stanja:

$$T_2 = t \ln \frac{V_{CC} - V_{T2}}{V_{CC} - V_{T1}} = CR_3 \ln \frac{1+b}{1-b} = T_1$$

Vremenski oblici napona u karakterističnim tačkama astabilnog sklopa sa slike dati su na slici 3.2.

Pri određivanju trajanja kvazistabilnih stanja T_1 i T_2 pretpostavlja se da je vrijeme prebacivanja komparatora zanemarljivo malo, ne uzima se u obzir utjecaj ulazne i izlazne otpornosti operacijskog pojačala, kao i pad napona na otporniku R , što onemogućava da napon na izlazu ima vrijednost napona napajanja.

Pozitivni i negativni izlazni napon zasićenja operacijskog pojačala realiziranog sa bipolarnim tranzistorima su za oko 1V manji od napona napajanja. Zbog velike ulazne otpornosti operacijskog pojačala suma otpornika R_1+R_2 može imati vrijednosti od nekoliko stotina oma do nekoliko megaoma. U istim granicama se može mjenjati i vremenski otpornik R_3 .

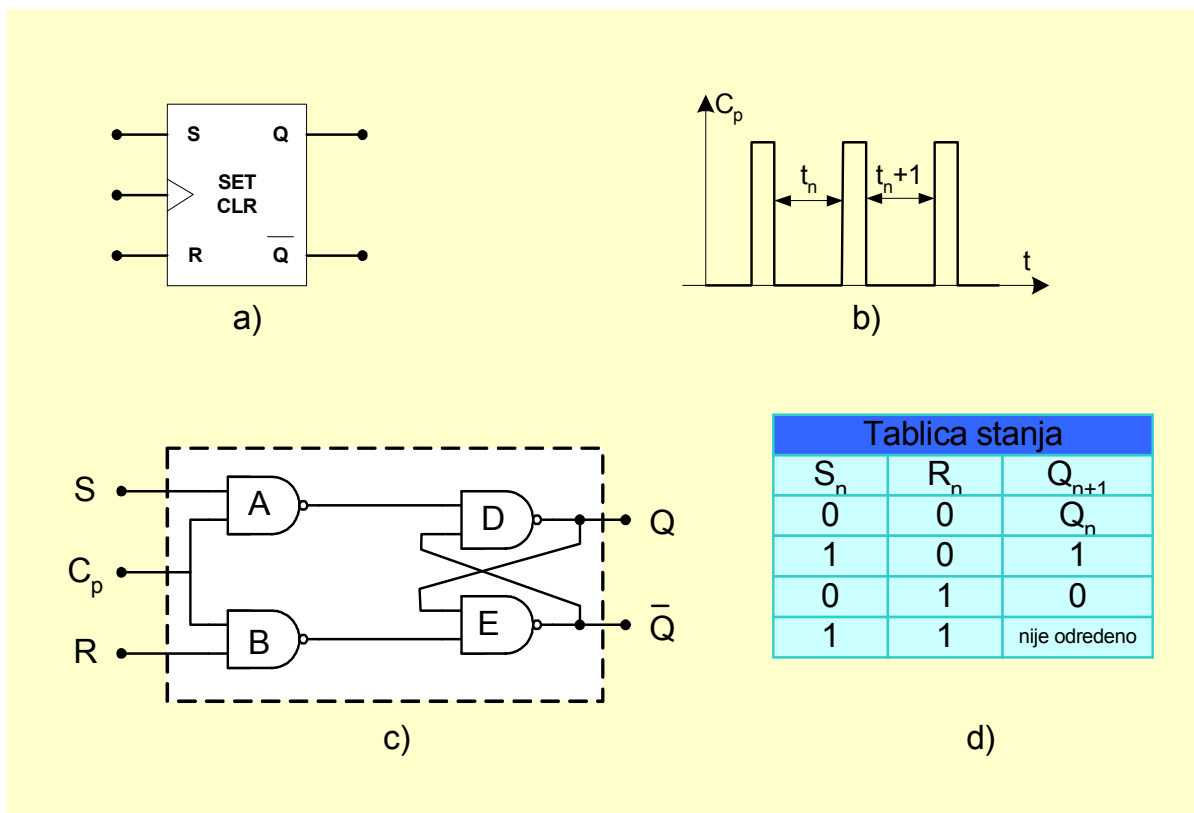


Slika 3.4. Vremenski dijagrami napona astabilnog multivibratora

Najveći nedostatak opisanog astabilnog multivibratora je nedovoljna točnost pragova okidanja i njihova loša temperaturna stabilnost. Ovaj nedostatak, uz konačno vrijeme prebacivanja komparatora, razlog su da se ovakvi sklopovi koriste na frekvencijama do 100 kHz. Naime, maksimalna frekvencija je ograničena graničnom frekvencijom operacijskog pojačala za velike signale, a ona je na primjer, za komercijalno operacijsko pojačalo LM324 oko 10kHz.

Integrirane izvedbe

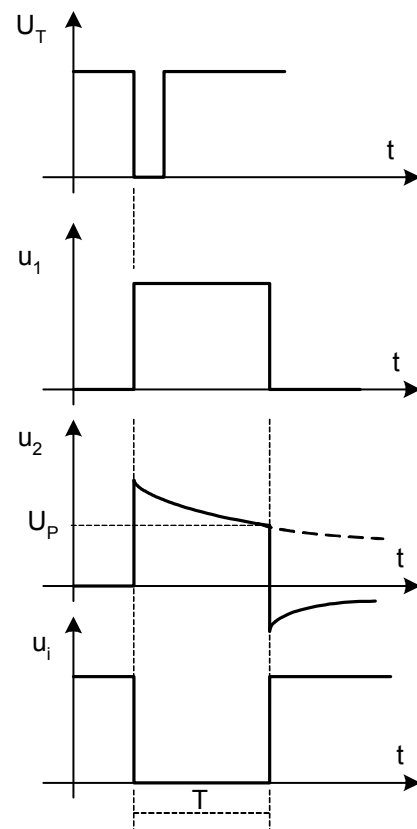
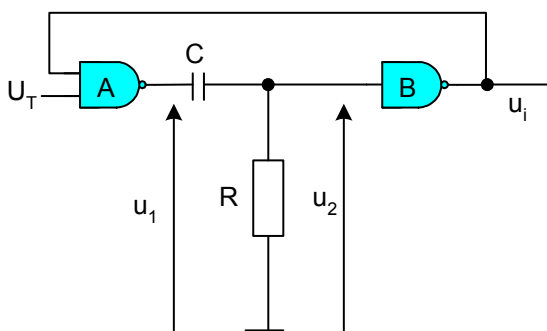
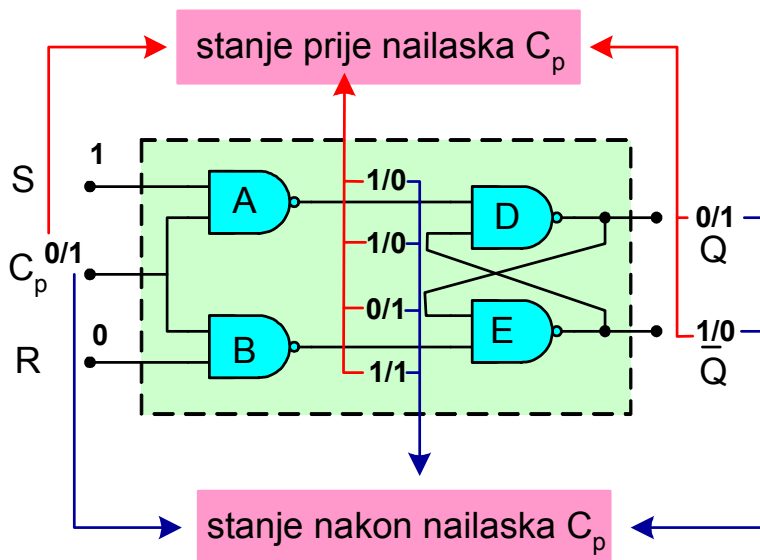
U digitalnoj elektronici upotrebljavaju se integrirane izvedbe bistabila. U skupinama TTL i CMOS tehnologija postoji vrlo veliki izbor različitih tipova bistabila. Ovdje ćemo razmotriti SR bistabil u sekvencijalnom radu. Sekvencijalni rad znači da sklopovi rade u sinkronizmu (u ritmu) sa sinkroimpulsima C_p (clock), koji se nazivaju ritam impulsi. Vremenski interval ispred ritma impulsa nazivamo s t_n i sve radnje koje se zbivaju u tom intervalu, imaju indeks n . Tako ulazi S, R i izlaz Q nose oznaku S_n , R_n i Q_n , a mogu se nalaziti u stanju 1 ili 0. Nakon intervala t_n nailazi ritam impuls C_p , a vremenski interval iza impulsa C_p nazivamo t_{n+1} i sva stanja bistabila u tom intervalu imaju indeks $n+1$.



Rad SR bistabila možemo opisati na sljedeći način:

1. Ako je u vremenu t_n : $S_n=0$, $R_n=0$ i $Q_n=1$. Nailaskom impulsa C_p izlaz se ne mijenja, pa pišemo $Q_{n+1}=Q_n$ (ostaje u 1).
2. Ako je u vremenu t_n : $S_n=1$ i $R_n=0$. Nailaskom impulsa C_p izlaz $Q_{n+1}=1$, pa kažemo da će se bistabil naći u stanju 1 bez obzira u kojem je stanju bio prije nailaska impulsa C_p .
3. Ako je u vremenu t_n : $S_n=0$ i $R_n=1$. Nailaskom impulsa C_p izlaz $Q_{n+1}=0$, pa kažemo da će se bistabil naći u stanju 0 bez obzira u kojem je stanju bio prije nailaska impulsa C_p .
4. Ako je u vremenu t_n : $S_n=1$ i $R_n=1$. Nailaskom impulsa C_p izlaz Q_{n+1} nije određen, pa se kombinacija $S_n=R_n=1$ na ulazu SR-bistabila ne smije koristiti.

Razmotrimo princip rada SR bistabila za $S_n=1$, $R_n=0$ i $Q_n=0$. Pogledaj tablicu stanja i objasni što se događa u sklopu.



Sada ćemo ukratko opisati izvedbu monostabila s NI sklopovima. Stacionarno su oba ulaza u prvi (lijevi) sklop u stanju 1, pa je napon $u_1 = 0$, isto kao i napon u_2 . Okidni impuls U_T spušta razinu na ulazu na logičku 0. Napon u_1 skače stoga u 1 i taj se skok prenosi preko kapaciteta, pa i u_2 odlazi u 1. Napon u_2 ne može ostati na toj razini pa eksponencijalno pada prema svojoj stacionarnoj vrijednosti. Kada dođe do napona praga U_P logičkog sklopa, dolazi do promjene, pa izlaz odlazi u 1, a u_1 pada na nulu. Zbog postojanja povratne veze sklop je regenerativan. Negativni skok iznosa jednakog promjeni napona u_1 treba nestati prije dolaska sljedećeg okidnog impulsa.

Napon praga U_p logičkog sklopa:

- Idealna prijenosna karakteristika digitalnog sklopa imala bi okomit skok iz jednog logičkog stanja na izlazu u drugo i napon pri kojem se taj skok događa predstavlja U_p ;
- Kod realnog sklopa U_p se definira kao napon kad su ulazni i izlazni naponi jednaki.

Prijenos impulsa

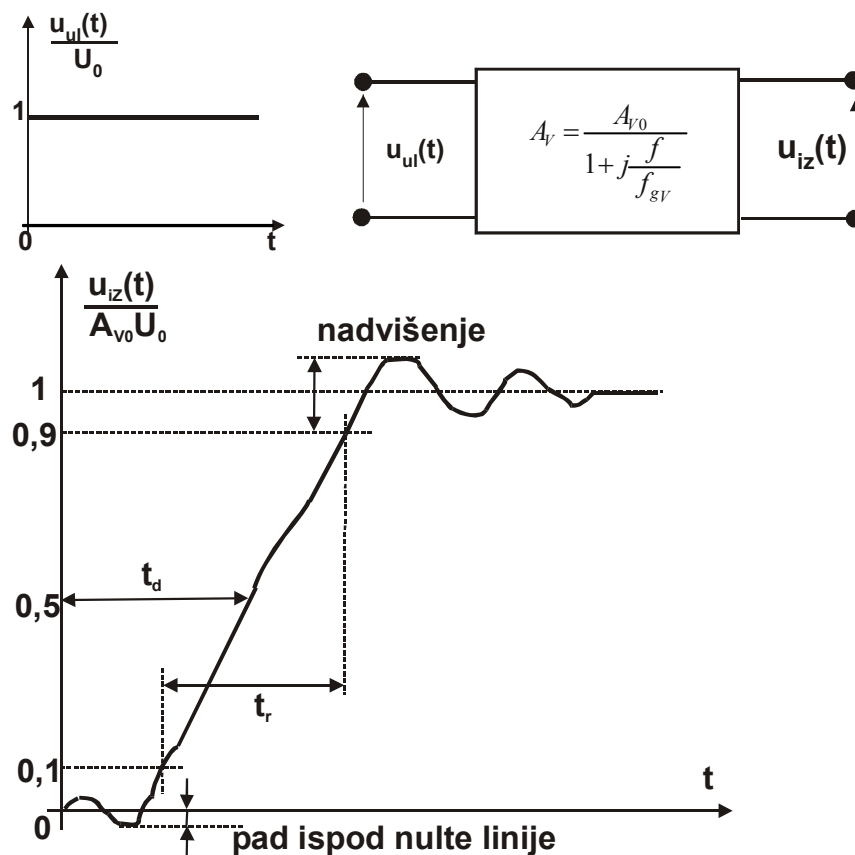
U ovom poglavlju bit će napravljena kratka analiza pojava koje su vezane uz prijenos impulsa kroz sklopove (pojačala i sl.). Naime, može se pokazati da postoji čvrsta povezanost između frekvencijskog i vremenskog odziva pojačala. Iz analize frekvencijskih karakteristika osnovnih sklopova s bipolarnim i unipolarnim tranzistorima može se zaključiti da se kao dobra aproksimacija frekvencijske ovisnosti naponskog pojačanja u području srednjih i visokih frekvencija može primijeniti relacija oblika:

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + j \frac{f}{f_{gV}}}$$

Sada bi se napravila slična analiza kao i kod RC derivatora što znači da bi f/f_{gV} zamijenili s ω/ω_{gV} i $j\omega$ s kompleksnom frekvencijom p , te bi primjenom inverzne Laplaceove transformacije dobili odziv sklopa na jedinični skok u vremenskoj domeni:

$$u_{iz}(t) = A_{v0}U_0(1 - e^{-\omega_{gV}t}), \quad t \geq 0.$$

Ovisnost ulaznog i izlaznog napona o vremenu prikazana je na slici 1. Ulazni napon u $t = 0$ skokovito raste i iznosi U_0 , dok izlazni napon raste monotono od iznosa 0 do iznosa $A_{v0}U_0$ kada $t \rightarrow \infty$. U trenutku $t = \omega_{gV}^{-1}$ izlazni napon dosegne 63 % od konačnog iznosa.



Slika 1 Analiza utjecaja gornje granične frekvencije na odziv sustava

Što je ω_{gV} veći, rast izlaznog napona bit će brži, te će sklop s višom gornjom graničnom frekvencijom pokazivati brži odziv na pobudu jediničnom naponskom funkcijom. Može se zaključiti da će izlazni napon biti vjerna kopija (za pojačalo uvećana) ulaznog napona samo ako je gornja granična frekvencija pojačala neizmjerljivo visoka (beskonačna). Budući da parazitne kapacitivnosti vode na konačan iznos gornje granične frekvencije, u realnim slučajevima mora doći do odstupanja oblika izlaznog napona od ulaznog napona.

Za ocjenu kvalitete prijenosa impulsa uvode se određeni parametri. Jedan od vrlo važnih parametara je **vrijeme porasta**. Ono se obično definira kao vrijeme potrebno da izlazni napon, uz naponsku jediničnu pobudu na ulazu, poraste od 10 do 90 % konačnog iznosa. Iz ove definicije i jednadžbe za vremenski odziv sklopa slijedi:

$$t_r = \frac{0,35}{f_{gV}}$$

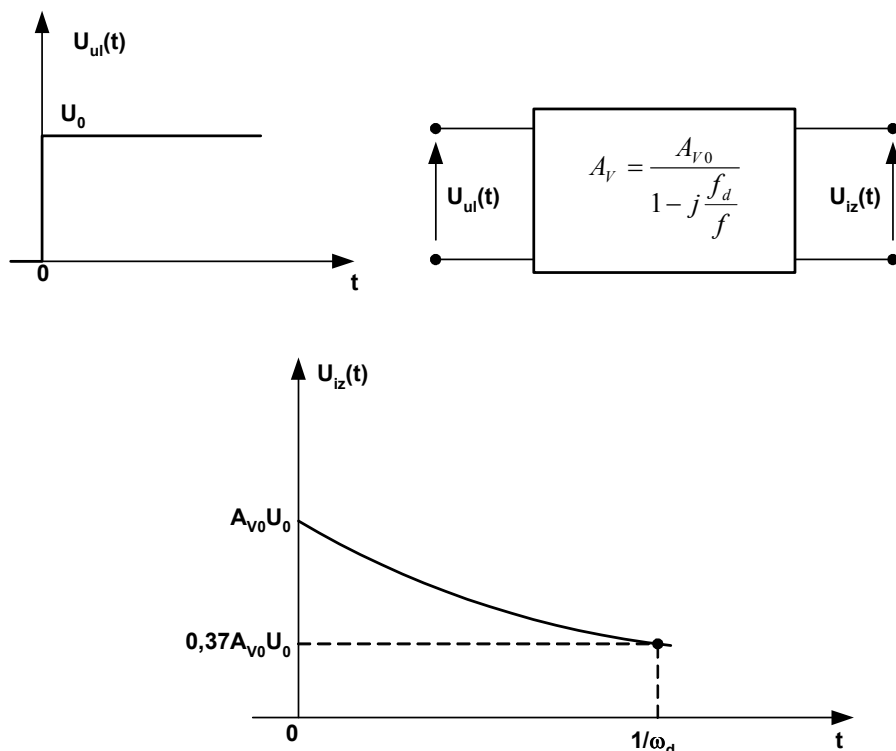
Kada se pojačalo upotrebljava za pojačavanje impulsa tada će izobličenje valnog oblika impulsa biti što manje, što je vrijeme porasta kraće od trajanja impulsa.

Drugi važan parametar kod prijenosa impulsa je **vrijeme zadržavanja**. Ono se definira kao vrijeme potrebno da izlazni napon dostigne 50 % od konačnog iznosa. To vrijeme je na slici označeno sa t_d i ono je jednako:

$$t_d = \frac{0,11}{f_{gV}}$$

Tako npr. ako je $f_{gV}=100$ MHz, tada vrijeme porasta iznosi 3,5 ns, a vrijeme zadržavanja 1,1 ns.

Pored vremena kašnjenja i vremena porasta na slici 1 prikazano je još i **nadvišenje i spust ispod nulte linije**. Nadvišenje se mjeri u odnosu na konačni, stacionarni iznos i obično se izražava u postocima. Spust ispod nulte linije mjeri se u odnosu na apscisu i također se izražava u postocima stacionarnog iznosa.



Slika 2 Analiza utjecaja donje granične frekvencije na odziv sklopa

Do sada je razmatran utjecaj gornje granične frekvencije sklopa. Sada se nameće logično pitanje: Kakav je utjecaj donje granične frekvencije? Pretpostavit će se da je naponsko pojačanje u sustavu dano s jednadžbom:

$$A_v = \frac{U_{iz}}{U_{ul}} = \frac{A_{v0}}{1 - j \frac{f_d}{f}} = A_{v0} \frac{j \frac{f}{f_d}}{1 + j \frac{f}{f_d}}$$

Sada se zamjeni f/f_d s ω/ω_d , a $j\omega$ s kompleksnom frekvencijom p . Nakon preslikavanja u vremensko područje (inverzna Laplaceova transformacija) dobiva se odziv sklopa:

$$u_{iz}(t) = A_{v0} U_0 e^{-\omega_d t}, \quad t \geq 0.$$

Kako se vidi iz izraza i slike 2, što je ω_d manji, $1/\omega_d$ je veći i brzina opadanja izlaznog napona je manja. Ako se želi da ravnom dijelu ulaznog napona odgovara ravni dio izlaznog napona, tada mora $\omega_d \rightarrow 0$. Ovaj uvjet ispunjavaju samo pojačala s istosmjernom vezom. Ovo posebno vrijedi unutar monolitnih integriranih sklopova, gdje druge vrste veze među stupnjevima praktički i nisu moguće.

Za prijenos pravokutnog impulsa koji ima trajanje T nekoliko puta manje od ω_d^{-1} vrijedi relacija:

$$P(T) \cong 1 - (1 - \omega_d T) = \omega_d T$$

Tako npr. za pravokutni impuls koji ima trajanje T deset puta kraće od ω_d^{-1} , pad $P(T)$ izražen u postocima iznositi će 10 %.

Napomena: Ovdje izvedene relacije za vrijeme porasta, vrijeme zadržavanja i pad ravnog dijela odnose se na sklopove kojima je naponsko pojačanje u području visokih i niskih frekvencija određeno jednostavnim relacijama. Ako funkcija A_v ima drugačiji analitički oblik, vrijedit će drugi izrazi za t_r , t_d i P , ali će uvijek viša gornja granična frekvencija sklopa utjecati na kraće vrijeme porasta i zadržavanja, a niža donja granična frekvencija na manji pad ravnog dijela.