

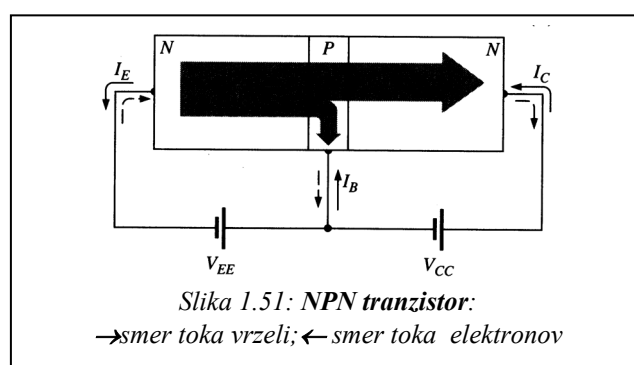
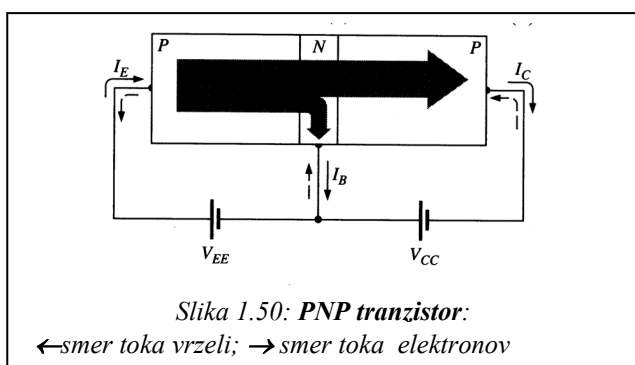
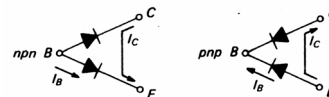
1.5.3 BIPOLARNI TRANZISTOR

Bipolarni tranzistor predstavlja najbolj značilno aktivno komponento med polprevodniki. Glede na strukturo ločimo PNP in NPN tip bipolarnega tranzistorja, glede na izvedbo pa poznamo še modificirane izpeljanke. Najznačilnejši primeri so: darlington tranzistor, stikalni tranzistor, VN tranzistor, VF tranzistor, tranzistor z vgrajeno antiparalelno diodo,... Za vse bipolarne tranzistorje so značilni priključki (E,B,C), krmiljenje z baznim tokom in tokovni ojačevalni faktor β .

Fizikalno ozadje delovanja tranzistorja

Bipolarni tranzistor sestavljata dva PN spoja, katerih delovanje je zaradi izjemne bližine zapornih plasti medsebojno odvisno.

Ne glede na tip (NPN ali PNP) je potrebno priključiti zunanje napetosti na tranzistor tako, da bo zaporna plast E-B orientirana v prevodni smeri, druga B-C pa orientirana v zaporni. V vsakem primeru predstavlja emiter vir nosilcev elektrine (NPN-elektroni; PNP-vrzeli), ki odvisno od velikosti baznega toka in velikosti napetosti U_{CE} v večjem ali manjšem številu preidejo preko baze v področje kolektorja. V bazi se zaradi ozkega področja rekombinira le manjši del emitorskega toka, večji del (preko 95%) pa preide v področje kolektorja. Velikost baznega toka bistveno vpliva na velikost emitorskega oz. kolektorskega toka.



Glede na različno velikost emitorskega in kolektorskega toka, definiramo tokovni ojačevalni faktor α , ki je definiran kot razmerje:

$$\alpha = I_C / I_E$$

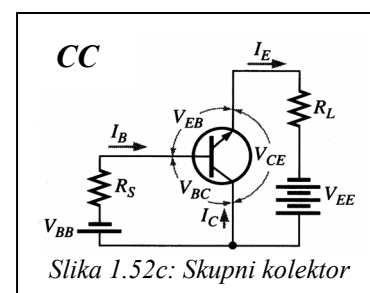
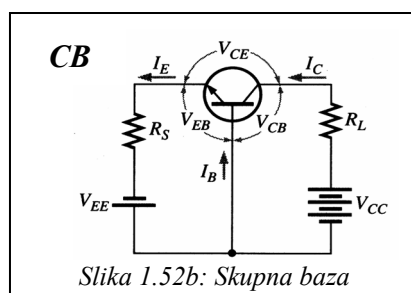
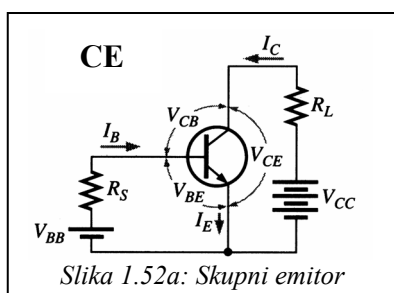
Vendar pa se v praksi pogosteje uporablja tokovni ojačevalni faktor β , ki predstavlja razmerje med kolektorskim in baznim tokom:

$$\beta = I_C / I_B = \alpha / (1 - \alpha) = h_{FE}$$

Lahko si zapomnimo, da ima tranzistor z $\alpha = 0,99$, tokovni ojačevalni faktor $\beta = 99$. Zaradi diodne vhodne karakteristike, predstavlja relativno mala sprememba napetosti U_{BE} , sorazmerno veliko spremembo baznega toka in posledično tudi kolektorskega oz. emitorskega. Glede na to dejstvo smatramo transistor kot ojačevalnik toka in ga večini primerov tudi krmilimo tokovno.

Orientacija tranzistorja

Bipolarni ali spojni tranzistor lahko vežemo v tokokrog na tri načine. Glede na to, kateri priključek je skupen med vhodnim in izhodnim signalom, ločimo orientacije **CE** (common emitter), **CB** in **CC**. Vsaka od vezav ima specifične značilnosti, ki definirajo značaj ojačevalnika.

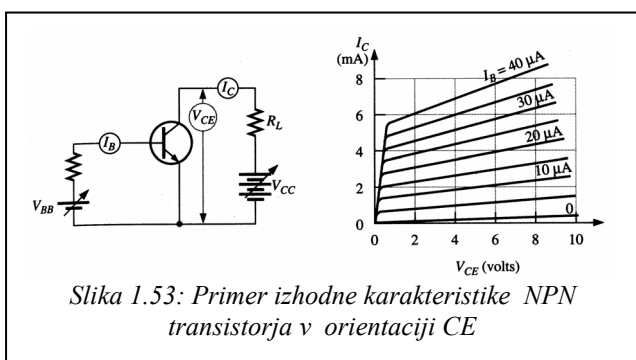


Značilnejše lastnosti posameznih orientacij so podane v tabeli, številčne vrednosti pa dependirajo od posameznega tipa tranzistorja. Podatki ustrezajo tranzistorju 2N3904 z upori $R_L=5k\Omega$ in $R_S=500\Omega$.

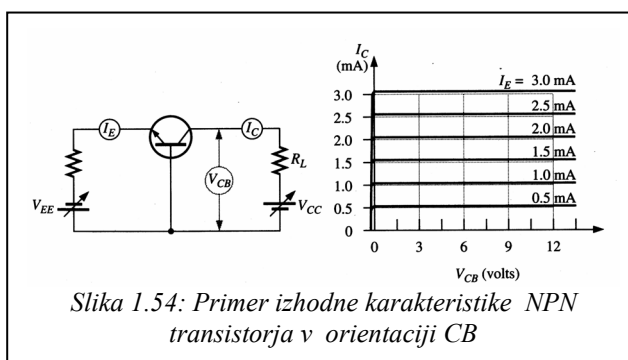
Parameter tranzistorja	CB	CE	CC
Močnostno ojačanje $A_P > 1$?	Da	Da	da
Napetostno ojačanje $A_U > 1$?	Da	Da	ne
Tokovno ojačanje $A_I > 1$?	Ne	Da	Da
Vhodna upornost (tipična)	30Ω	$3,5k\Omega$	$580k\Omega$
Izhodna upornost (tipična)	$3M\Omega$	$200k\Omega$	35Ω
Fazni premik?	ne	da	Da

Karakteristike bipolarnega tranzistorja

Karakteristike so za vsako orientacijo specifične, vendar sta najznačilnejši le v orientaciji CE in CB, ker je z njihovo pomočjo enostavna nastavitve optimalne delovne točke. V primeru zahtevnejših vezij (npr. visoke frekvence, nizek šum, ohranitev faznih razmer, impulzni režim delovanja...) je potrebno upoštevati še ostale parametre. Glede na tip (NPN, PNP) so karakteristike podobne, razlika je le v predznaku napetosti oz tokov. Zato bomo v nadaljevanju obravnavali osnovna vezja izvedena večinoma le z NPN tranzistorji, ki so tudi bolj v uporabi zaradi pozitivnih napajalnih napetosti.



Slika 1.53: Primer izhodne karakteristike NPN tranzistorja v orientaciji CE



Slika 1.54: Primer izhodne karakteristike NPN tranzistorja v orientaciji CB

Karakterističnih veličine in mejne vrednosti parametrov tranzistorja

Najznačilneše karakteristične veličine, ki poleg tipa, vrste in ohišja definirajo lastnosti tranzistorja, ter ga uvrščajo v specifično področje uporabe so:

- Maksimalna napetost med kolektorjem in emitorjem .. U_{CEmax} .
- Maksimalni kolektorski tok..... I_{Cmax} .
- Maksimalna izgubna moč na tranzistorju..... P_{TOT}
- Dinamično tokovno ojačanje (ojačevalni faktor)..... β .
- Tranzitna frekvenca ($\beta=1$)..... f_T
- Šumno število (šumna mera)..... F
- Toplotna upornost ohišja..... R_{Th}

Poleg teh podatkov so večinoma na voljo še podatki o dinamičnem obnašanju tranzistorja (r_{BE} , r_{CE}), o parazitnih kapacitivnostih (C_{CB} , C_{BE} , C_{CE}) in temperaturnih odvisnosti, na podlagi katerih je možno narediti ustrezno nadomestno vezje oz. model za potrebe računalniških simulacij.

- Diferencialna vhodna upornost (dinamična)... r_{BE}
- Diferencialna izhodna upornost (dinamična).. r_{CE}
- Dinamični tokovni ojačevalni faktor..... β
- Statični tokovni ojačevalni faktor..... B
- Tokovno ojačanje v normirani obliki..... β_n

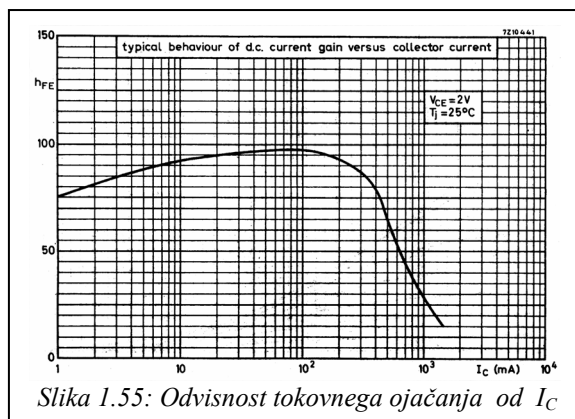
$$r_{BE} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B \quad | \quad U_{CE} = \text{konst.}$$

$$r_{CE} = \Delta U_{CE} / \Delta I_C \quad | \quad I_B = \text{konst.}$$

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B \quad | \quad U_{CE} = \text{konst.}$$

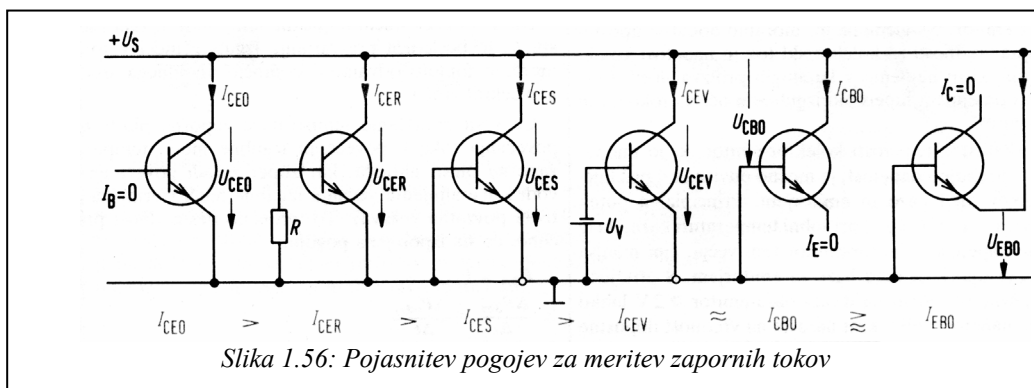
$$B = I_C / I_B \quad | \quad U_{CE} = \text{konst.}$$

$$B_n = \beta(I_C) / \beta(2mA)$$



Slika 1.55: Odvisnost tokovnega ojačanja od I_C

Tudi zaporni tokovi lahko pri povečanih temperaturah vplivajo na delovne razmere in jih je v nekaterih primerih potrebno upoštevati. Slika 1.56 pojasnjuje pogoje meritev zapornih tokov.



Šumne razmere

Vsako neželjeno motnjo, ki obdaja ali interferira s signalom lahko večinoma smatramo za šum v signalu. Šum v signalu lahko nastane iz različnih vzrokov, najpogosteje pa se pojavlja *termični šum*. Termično nihanje atomov in molekul povzroča v vsakem električnem uporu neurejeno (kaotično) gibanje prostih elektronov. Na ta način povzročene električne napetosti, ki so naključnega značaja vendar z neko konstantno povprečno vrednostjo se pri dovolj velikem ojačanju in elektroakustični pretvorbi odražajo kot šum. Tako povzročena napetost je *šumna napetost* in moč, ki se pri tem troši na upor imenujemo *šumna moč* in jo lahko izračunamo po enačbi: $P_r = 4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f$.

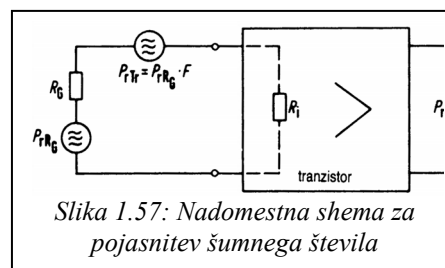
(k -Boltzmanova konstanta, T -absolutna temperatura, Δf - pasovna širina)

Iz enačbe je razvidno, da je šumna moč neodvisna od velikosti upornosti in zato lahko po Ohmovem zakonu izračunamo, velikost šumne napetosti U_{r0} .

$$U_{r0} = \sqrt{P_r \cdot R}$$

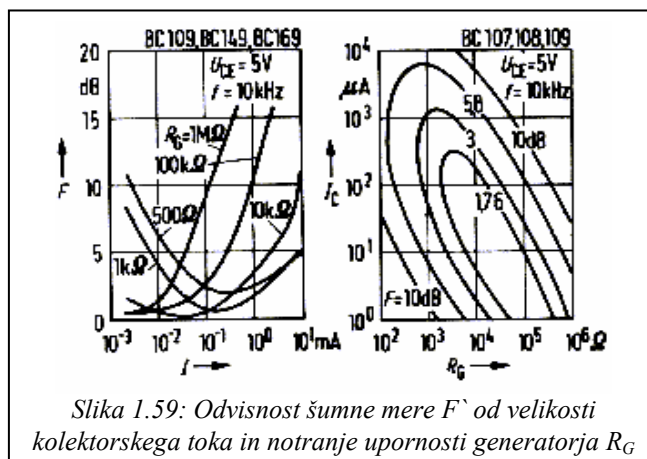
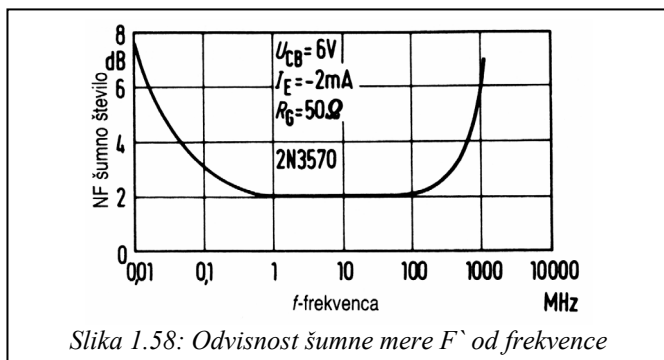
Pod vplivom zunanje napetosti, se šum še poveča in pri močnostni prilagoditvi ($R_G = R_i$), četrtnina šumne moči preide na priključeno breme.

Pri poenostavljeni analizi šumnih razmer pri tranzistorju predpostavimo, da je tranzistor brez šuma, izvor šuma pa miselno prestavimo k notranji upornosti izvora signala R_G , tako da na izhodu njegova šumna moč naraste za določen faktor. Ta faktor nam poda kolikokrat večja je dejanska šumna moč na izhodu tranzistorja (idealni) od šumne moči, ki nastaja na notranji upornosti generatorja P_{rRg} in ga imenujemo šumno število F .



Optimalna vhodna upornost (glede šuma) ni odvisna od pogoja prilagoditve $R_G = R_i$, kajti takrat dobimo na vhodu ojačevalnika tudi največjo šumno moč. Šumno število je funkcija kolektorskega toka ter notranje upornosti generatorja. Pogoj prilagoditve je potreben za maksimalni prenos moči, za ohranitev frekvenčnega razpona, ali za preprečitev odbojev pri VF signalih. Pogosto je med podatki navedena *šumna mera* $F' = 10 \log F$, ki je podana v dB. Seveda pri kompleksnih upornostih šumna mera zavisi le od ohmskega dela impedance.

Odvisnost šumne mere od kolektorskega toka in frekvence signala, je večinoma podana z diagrami.



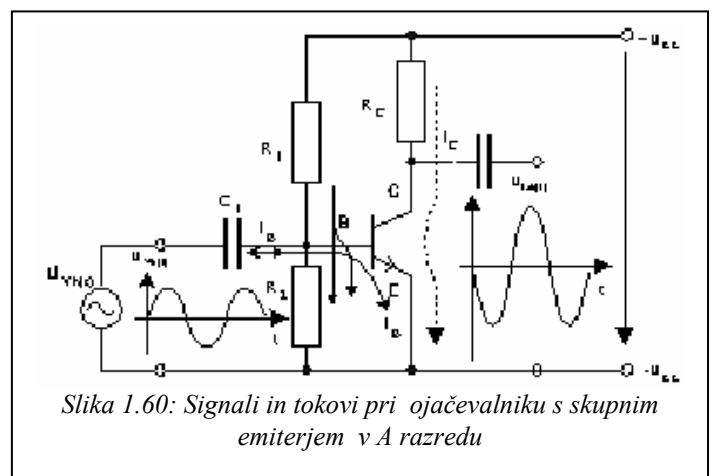
1.5.3.1 Izbira in nastavitve delovne točke

Delovna točka določa nastavitve enosmernih razmer in predstavlja izhodišče krmiljenja tranzistorja s signalom. V polju karakteristik tranzistorja lahko postavitev delovne točke razvrstimo v razrede delovanja (A,B,C), ki imajo različna značilnosti in kar omogoča različna področja uporabe (npr. A-za ojačevalnike malih signalov; AB-za močnostne ojačevalnike; C- za množilnike frekvence). Seveda lahko razred delovanja opredelimo v vseh orientacijah, vendar pa si bomo natančneje ogledali le za primer CE. V orientaciji CE največkrat zasledimo uporabo tranzistorja v smislu napetostnega ojačevalnika z delovno točko v A-razredu (slika 1.61). V tem primeru je delovna točka izbrana tako, da je napetostni potencial na kolektorju kar polovična vrednost celotne napajalne napetosti.

Pri izračunu je potrebno izhajati iz želenih, oz. zahtevanih začetnih omejitev (npr. velikost in način napajanja, ojačanje, frekv. karakteristika, posebne funkcije,...) in glede na to izbrati ustrezno topologijo vezja. Glede na predvidene vhodne in izhodne razmere je potrebno izbrati ustrezno delovno točko in izračunati vrednost komponent za določitev enosmernih pogojev. V polju karakteristik za izbrani tranzistor preverimo položaj delovne točke glede na predvidene izmenične signale in ojačanje.

Izračun delovne točke v orientaciji CE

Glede na ojačevalni faktor tranzistorja, prilagoditev toka I_C na optimalne pogoje delovanja (šum, velikost obremenitve,..) in povratno vezavo izračunamo vrednost komponent. Glede na željeno ojačanje izračunamo ustrezno nadomestno upornost bremena ($R'_B = R_C // R_B$) in na podlagi te izračunamo vrednost upora R_C . Zahtevano ojačanje, temperaturno kompenzacijo in frekvenčno omejitev dosežemo z ustrezno povratno vezavo.



Slika 1.60: Signali in tokovi pri ojačevalniku s skupnim emiterjem v A razredu

Primer :

Ojačevalnik s podatki:

(dinamične razmere)

$U_{CC}=12V$

$\Delta A_i= 100$

$\Delta I_{Cmax} = 10mA$

$\Delta I_{Bmax} = 100\mu A$

(statične razmere)

delovna točka- A razred

$U_{CE}= U_{CC}/2 =6V$

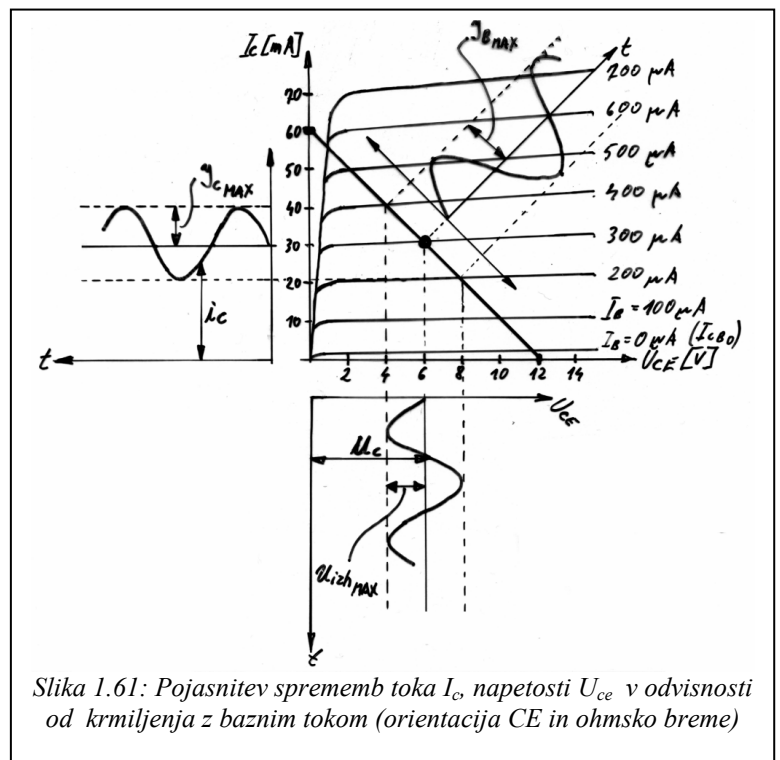
$I_B=300\mu A$

$I_C=30mA$

$R_C= U_{CC}/ I_C= 200\Omega$

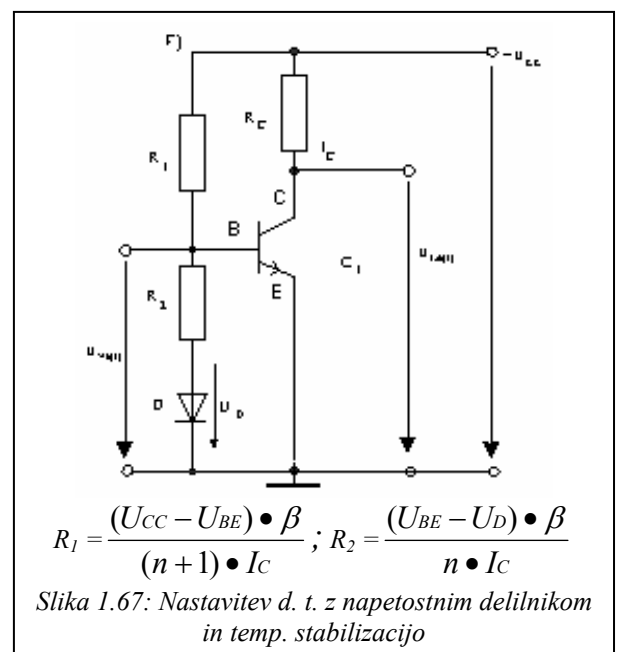
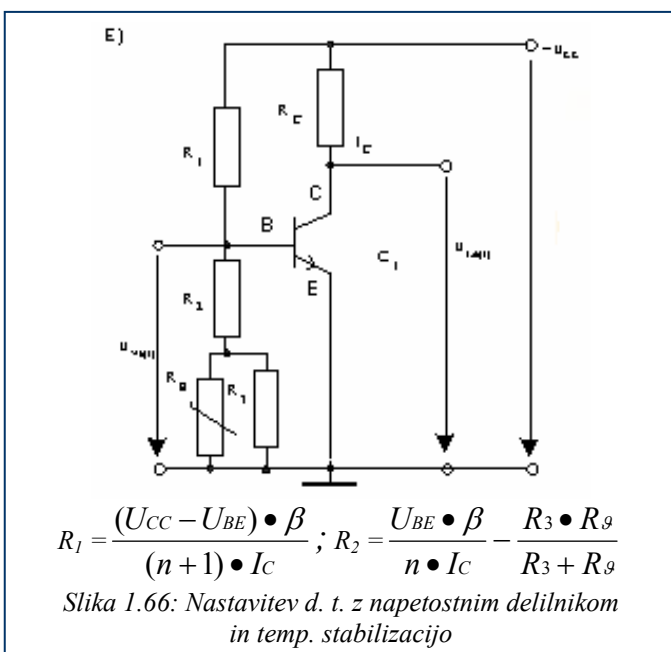
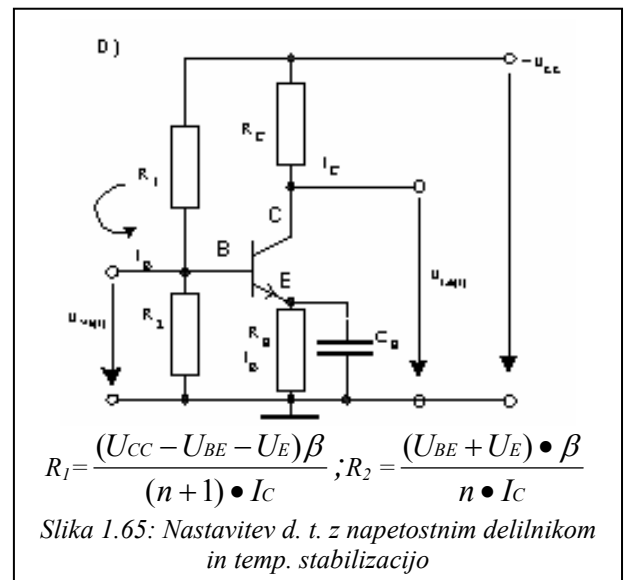
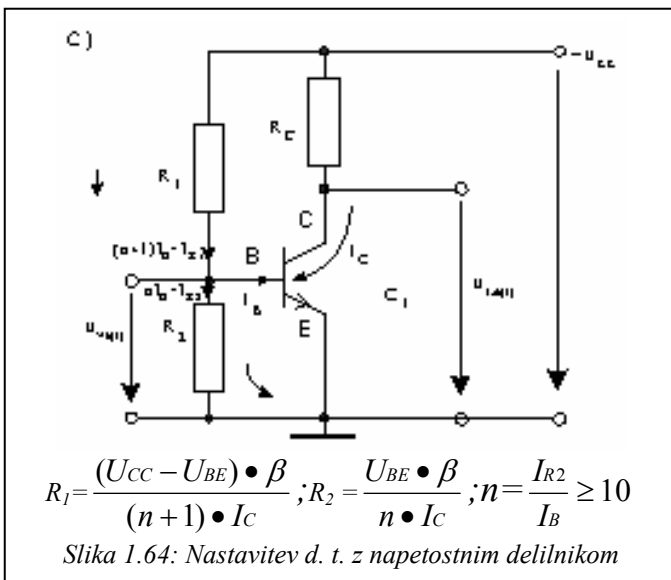
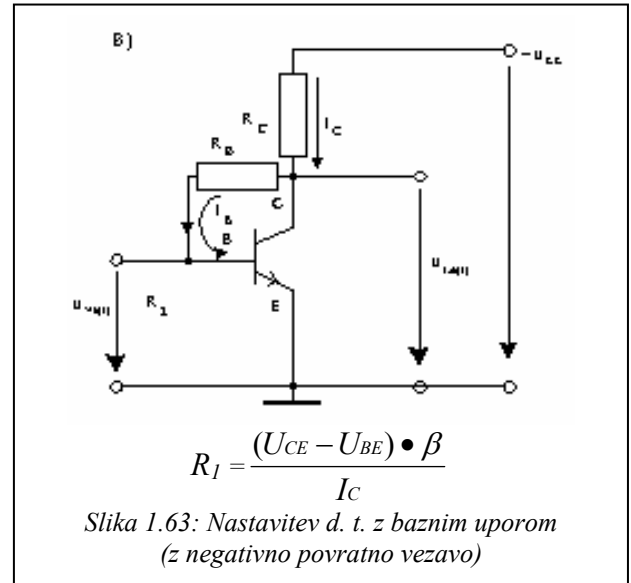
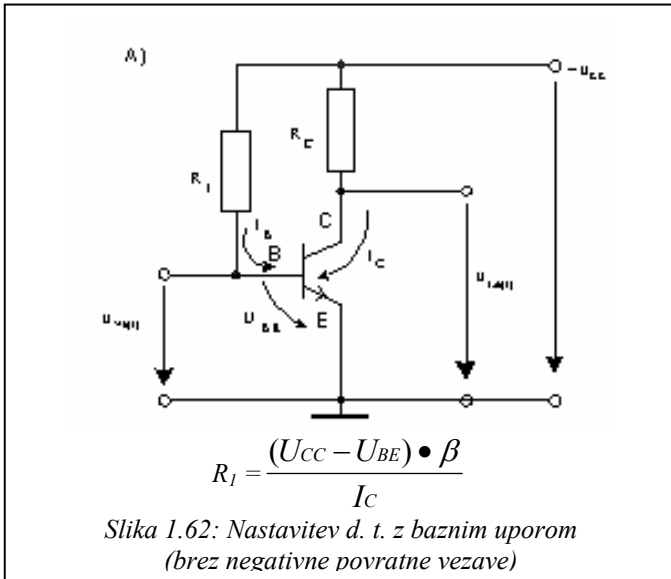
Opomba:

Temperaturne stabilizacije vezja v tem primeru ni!



Slika 1.61: Pojasnitev sprememb toka I_C , napetosti U_{ce} v odvisnosti od krmiljenja z baznim tokom (orientacija CE in ohmsko breme)

Značilna vezja za nastavitve delovne točke (CE)



1.5.3.2 Območje varnega delovanja tranzistorja (SOAR diagram)

Na zanesljivost delovanja tranzistorja vplivata najbolj izmed vseh mejnih vrednosti dva omejitvena faktorja; to sta povprečna temperatura spoja (*junction temperature*) in sekundarni preboj ali pot ga tudi imenujemo preboj drugega reda (*second breakdown*). Za kontrolo teh omejitev obstajajo posebno še za močnostne tranzistorje SOAR diagrami, iz katerih so razvidne napetostne in tokovne omejitve glede na različne režime delovanja (trajna obremenitev, impulzni režim, intermitenca,..). Večinoma je največja dopustna izgubna moč komponente P_{TOT} podana za temperaturo okolice T_a (*ambient temperature*), ki je ponavadi 25°C in brez dodatnih hladilnih teles. Pri tem je upoštevana najvišja še dopustna temperatura spoja, ki je za Ge $80\dots100^\circ\text{C}$ in Si tranzistorje $170\dots200^\circ\text{C}$. V praksi zaradi zanesljivosti oz. potencialnega skrašanja življenjske dobe, dopustnih temperatur ne izkoriščamo do skrajnih meja.

Glede na to po spodnjih obrazcih izračunamo dopustno moč in kolektorski tok, lahko pa te vrednosti za različne pogoje vnesemo v izhodno polje karakteristik in dobimo hiperbolo maksimalne moči.

$$P_{TOT} = \frac{T_j - T_a}{R_{th_a}} \quad I_C = \frac{P_{TOT}}{U_{CE}}$$

Ne glede na dopustno moč je potrebno upoštevati še omejitve maksimalnega toka in maksimalne napetosti, ki omejujeta hiperbolo moči na tokovni oz. napetostni osi. Ob upoštevanju še teh omejitev, dobimo SOAR diagram.

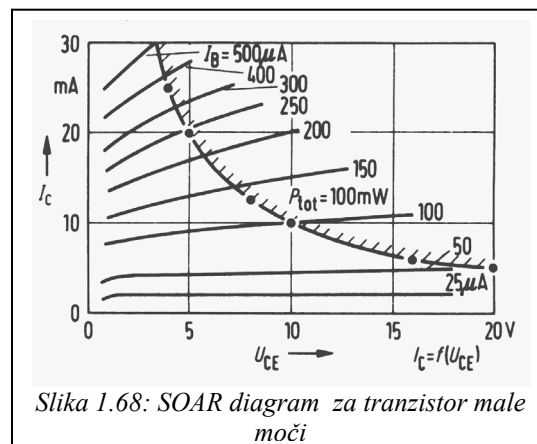
Meja dopustne kolektorske napetosti močno zavisi od pogojev med bazo in emitorjem. Karakteristika $I_C = f(U_{CE})$ pri sobni temperaturi kaže, da je prebojna napetost tem večja, čim manjša je napetost med bazo in emitorjem, ki je lahko pozitivna, nič ali pa celo negativna. Upoštevati je potrebno, da je zaporna napetost majhna ($< 5\text{V}$) in je pri krmiljenju tranzistorja ne smemo prekoračiti.

Preboj prvega reda nastane ko dosežemo prebojno napetost v zaporni plasti B-C in je električna poljska jakost tako velika, da pride do plazovitega preboja, ki tranzistor seveda uniči, če toka primerno ne omejimo.

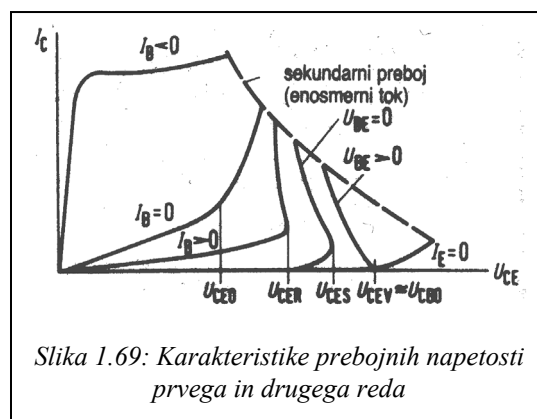
Preboj drugega reda (*second breakdown*) nastane, če pri prevajanju B-E, visoka napetost med C in E privede do zadržitve prevodnega kanala ali kadar še teče kolektorski tok v trenutku zapore poti baza-emitor. Posledica je lokalno pregretje v bazi in uničenje tranzistorja. V primeru obstoja nevarnosti znotraj običajnih meja, podajo proizvajalci še dodatne omejitve delovnega področja, ki jih je potrebno upoštevati (npr. pri stikalnih tranzistorjih za visoko napetost).

V smislu ohranjanja dopustne temperature spoja, je potrebno sprotno odvajanje nastale toplote preko hladilnega medija. Pri porastu temperature spoja se poveča tok, kar posledično privede do porasta izgubne moči in termične nestabilnosti. Termično nestabilnost preprečimo ob upoštevanju sledečih dveh pogojev:

$$\begin{aligned} &\checkmark P_{dov.} = P_{odv.} \\ &\checkmark \frac{\Delta P_{dov.}}{\Delta t} \leq \frac{\Delta P_{odv.}}{\Delta t} \end{aligned}$$



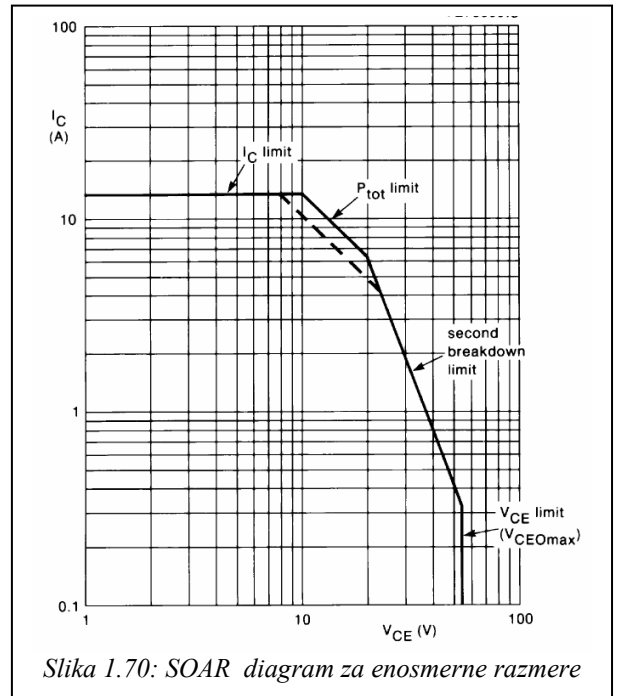
Slika 1.68: SOAR diagram za tranzistor male moči



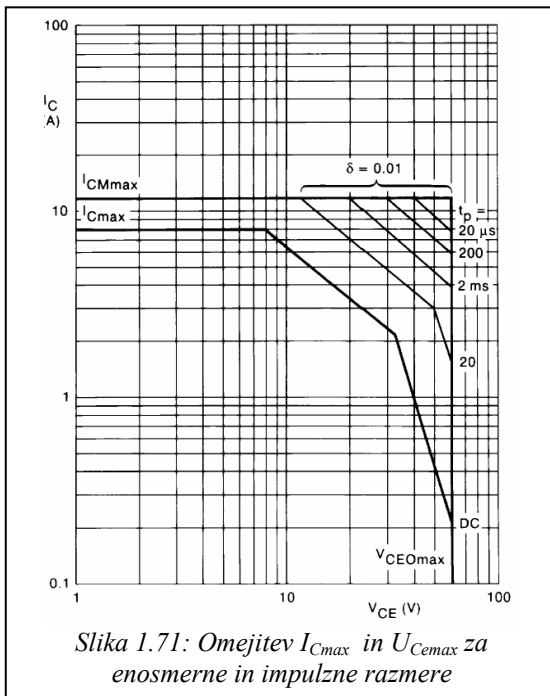
Slika 1.69: Karakteristike prebojnih napetosti prvega in drugega reda

V primeru impulzne obremenitve ima poleg frekvence signala, velik vpliv na izgubno moč še razmerje impulz- pavza. To omogoča konstrukterju korekcijo moči pri dimenzioniranju tranzistorja oz. toplotne upornosti hladilnega telesa. Primeren korekcijski faktor je razviden iz ustreznega diagrama, ki ga poda proizvajalec. Glede na potreben čas preklopa (produkt toka in napetosti v času preklopa NI zanemarljiv) in veliko število »preklopov« v časovni enoti (frekvenca) je sorazmeren tudi integral izgubne moči (npr. pri tranzistorjih stikalnih napajalnikov, horizontalnih izhodnih stopenj,...)

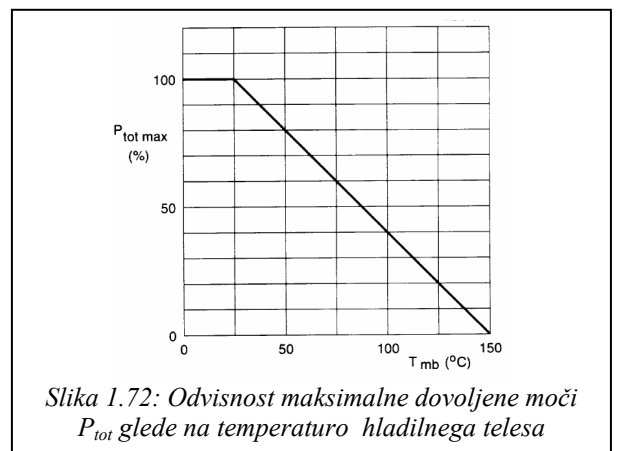
V napravah, kjer je povišana temperatura okolice in ni enostavno oz. ni mogoče zagotoviti nižje obratovalne temperature (npr. peči, vgradnja na motorju avtomobila, ...) je nujna sorazmerna korekcija obremenitve tranzistorja. Ustrezno korekcijo dovoljene moči podaja diagram, konstrukter pa ga mora upoštevati tako, da zmanjša obremenitev ali pa, da zagotovi večjo rezervo (npr. izbere močnejšega). Glede na obliko obremenitve (analogni signal, impulzni signal, stikalni režim,...), pripadajoči diagrami omejujejo ali zvišujejo nekatere omejitve.



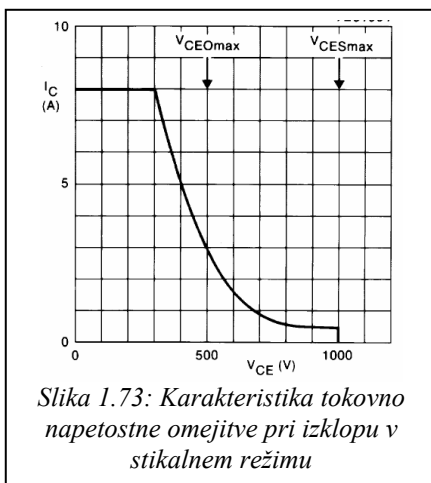
Slika 1.70: SOAR diagram za enosmerne razmere



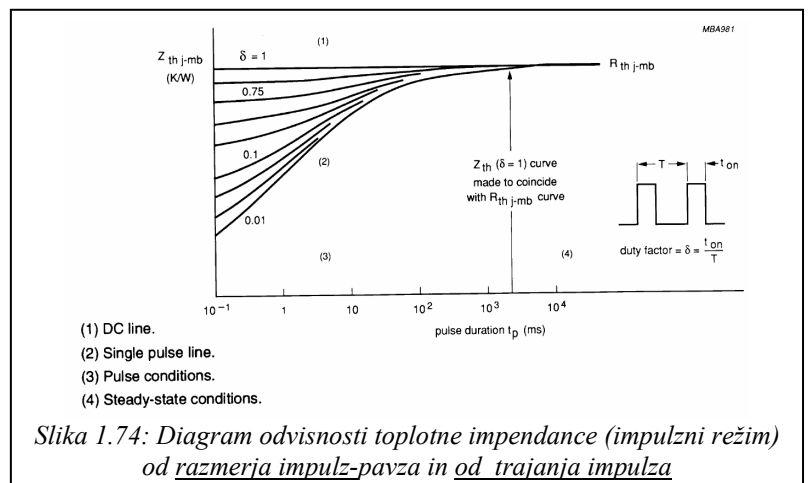
Slika 1.71: Omejitev I_{Cmax} in V_{CEmax} za enosmerne in impulzne razmere



Slika 1.72: Odvisnost maksimalne dovoljene moči P_{tot} glede na temperaturo hladilnega telesa



Slika 1.73: Karakteristika tokovno napetostne omejitve pri izklopu v stikalnem režimu



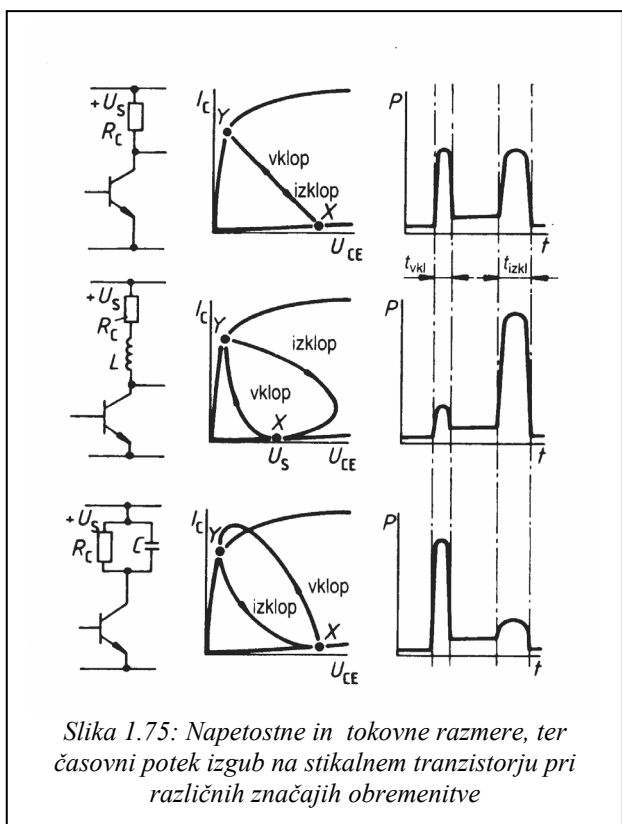
- (1) DC line.
- (2) Single pulse line.
- (3) Pulse conditions.
- (4) Steady-state conditions.

Slika 1.74: Diagram odvisnosti toplotne impedance (impulzni režim) od razmerja impulz-pavza in od trajanja impulza

1.5.3.3 Tranzistor v stikalnem režimu

Zaradi prevzemanja dominantne vloge digitalne tehnologije vedno pogosteje srečujemo tranzistor v stikalnem režimu delovanja. V tem primeru želimo, da se tranzistor čim bolj približa idealnemu stikalu, kar pomeni da želimo od njega čim manjšo U_{CEsat} (čim nižjo upornost v prevodnem stanju), čim hitrejši prehod iz enega stanja v drugega, čim višjo upornost v zaprtem stanju,... V ta namen vgrajujemo stikalne tranzistorje, ki imajo te lastnosti čimbolj ugodne.

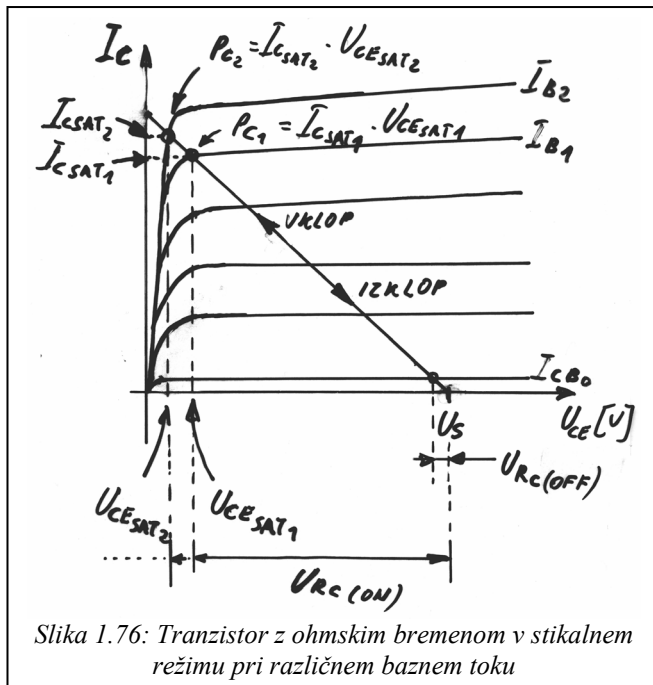
Breme stikalnega tranzistorja je lahko ohmsko, z izrazito induktivno ali pa izrazito kapacitivno komponento. Za ohmski značaj lahko stikalni tranzistor obravnavamo podobno kot v analognem režimu (slika desno), medtem ko pri induktivnem oz. kapacitivnem bremenu (slika spodaj) nastopajo v času preklopa drugačne razmere.



Slika 1.75: Napetostne in tokovne razmere, ter časovni potek izgub na stikalnem tranzistorju pri različnih značajih obremenitve

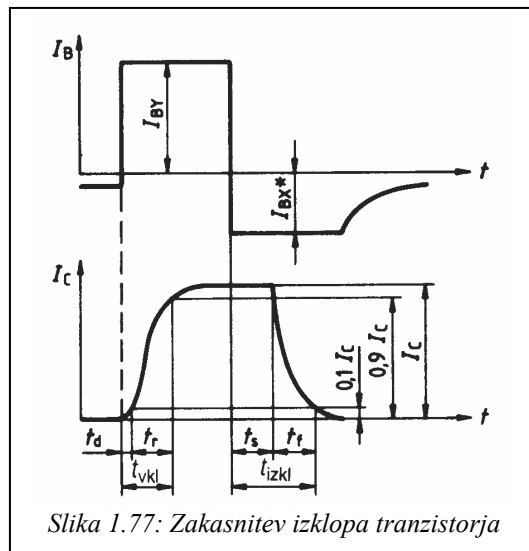
Pri induktivni obremenitvi tranzistorja (navitja relejev in elektropnevmatskih razvodnikov, navitja koračnih motorjev, VF transformatorji, dušilke,..) je potrebno upoštevati inducirane napetosti, ki nastanejo pri izklopu. Inducirana napetost je sorazmerna induktivnosti in hitrosti spremembe toka, večinoma jo je potrebno dodatno omejevati. Za omejitev inducirane napetosti najpogosteje vežemo **vzporedno k induktivnosti antiparalelno diodo**, **zaporedno RC vezje** ali pa **vzporedno k tranzistorju zener diodo** z nazivno napetostjo, ki je seveda nižja od U_{CEmax} .

Pri impulznem režimu (npr. pri stikalnih napajalnikih) zaradi zmanjšanja indukcije, uporabljamo posebne D,R,C kombinacije (snubber circuits).



Slika 1.76: Tranzistor z ohmskim bremenom v stikalnem režimu pri različnem baznem toku

Za doseganje čim nižje U_{CEsat} je potreben dovolj velik bazni tok, vendar pa se z njegovo velikostjo sorazmerno povečuje tudi naboj v bazi, ki povzroča »zakasnitev« izklopa. Zakasnitev ni zaželjena, saj mora biti čas izklopa čim krajši, da je izgubna energija čim manjša (produkt trenutnih vrednosti u_{ce} in i_c predstavlja trenutno izgubno moč in s tem posledično segrevanje).



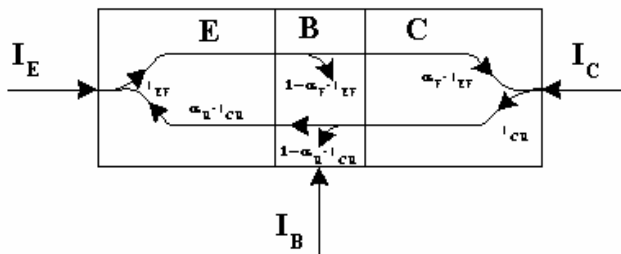
Slika 1.77: Zakasnitev izklopa tranzistorja

1.5.3.4 Modeli bipolarnega tranzistorja

Modeli in nadomestna vezja elektronskih komponent povzemajo bistvene značilnosti in originalu približane glavne funkcijske odvisnosti. Nadomestna vezja tranzistorjev so v bistvu matematični modeli za potrebe računalniških simulacij in izvajanje analize vezij. Nadomestna vezja, kolikor je mogoče, povzemajo lastnosti realne komponente, vendar se kljub temu razlikujejo glede na vrsto analize oz. zahtevnosti programa. Pri modeliranju tranzistorja imamo kot osnovo Ebers-Mollov model, iz katerega izhajata značilni Ebers-Mollovi enačbi. Glede na različne vrste signalov se model oz. nadomestno vezje ustrezno spremeni, da zajame tiste lastnosti, ki so za tisto vrsto signalov pomembne. Za področje visokih frekvenc, kjer pridejo do izraza tudi parazitne kapacitivnosti, uporabljamo Giacolettovo nadomestno vezje. Tudi glede različnih nivojev zahtevnosti analize ločimo pripadajoče modele. Za didaktične potrebe so največkrat dovolj poenostavljeni modeli (npr. EWB program) medtem, ko za profesionalno analizo uporabljamo zahtevnejše modele (npr. SPICE analiza), kjer simuliramo ne samo delovanje, temveč tudi učinek temperaturne in drugih vplivov na obnašanje vezja. Nekateri proizvajalci komponent, navajajo tudi parametre za SPICE model.

Nizkofrekvenčni model tranzistorja (Ebers –Mollov model)

Ebers-Moll-ov model tranzistorja temelji na zapisu enačb za vse tokove, ki tečejo v tranzistorju v obe smeri in na podlagi tokovne enačbe za PN spoj lahko zapišemo sledeče:



Tokovna enačba za PN spoj: $I_{EF} = I_{ES} \cdot (e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1)$

Enačba za termično napetost: $U_T = \frac{k \cdot T}{q}$

Enačba za emitterski tok: $I_E = I_{EF} - \alpha_R \cdot I_{CR}$; Enačba za kolektorski tok: $I_C = -\alpha_F \cdot I_{EF} + I_{CR}$

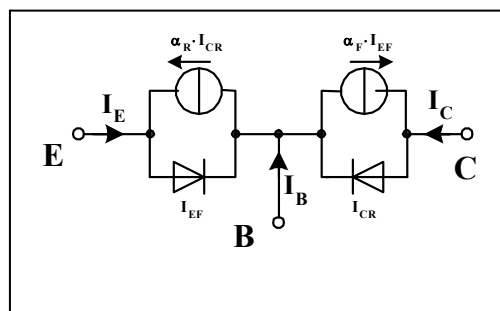
Ebers moll-ovi enačbi dobimo, če vstavimo tokovno enačbo za PN spoj in enačbo za termično napetost v enačbi za emitterski oz. kolektorski tok:

$$I_E = I_{ES} \cdot (e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1) - \alpha_{RR} \cdot I_{CS} \cdot (e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1)$$

$$I_C = -\alpha_F \cdot I_{ES} \cdot (e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1) + I_{CS} \cdot (e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1)$$

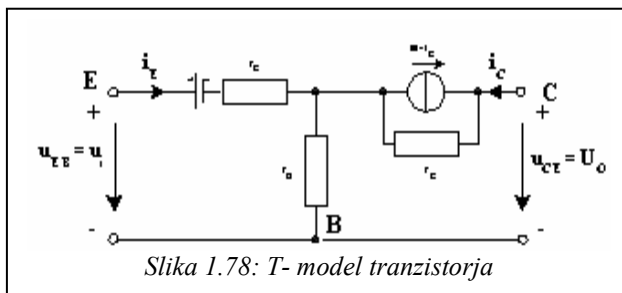
Na podlagi teh dveh enačb lahko narišemo model tranzistorja:

- I_{ES}zaporni tok zasičenja v B-E
- I_{CS}zaporni tok zasičenja v C-B
- α_Ftokovni ojačevalni faktor v normalni smeri
- α_R tokovni ojačevalni faktor v zaporni smeri



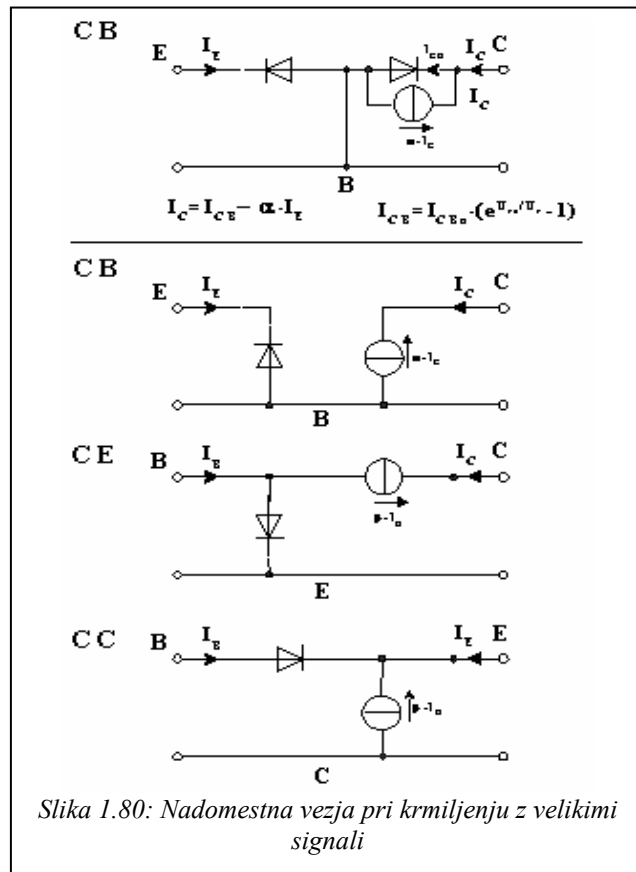
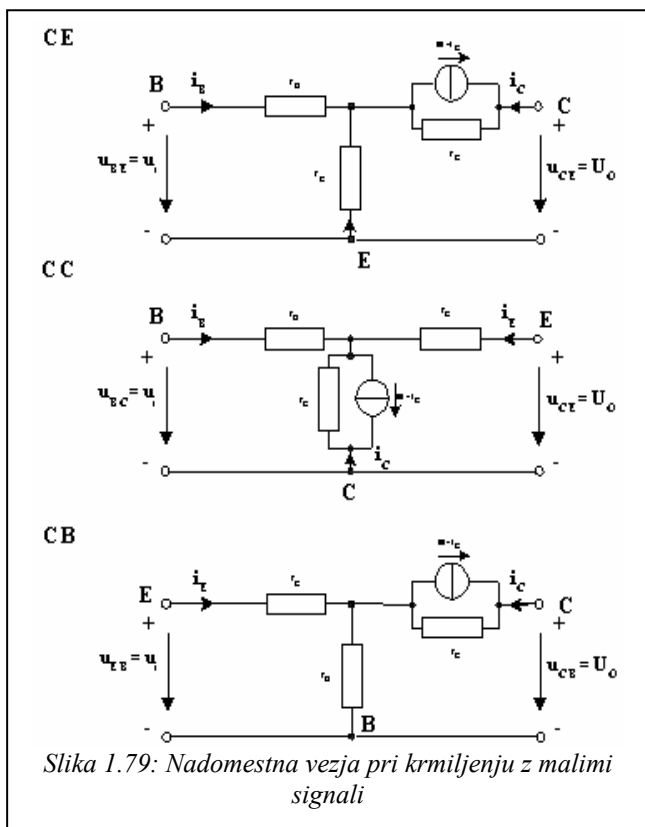
Za analizo vezja pri malih signalih lahko izvedemo za male spremembe linearizacijo in dobimo poenostavljen T-model tranzistorja:

Smisel poznavanja različnih modelov je v tem, da lahko pri uporabi računalniške simulacije delovanja (analize) elektronskih vezij, razumemo (interpretiramo) eventualna odstopanja od pričakovanih rezultatov. Pri simulacijah se moramo zavedati, da v primerjavi z realnim vezjem nikoli niso vse lastnosti upoštewane.



Slika 1.78: T- model tranzistorja

Linearna nadomestna vezja pri različnih orientacijah



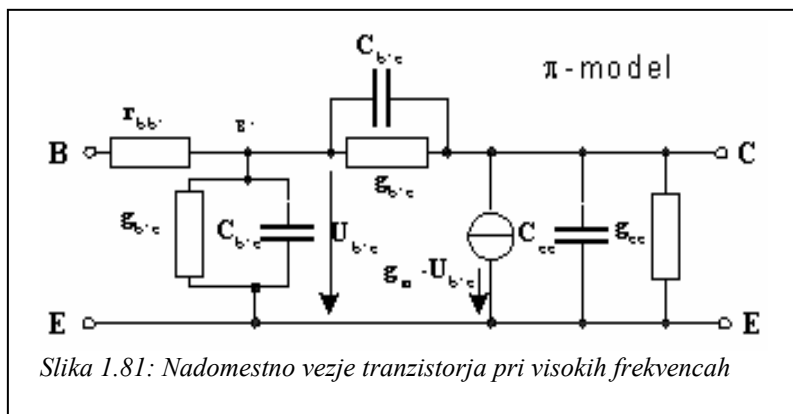
Model tranzistorja pri visokih frekvencah (Giacolettovo nadomestno vezje)

g_mnotranja strmina
(transkonduktanca)

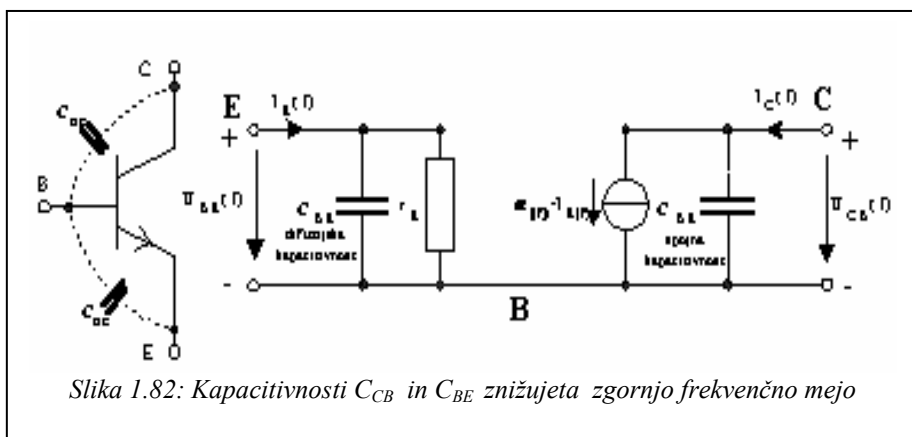
b'pomeni, da je parameter v sami bazi

$C_{b'c}$...spojna kapacitivnost spoja C-B

$C_{b'e} \gg C_{b'c}$



Millerjev efekt:
Kapacitivnost med C-B (C_{CB}) ima ekvivalenten vpliv na frekvenčno omejitvev transistorja, kot kapacitivnost med B- , ki bi jo dodali od zunaj in bi znašala: $C_{BE} = (1+\alpha) \cdot C_{CB}$, kar je za faktor ojačanja večja kapacitivnost od C_{CB} , zato ima C_{CB} bistven vpliv na tranzitno frekvenco.



Četveropolni parametri tranzistorja

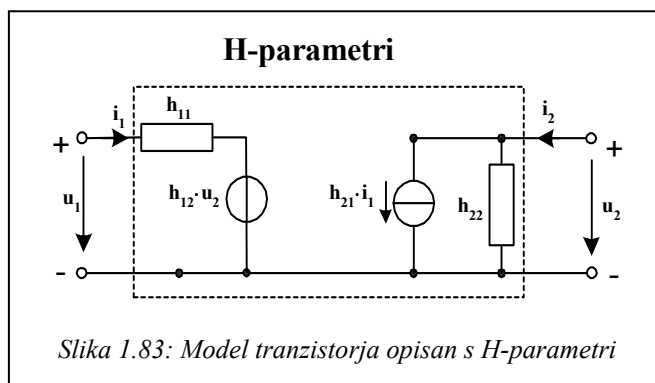
Vsako aktivno ali pasivno komponento si lahko predstavljamo kot *četveropol*, z dvema vhodnima in dvema izhodnima sponkama. Pasivni četveropol lahko posreduje na izhod največ toliko energije, kolikor jo je prejel na vhod. Tranzistor ponazarjamo kot aktivni četveropol, ker na izhodu posreduje več energije, kot jo je prejel na vhodu, seveda pa zato potrebuje zunanje napajanje. Pri četveropolnih shemah napajalnih priključkov ne rišemo, ker četveropolni parametri podajajo le vhodno /izhodne razmere. Glede na različno področje uporabe tranzistorja definiramo različne tipe parametrov (Z,Y,H,S), vendar se najpogosteje uporabljajo H-parametri (hibridni). Parametri podajajo različne vhodno/izhodne lastnosti in jih dobimo iz četveropolnih enačb na podlagi slike 1.83 ob določenih pogojih, ter se razlikujejo za posamezne orientacije tranzistorja.

Največkrat so podani H-parametri za orientacijo CE, za ostale orientacije pa jih lahko izračunamo po posebnih obrazcih iz parametrov za CE.

H-parametri:

Na podlagi četveropolne sheme zapišemo četveropolne enačbe:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \end{aligned}$$



Slika 1.83: Model tranzistorja opisan s H-parametri

Ob definiranih pogojih zapišemo enačbe za posamezne parametre:

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2 = 0} \dots \text{vhodna upornost } h_i$$

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1 = 0} \dots \text{napetostni povratni vpliv } h_r$$

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2 = 0} \dots \text{tokovno ojačevalni faktor } h_f$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1 = 0} \dots \text{izhodna prevodnost } h_o$$

Uporaba H- parametrov v izračunu vezja

Na vhodno - izhodne lastnosti ojačevalnika s tranzistorjem vplivata tudi upornost generatorja na vhodu in upornost bremena na izhodu. Izračun ojačanja in upornosti pri spremenjenih razmerah lahko opravimo s pomočjo H-parametrov po ustreznih obrazcih. Glede na orientacijo tranzistorja je potrebno uporabiti tudi pripadajoče parametre (npr. za CE moramo uporabiti h_{ie} ; h_{re} ; h_{fe} ; h_{oe}). V primeru, da nimamo na razpolago parametrov za želeno orientacijo tranzistorja, lahko po obrazcih (glej elektrotehniški priročnik) le te izračunamo iz tistih, ki jih poznamo (npr. če poznamo parametre za CE, lahko izračunamo parametre za CB).

Izračun ojačanja in impedance pri vključenem generatorju in bremenu:

$$A_i = \frac{h_f}{1 + h_o \cdot R_L}$$

$$Z_i = \frac{h_{11} + R_L \cdot \Delta h}{1 + R_L \cdot h_{22}}$$

$$A_u = \frac{-h_f \cdot R_L}{h_i + R_L(h_i \cdot h_o - h_f \cdot h_r)}$$

$$Z_o = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + R_G \cdot h_{22}}$$



Za uporabo Z (impedančni) ali Y (prevodnostni) parametrov postopamo podobno!

1.5.3.5 **PRILOGA 6: Značilnejše karakteristike tranzistorja (BC 546 SIEMENS)**

