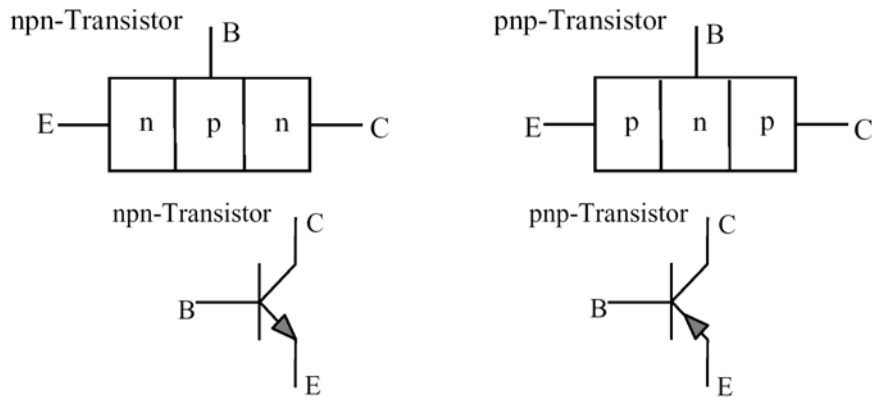


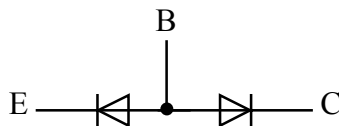
Bipolarni tranzistor

Bipolarni tranzistor se sestoji iz treh polprevodniških slojev različne prevodnosti. Glede na njihovo zaporedje ločimo NPN in PNP tranzistorje.



Slika: Zgradba in simbol NPN in PNP tranzistorja

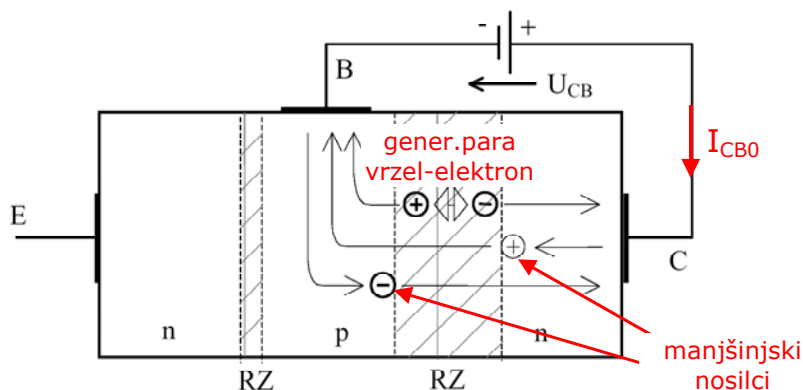
NPN tranzistor je torej sestavljen iz dveh slojev polprevodnika tipa-n (emitor in kolektor), medtem ko je srednji sloj (baza) iz polprevodnika tipa-p.



Slika: Poenostavljen prikaz NPN tranzistorja

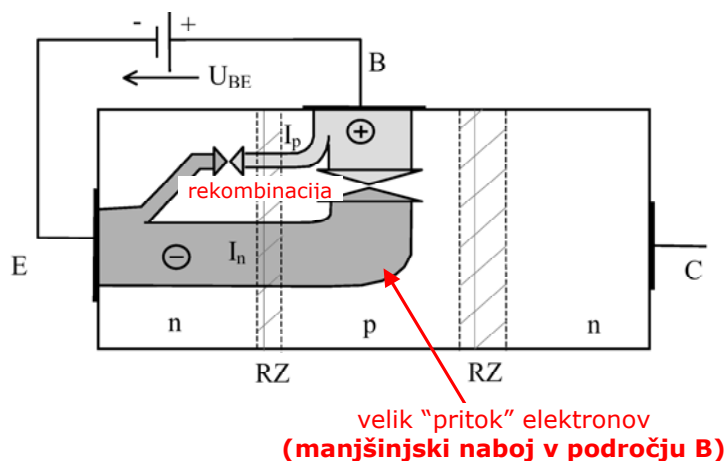
Čeprav je poenostavljen prikaz NPN tranzistorja zavajajoč, saj na prvi pogled med priključkoma C in E ne more nikoli teči tok (ena izmed diod je vedno reverzno polarizirana), vidimo, da mora biti potencial baze (krmilnega priključka) višji od emitorskega, če želimo krmiliti tranzistor.

Za pravilno razumevanje tranzistorskega efekta si zamislimo, da med kolektor in bazo priključimo enosmerno napetost s pozitivno polariteto na kolektorju. Emitor tranzistorja ostane nepriključen. Skozi reverzno polariziran spoj B-C teče zanemarljivo majhen tok manjšinjskih nosilcev elektrine (preostali tok I_{CBO}), ki uspejo preiti širok zaporni sloj na spoju B-C.



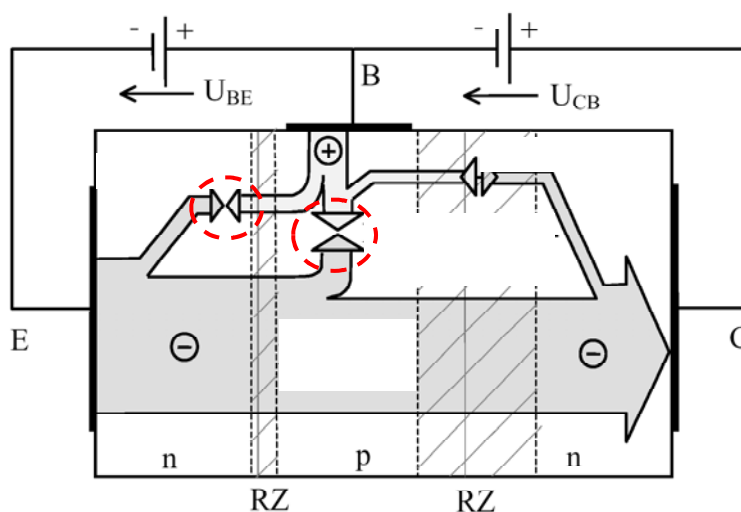
Slika:

Če na bazni priključek priključimo pozitivni pol enosmerne napetosti U_{BE} , steče bazni tok I_B , ki je posledica dveh delnih tokov skozi prevodno polariziran spoj BE. Negativni električni potencial na emitorju »prisili« elektrone (elektroni so inicirani), da preidejo preko zapornega sloja v bazo (I_N), kjer se rekombinirajo z vrzeli. Enako se pripeti delu vrzeli (I_P), ki so inicirane v področje emitorja, kjer se rekombinirajo z elektroni. Ker pa velja, da je področje emitorja močnejše dopirano od baze ($n_N \gg n_P$), velja tudi $I_N \gg I_P$.



Slika

Pri tranzistorskem efektu ima odločujočo vlogo majhna debelina baznega sloja. Zato inicirani elektroni iz emitorja zlahka dosežejo rob zapornega sloja na spoju BC. Če sedaj omenjeni spoj polaziramo enako kot smo to storili v prvem koraku (pozitivni pol na kolektorju), potem bo privlačna sila povzročena z visokim pozitivnim potencialom na kolektorju »posrkala« elektrone iz baznega področja proti kolektorju še predno bi se uspeli v baznem sloju združiti (rekombinirati) z vrzeli.

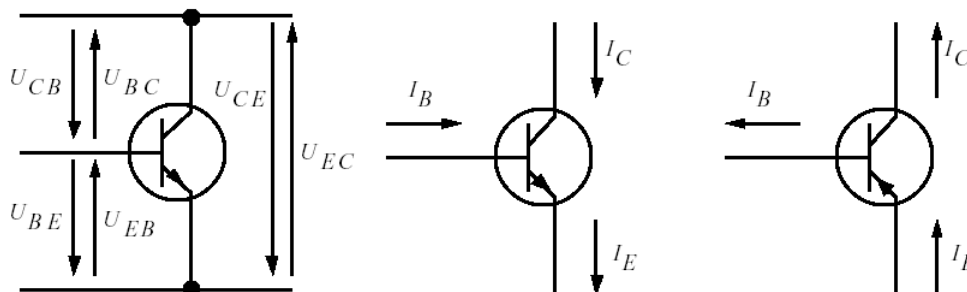


Slika

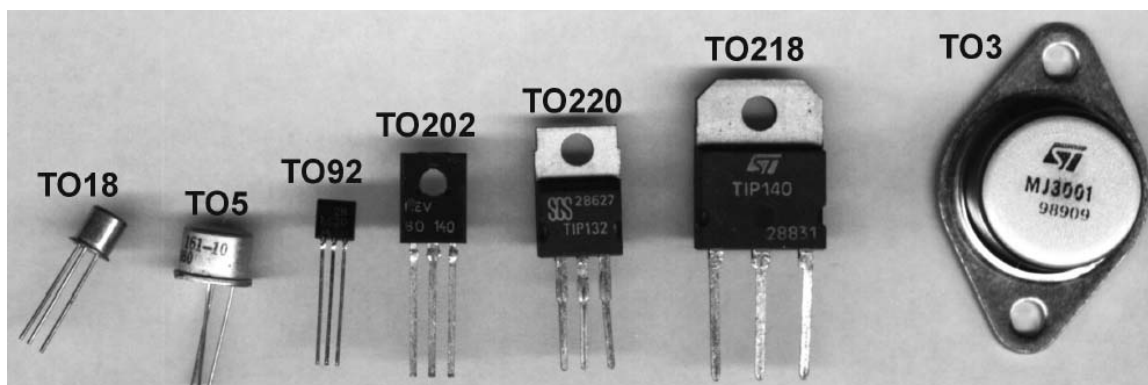
Slika: Shematični prikaz tranzistorskega efekta

V povprečju preide iz emitorja k kolektorju več kot 99 % vseh elektronov, medtem ko se le 1 % elektronov rekombinira z vrzeli v bazi. To hkrati pomeni, da je kolektorski

tok 99-krat večji od baznega. Na takšen način dosežemo, da z relativno majhnim baznim tokom krmilimo (uravnavamo velikost) mnogo večji tok skozi kolektor.

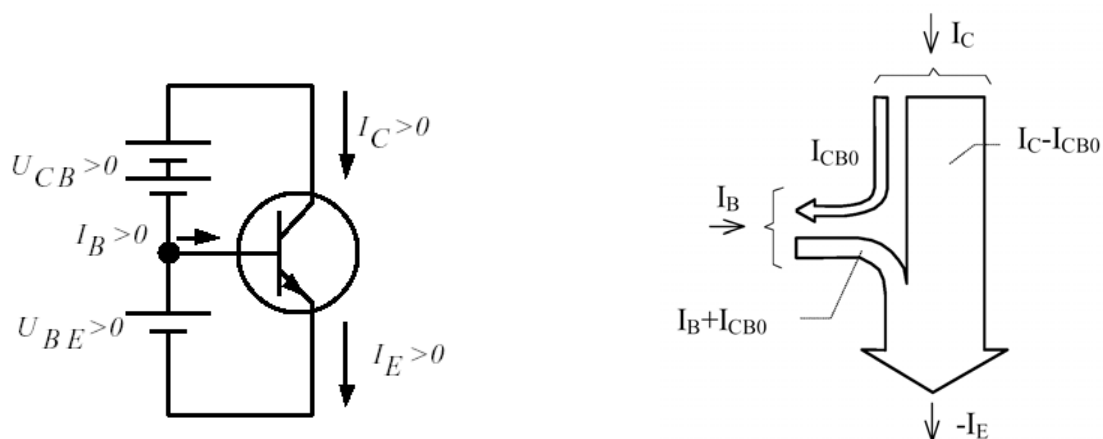


Slika: Označevanje napetosti in tokov pri NPN in PNP tranzistorju



Slika: Značilna ohišja tranzistorjev

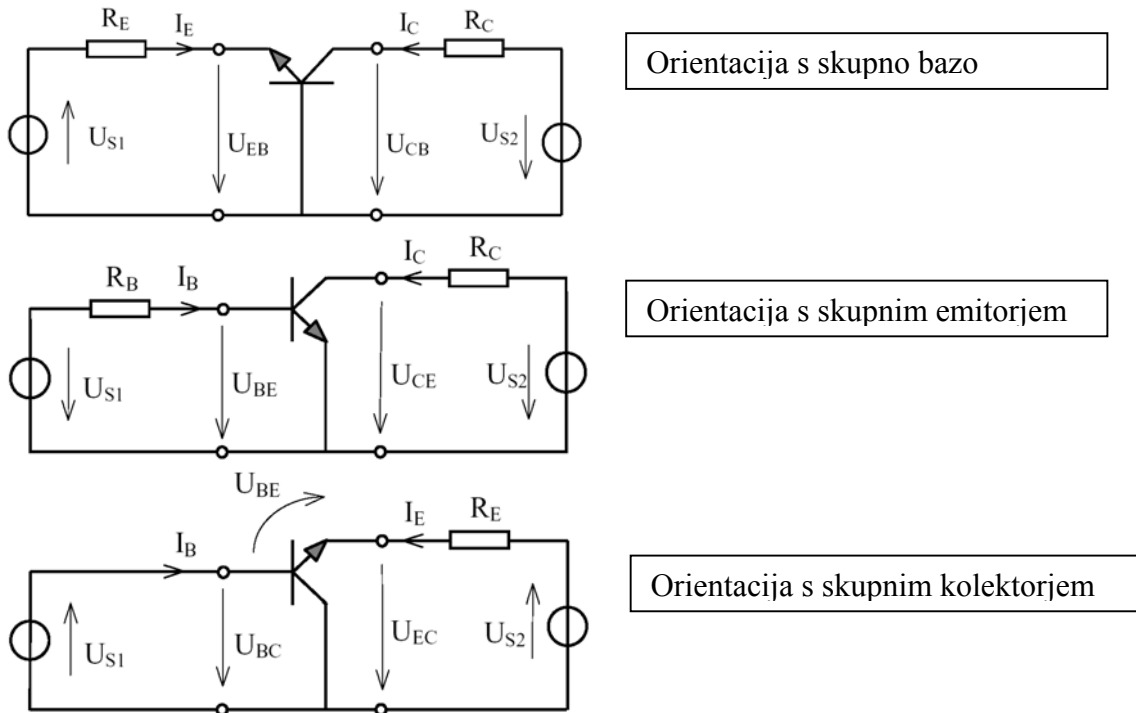
Bipolarni tranzistor je tokovno krmiljen element, kar pomeni, da je kolektorski tok I_C proporcionalen baznemu toku I_B neodvisno od U_{CE} . Da steče skozi tranzistor kolektorski tok, mora biti spoj baza-emitor prevodno polariziran ter spoj baza-kolektor zaporno.



Slika: Polarizacija spoja baza-emitor ter baza-kolektor

Osnovne vezalne sheme (orientacije) tranzistorja

Vsako elektronsko krmilno vezje ali element sestoji iz krmilnega (vhodnega) tokokroga in krmiljenega (izhodnega) tokokroga. Ker ima tranzistor tri priključne sponke, ga je možno vezati v treh različnih orientacijah poimenovanih po oznaki priključka, ki je skupen vhodnemu in izhodnemu tokokrogu.

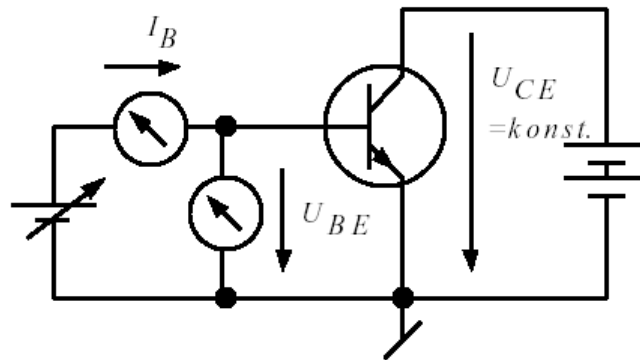


Slika: Osnovne tri vezave tranzistorja glede na skupno priključno sponko

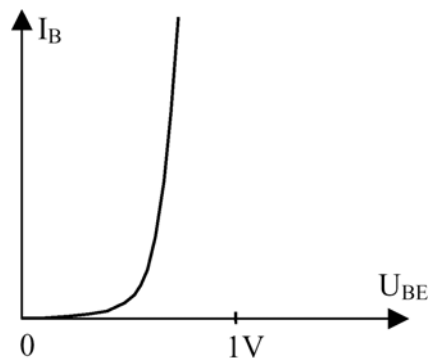
Karakteristike bipolarnega tranzistorja v orientaciji s skupnim emitorjem

Vhodna karakteristika

Vhodna karakteristika podaja razmerje med krmilno napetostjo U_{BE} in krmilnim tokom I_B pri konstantni napetosti U_{CE} . Pomerimo jo kot kaže slika .



Slika: Vežje za merjenje vhodne karakteristike



Slika: Vhodna karakteristika bipolarnega tranzistorja

Vhodna karakteristika je neodvisna od U_{CE} . Nasprotno je dinamična vhodna upornost

$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_{U_{CE} = konst} \quad ()$$

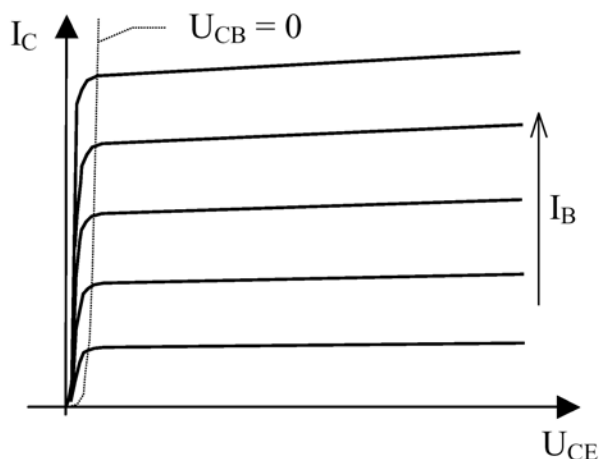
močno odvisna od izbrane mirovne točke v kateri jo določimo. Vhodna karakteristika tranzistorja je zelo podobna karakteristiki PN spoja (diode).

Izhodna karakteristika

Izhodna karakteristika podaja potek izhodnega toka I_C v odvisnosti od napetosti U_{CE} pri konstantnem baznem toku I_B . Ker je kolektorski tok izrazito odvisen od velikosti baznega toka je v navadi, da podamo družino krivulj, ki podajajo odvisnost pri različnih vrednostih toka I_B .

V polju izhodnih karakteristik so razločna tri področja:

- Aktivno področje;
- Področje nasičenja;
- Zaporno področje;



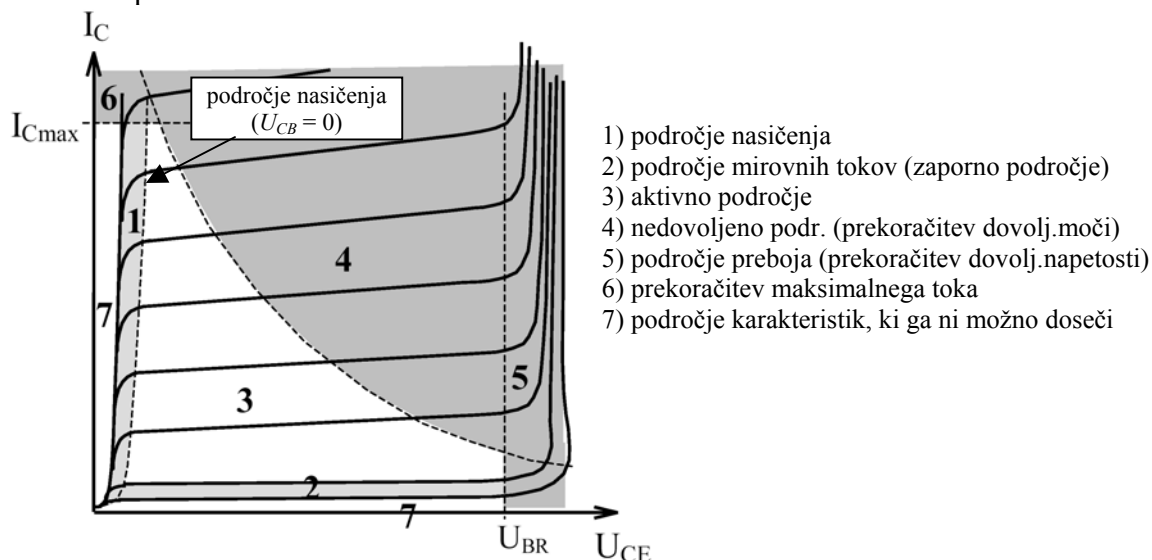
Slika: Izhodna karakteristika ($I_C = f(U_{CE}); I_B = \text{parameter}$) NPN tranzistorja v orientaciji s skupnim emitorjem

Dinamično izhodno upornost

$$r_{CE} = \left. \frac{dU_{CE}}{dI_C} \right|_{I_B = \text{konst}} \quad (9)$$

Razberemo direktno iz izhodne karakteristike pri določenem baznem toku.

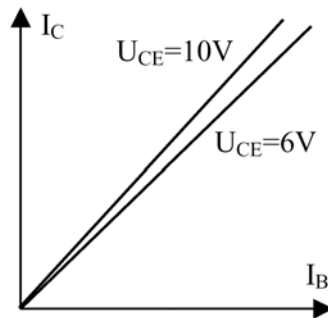
Vrednost kolektorskega toka pri $I_B = 0$ imenujemo mirovni-preostali tok kolektorja I_{CEO} (angl.-leakage current). Njegova vrednost znaša nekaj $10 \mu\text{A}$, vendar pa je zanj značilna velika temperaturna odvisnost.



Slika: Mejne vrednosti in delovno področje bipolarnega tranzistorja

Krmilna karakteristika

Krmilna karakteristika podaja potek kolektorskega toka v odvisnosti od baznega toka $I_C = f(I_B)$ ali bazne napetosti $I_C = f(U_{BE})$, pri konstantni napetosti U_{CE} . Potek krmilne karakteristike lahko določimo posredno iz izhodne karakteristike.

Slika: Krmilna karakteristika $I_C = f(I_B)$

Razmerje enosmernih tokov

$$B = \frac{I_C}{I_B} \quad ()$$

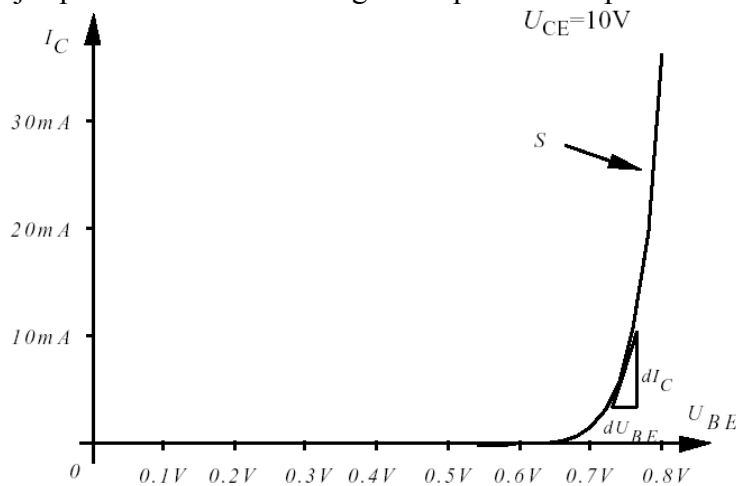
imenujemo enosmerno tokovno ojačenje, ki se razlikuje od izmeničnega ojačenja, določenega pri vzbujanju (krmiljenju) tranzistorja z izmeničnim signalom majhne amplitude

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{U_{CE} = konst} \quad ()$$

Krmilno karakteristiko $I_C = f(U_{BE})$ kaže spodnja slika, iz katere je razvidna velika podobnost s statično karakteristiko PN spoja. Strmina karakteristike

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_{U_{CE} = konst} \quad ()$$

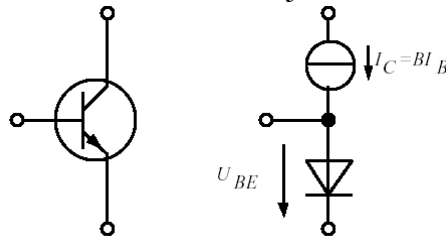
podaja kolikšna je sprememba kolektorskega toka pri končni spremembi napetosti U_{BE} .

Slika: Krmilna karakteristika $I_C = f(U_{BE})$

Ker se strmina S močno spreminja glede na delovno točko, uporabljamo v praksi pri računanju vezij z bipolarnimi tranzistorji raje tokovno ojačenje β .

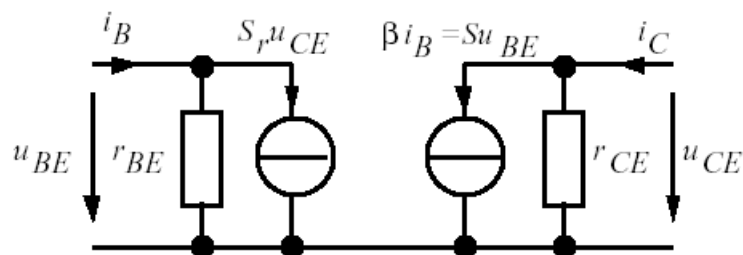
Tranzistorski modeli

Pri reševanju nalog s tranzistorji si pomagamo tudi s poenostavljenimi modeli tranzistorjev, ki so zlasti primerni za analizo enosmernih razmer (t.i. large signal model). Najbolj poznan je Ebers-Moll-ov model tranzistorja.



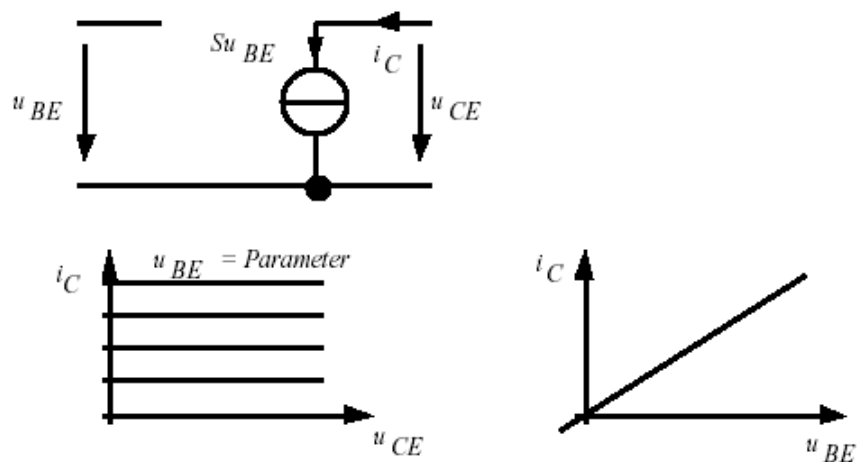
Slika: Ebers-Moll-ov model NPN tranzistorja

Model PNP tranzistorja je enak le da so ustrezno obrnjene oznake tokov in napetosti. Medtem ko enosmerne, t.j. statične razmere v tranzistorjskih vezjih analiziramo s pomočjo močno poenostavljenih modelov, si tako obsežnih poenostavitev pri analizi tranzistorja pri majhni spremembi krmilne napetosti ne smemo privoščiti. Tu uporabljamo nadomestna vezja (četveropoli), s katerimi ponazorimo razmere pri vzbujanju tranzistorja z izmeničnim signalom majhne amplitude (angl.- small signal model).



Slika: Small signal model

Nadomestno vezje vsebuje vhodno in izhodno dinamično upornost, ki sta jima dodana dva tokovna vira, s katerima ponazorimo vpliv med vhodnim in izhodnim tokokrogom. Ker je povratni vpliv $S_r \cdot u_{CE}$ zelo majhen, ga lahko v večini primerov zanemarimo. Če nadalje zanemarimo še vpliv dinamičnih upornosti dobimo poenostavljen model transadmitančnega ojačevalnika.



Slika: Transadmitančni ojačevalnik

Za numerično reševanje tokovno napetostnih razmer v četveropolnih shemah, zapišemo razmere v obliki matrik. Glede na izbrane vhodno-izhodne veličine ločimo:

- impedančno matriko (Z)

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

- admitančno matriko (Y)

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

- hibridno matriko (H)

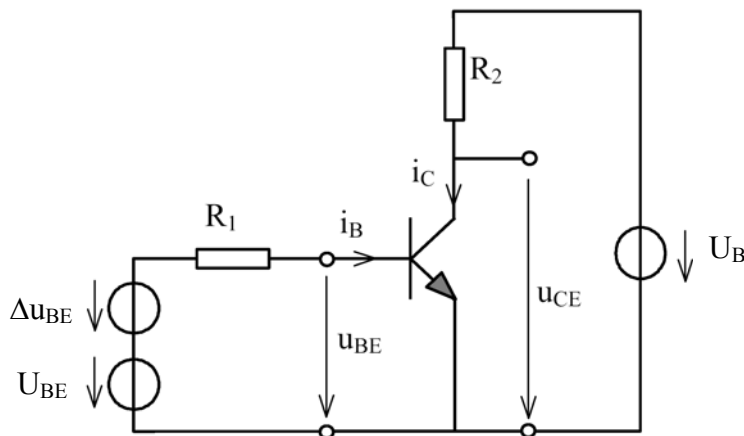
$$\begin{aligned}u_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \\i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2\end{aligned}$$

- (A)

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

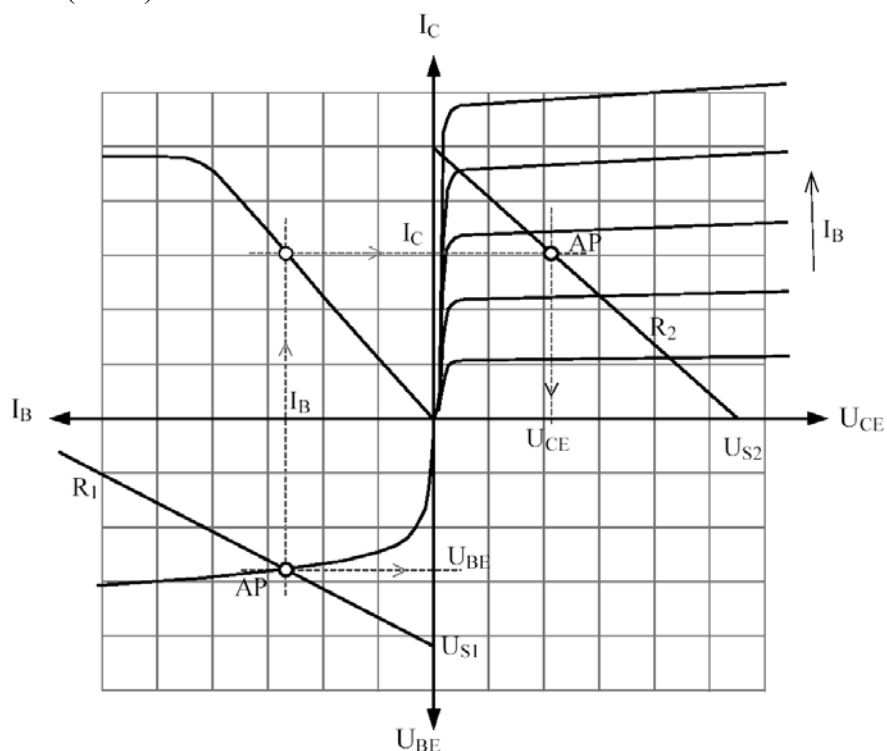
Tranzistor kot ojačevalnik

Cilj ojačevalnega vezja je ojačiti majhne spremembe krmilne ($d u_{BE}$) napetosti v relativno večje. Ker pri tem dejansko izkoriščamo veliko tokovno ojačenje B (oziroma β) moramo spremembo kolektorskega toka pretvoriti v ustreznih napetostni signal. V ta namen v kolektorski tokokrog vezemo upor R_C .

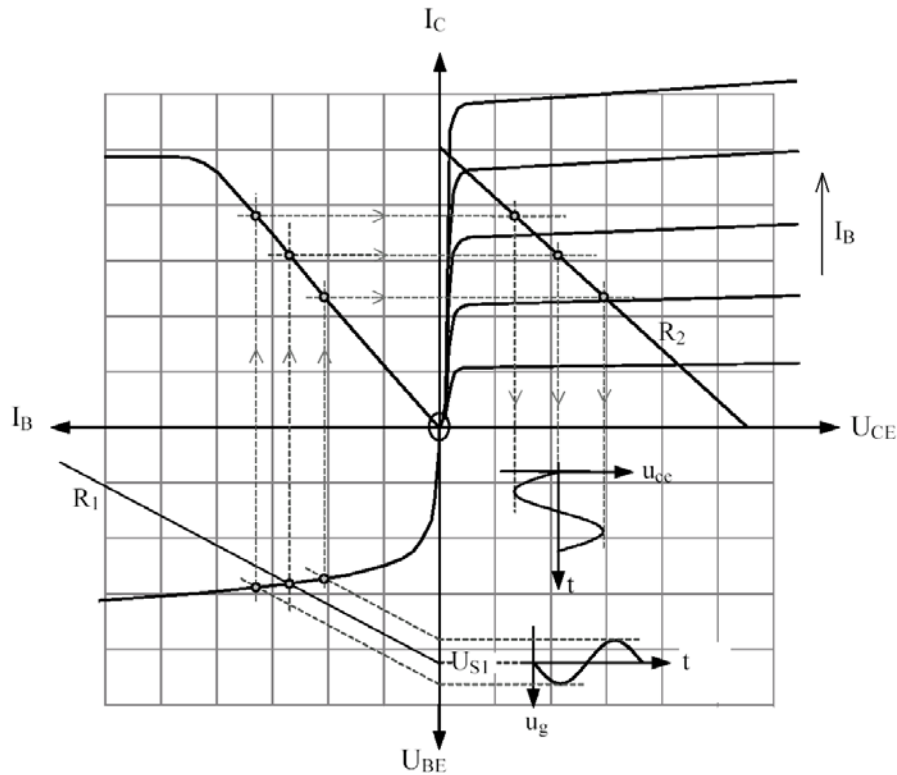


Slika: Ojačevalnik v orientaciji s skupnim emitorjem

Napetostni vir U_{BE} zagotavlja v krmilnem tokokrog prednapetost (angl: - bias), s katero postavimo mirovno delovno točko ($d u_{BE} = 0$) v linearno področje krmilne karakteristike (slika).



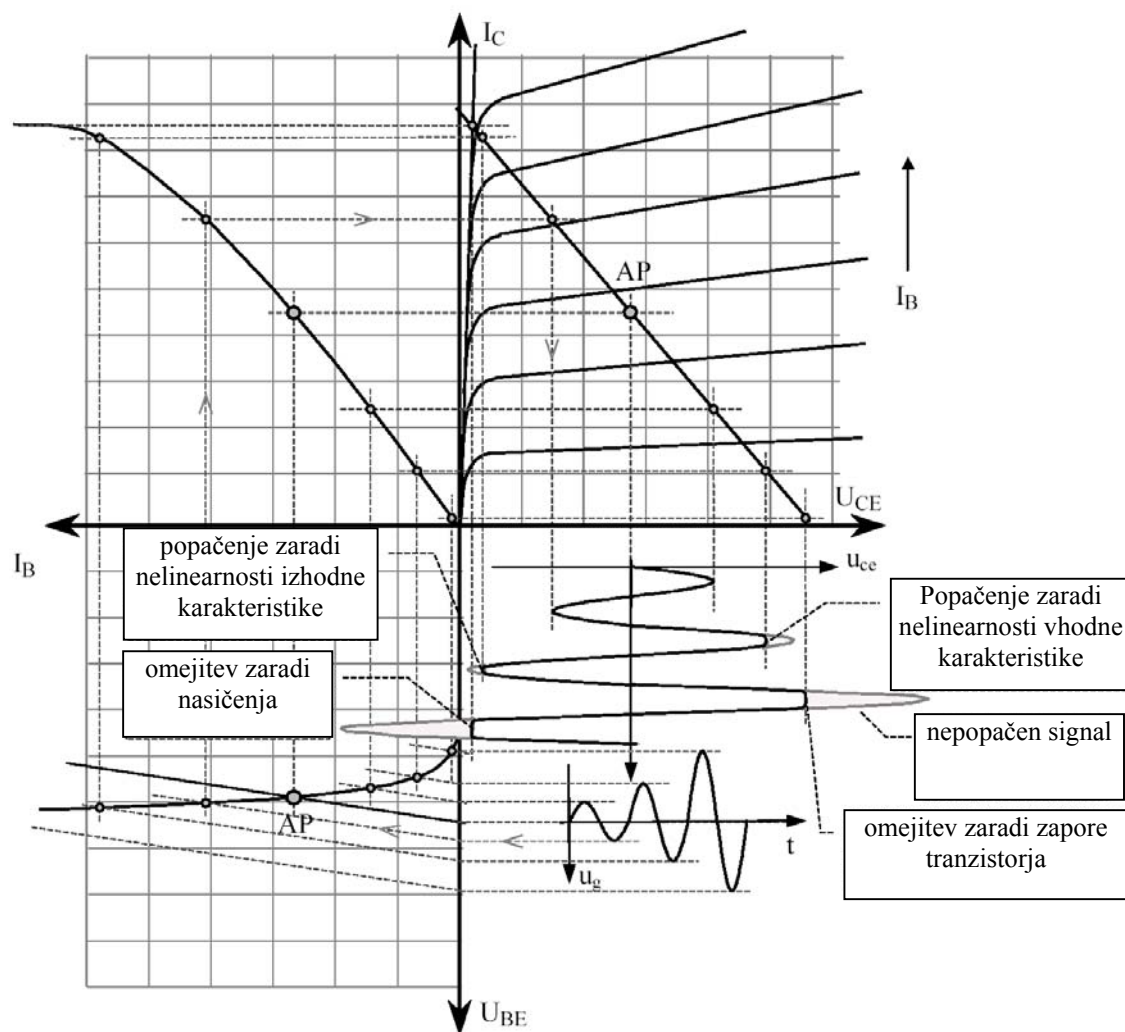
Slika: Grafična določitev mirovne delovne točke

Slika: Grafični prikaz ojačenja $d u_{BE} \vee d u_{CE}$

Postopek ojačenja spremembe krmilne napetosti je prikazan s pomočjo vhodne, krmilne in izhodne karakteristike tranzistorja.

V krmilni karakteristiki sta prikazani dve krivulji. Statična krmilna karakteristika velja pri konstantni napetosti $U_{CE} = 9 \text{ V}$. Vendar pa le-ta ni konstantna, saj z naraščajočim kolektorskim tokom napetost U_{CE} upada. To vodi k ukrivljeni, dinamični krmilni karakteristiki. Pri majhnih vrednostih krmilnega toka I_B (do $50 \mu\text{A}$) se poteka dinamične in statične krmilne karakteristike le malo razlikujeta. Razlika postaja tem opaznejša čim bolj se približujemo nasičenju kolektorskega toka. Če prekoračimo bazni tok $110 \mu\text{A}$, ima slednji zanemarljiv vpliv na povečevanje kolektorskega toka; dinamična krmilna karakteristika je zato od tu dalje položna.

Primer: Izračunajte napetostno ojačenje enostavnega tranzistorskega ojačevalnika. Pri bazni prednapetosti $U_{BE} = 0,67 \text{ V}$ znaša dinamična vhodna upornost $r_{BE} = 1670 \Omega$. Tokovno ojačenje tranzistorja je $\beta = 350$. Upornost kolektorskega upora je 240Ω .



Slika: Popačenje izhodne napetosti

Temperaturna odvisnost tranzistorskih lastnosti

Tranzistor je aktiven element katerega lastnosti izkazujejo temperaturno odvisnost. To zlasti velja za:

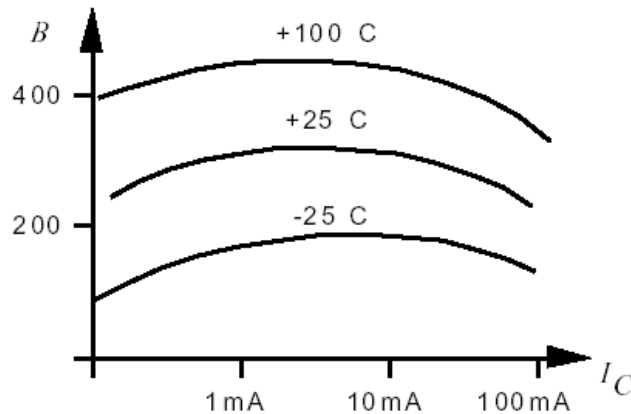
- mirovni tok tranzistorja, efekt je isti kot pri reverzno polarizirani diodi, kjer skozi njo teče preostali tok, ki ga pri tranzistorju imenujemo mirovni tok. Najpomembnejši je mirovni tok kolektorja I_{CEO} , na katerega ima dominantni vpliv preostali tok PN spoja med kolektorjem in bazo I_{CBO}

$$I_{CEO} \cong (\beta + 1)I_{CBO},$$

saj v splošnem velja

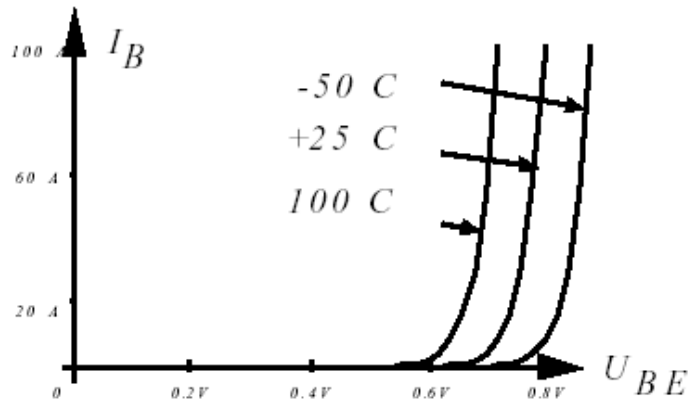
$$I_C \cong \beta I_B + (\beta + 1)I_{CBO}.$$

- tokovno ojačenje B , preostali tok skozi PN spoj kolektor-baza je tudi povod zviševanja kolektorskega toka pri konstantnem baznem toku, oziroma posredno zviševanju tokovnega ojačenja B .



Slika: Temperaturna odvisnost tokovnega ojačenja

- napetost kolena U_{BE} , ima negativni temperaturni koeficient, kar pomeni, da pri višji temperaturi zadošča manjša bazna napetost, da skozi PN spoj steče isti tok. Pri porastu temperature se vhodna karakteristika tranzistorja torej pomakne v levo.



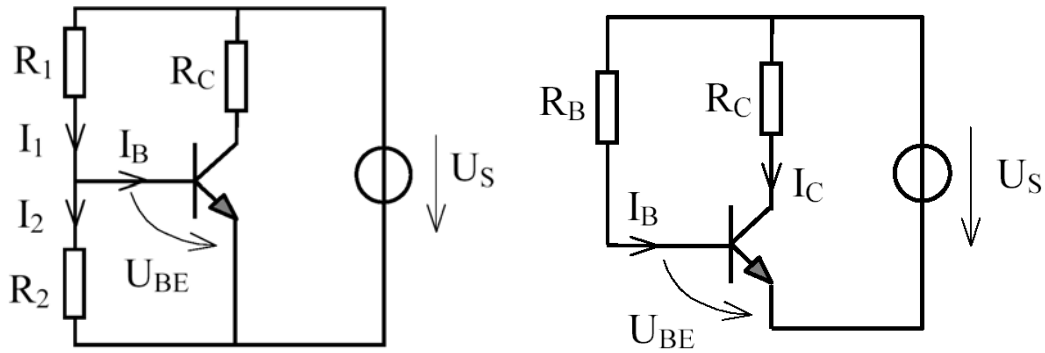
Slika: Negativni temperaturni koeficient vhodne karakteristike

Temperaturna odvisnost tranzistorjevih lastnosti se manifestira v nestabilni mirovni delovni točki, kar vodi k omejevanju krmilnega območja.

Postavitev in stabilizacija mirovne delovne točke

Kot smo spoznali že pri analizi tranzistorjeve krmilne karakteristike, so dinamične lastnosti (npr. β , dinamične upornosti) močno odvisne od enosmernih prednapetosti, ki določajo t.i. mirovno delovno točko.

Njena izbira je v ojačevalnih vezjih pogojena z robnimi pogoji, kot so maksimalno izkrmiljenje, maksimalno ojačenje, minimalno popačenje, impedančna prilagoditev, itd. Uporaba zunanjih enosmernih virov napetosti za doseg ustreznih prednapetosti tehnično ni upravičljiva, marveč se v ta namen uporabi napajalni vir na katerega je priključen kolektorski tokokrog. Dva, manj priporočljiva načina kako to storimo, kaže spodnja slika.



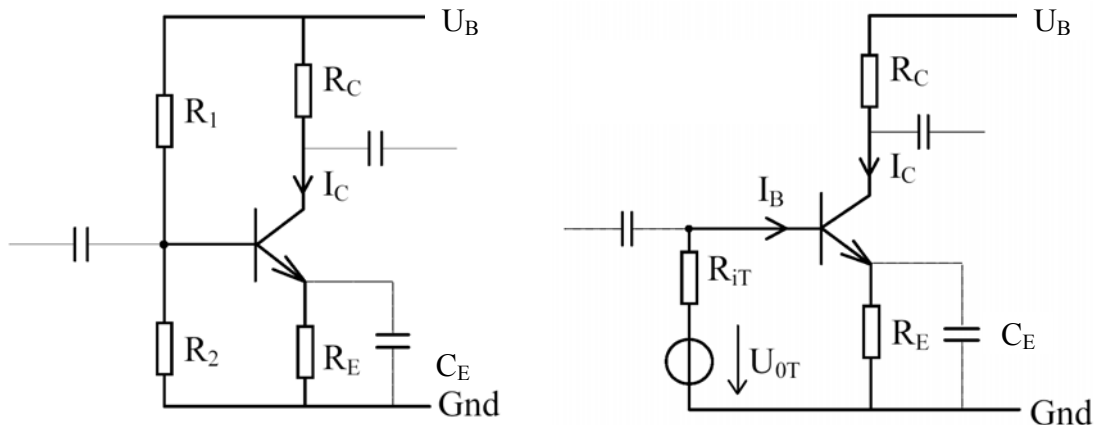
Slika:

V prvem primeru je mirovna delovna točka določena z definiranjem ustrezne napetosti U_{BE} , kar storimo z uporavnim delilnikom. Upornost spodnjega upora mora biti izbrana tako, da je tok skozenj 10-krat večji od I_B , s čimer dosežemo neodvisnost med U_{BE} in I_B kot tudi neodvisnost toka skozi upor pri spremenjenih karakteristikah tranzistorja zaradi porasta temperature. V drugem primeru pa je mirovna delovna točka definirana z mirovno vrednostjo baznega toka, ki teče skozi bazni upor.

Glede na povedano sta obe rešitvi za določitev mirovne delovne točke neprimerni, saj sta temperaturno nestabilni, ker ne korigirata mirovne točke glede na spremenjene lastnosti povzročene s porastom temperature.

Stabilizacija mirovne delovne točke s pomočjo tokovnega protisvoja

Nastavitev stabilne mirovne delovne točke sloni na povratnem vplivu (enosmernega) kolektorskega toka na bazno prednapetost. To dosežemo z uporom R_E , ki je vezan zaporedno z emitorjem tranzistorja, kot je razvidno iz slike.



Slika:

Enosmerne tokovno napetostne razmere v baznem tokokrogu so definirane tako z uporavnim delilnikom kot tudi s padcem napetosti $I_E R_E$. Predpostavimo, da se napetost U_{BE} poveča za dU_{BE} , tedaj se bo povečal tudi kolektorski tok, oziroma posredno tudi tok I_E . Zvečanje padca napetosti deluje nasproti povečani napetosti U_{BE} s čimer se zmanjša njen vpliv. Sočasno se zmanjša tudi tokovno ojačenje. Na opisani način eliminiramo vpliv temperaturnih sprememb vhodne karakteristike (dU_{BE}) in tokovnega ojačenja na postavitev mirovne delovne točke.

Tokovno napetostne razmere v vezju podamo s sledečimi enačbami:

$$R_E \cong \frac{U_{R_E}}{I_C} \quad R_C = \frac{U_B - U_{CE} - U_{R_E}}{I_C}$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE} - U_{R_E}}{I_{R_2} + I_B} \quad R_2 = \frac{U_{BE} + U_{R_E}}{I_{R_2}}$$

Nadomestna elementa baznega tokokroga znašata po Theveninovem teoremu:

$$U_{0T} = U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R_{iT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Iz zgornjih enečb izrazimo kolektorski tok

$$I_C = B \cdot I_B + (B+1)I_{CBO}$$

$$U_{0T} - I_B \cdot R_{iT} - U_{BE} - (I_B + I_C) \cdot R_E = 0$$

Od tu dobimo:

$$I_C = \frac{(U_{0T} - U_{BE}) \cdot B + (B+1) \cdot (R_{iT} + R_E) \cdot I_{CBO}}{R_{iT} + (B+1) \cdot R_E}$$

Če predpostavimo,

$$B+1 \cong B$$

dobimo

$$I_C \cong \frac{U_{0T} - U_{BE} + (R_{iT} + R_E) \cdot I_{CBO}}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot B$$

Zgornji izraz podaja odvisnost kolektorskega toka od vseh treh glavnih vzrokov temperaturne odvisnosti. Njihov posamezen vpliv izračunamo s parcialnim odvajanjem izraza.

$$\Delta I_C = f(\Delta U_{BE}, \Delta I_{CBO}, \Delta B, \Delta U_B, \Delta R_x) =$$

$$= \frac{\delta I_C}{\delta U_{BE}} \cdot \Delta U_{BE} + \frac{\delta I_C}{\delta I_{CBO}} \cdot \Delta I_{CBO} + \frac{\delta I_C}{\delta B} \cdot \Delta B + \frac{\delta I_C}{\delta U_B} \cdot \Delta U_B + \frac{\delta I_C}{\delta R_x} \cdot \Delta R_x$$

S tem dobimo tako imenovane faktorje stabilnosti obratovalne točke (neodvisnost toka I_C). Faktor stabilnosti $S_{\Delta I_{CBO}}$ dobimo iz:

$$\Delta I_C = f(\Delta I_{CBO}) \approx \frac{\delta I_C}{\delta I_{CBO}} \cdot \Delta I_{CBO}$$

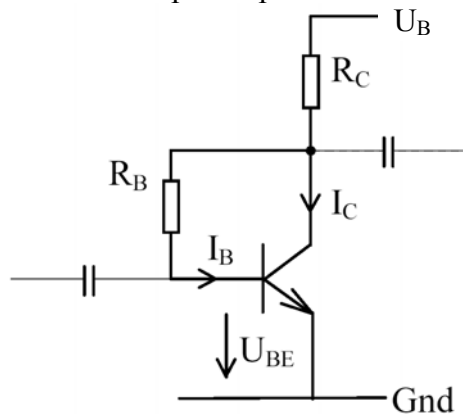
$$\Delta I_C \cong \frac{(R_{iT} + R_E) \cdot B}{R_{iT} + B \cdot R_E} \cdot \Delta I_{CBO}$$

Če predpostavimo $R_{iT} \ll B \cdot R_E$, dobimo

$$S_{\Delta I_{CBO}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \cong \frac{(R_{iT} + R_E)}{R_E}$$

Stabilizacija mirovne delovne točke s pomočjo napetostne povratne vezi

Mirovno delovno točko lahko stabiliziramo tudi s pomočjo negativnega povratnega vpliva napetosti U_{CE} na velikost bazne prednapetosti.



Slika: Stabilizacija mirovne delovne točke z negativno povratno vezjo

Če se kolektorski tok zaradi temperature poveča, se posledično poveča tudi padec napetosti $I_C R_C$, zaradi česar se električni potencial na kolektorju zniža. Preko upora R_B se zato zmanjša tudi enosmerna prednapetost U_{BE} , s čimer se kompenzira povečanje kolektorskega toka.

Zgornje vezje popišemo z dvema ravnotežnima enačbama:

$$R_B = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B} \quad R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C + I_B}$$

Od tu s pomočjo enačb:

$$\begin{aligned} I_C &= B \cdot I_B + (B+1)I_{CBO} \\ U_{CE} - U_{BE} - I_B R_B &= 0 \\ U_B - U_{CE} - (I_C + I_B)R_C &= 0 \end{aligned}$$

izrazimo kolektorski tok

$$I_C = \frac{(U_B - U_{BE}) \cdot B + (B+1) \cdot (R_B + R_C) \cdot I_{CBO}}{R_B + (B+1) \cdot R_C}$$

Če predpostavimo,

$$B+1 \cong B$$

dobimo

$$I_C \cong \frac{U_B - U_{BE} + (R_B + R_C) \cdot I_{CBO}}{R_B + B \cdot R_C} \cdot B$$

Faktor stabilnosti $S_{\Delta I_{CBO}}$ dobimo iz:

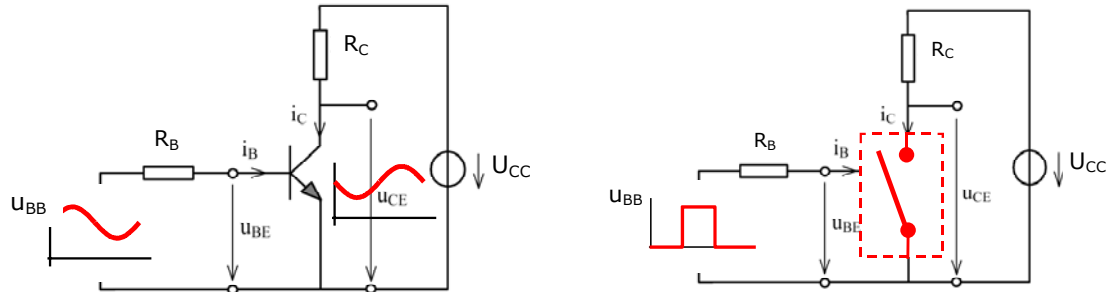
$$\Delta I_C = f(\Delta I_{CBO}) \approx \frac{\delta I_C}{\delta I_{CBO}} \cdot \Delta I_{CBO} \quad \text{oziroma} \quad \Delta I_C \cong \frac{(R_B + R_C) \cdot B}{R_B + B \cdot R_C} \cdot \Delta I_{CBO}$$

Če predpostavimo $R_B \ll B \cdot R_C$, dobimo

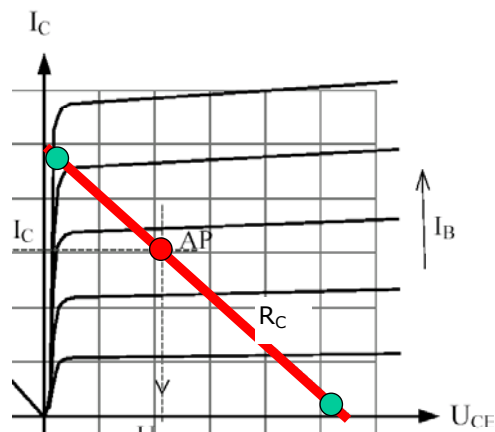
$$S_{\Delta I_{CBO}} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \cong \frac{(R_B + R_C)}{R_C}$$

Tranzistor kot stikalo

Ko tranzistor uporabimo kot polprevodniško stikalo lahko, za razliko od uporabe v ojačevalnem vezju, deluje le v dveh stacionarnih področjih t.j. zapornem in področju nasičenja.



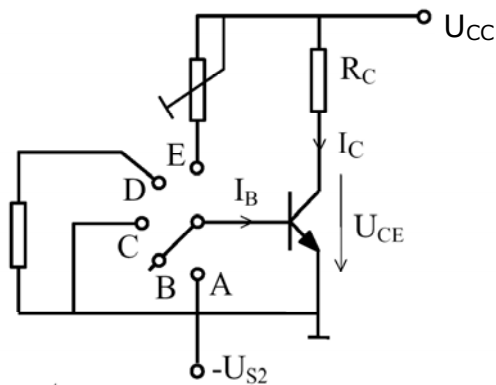
Slika: Primerjava obratovalnih razmer tranzistorja: a) kot ojačevalnik; b) kot stikalo



Slika: Dovoljeni legi mirovnih delovnih točk, ko tranzistor obratuje kot stikalo

Tranzistor se v aktivnem področju sme zadrževati le kratek čas, sicer na tranzistorju nastopi velika izgubna moč (disipacije). Preko aktivnega področja se sme delovna točka gibati zgolj med prehodnimi pojavi (vklop/izklop), zaradi česar na tranzistorju nastanejo t.i. preklopne izgube ($u_{CE}(t) \cdot i_C(t)$). Preklopne izgube so ponavadi mnogo večje od izgub med prevajanjem in blokiranjem tranzistorja (ko se delovna točka tranzistorja nahaja v eni izmed dovoljenih mirovnih leg).

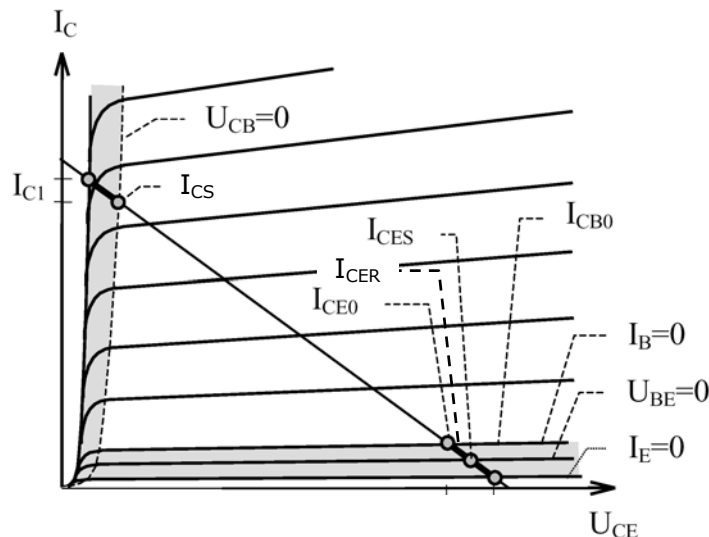
Pri krmiljenju tranzistorja med prevodnim in zapornim stanjem razlikujemo med štirimi načini izkrmiljenja stikala v zapornem področju.



- A: zapora z neg.krmilno napetostjo
- B: zapora z $I_B = 0$
- C: zapora z $U_{BE} = 0$
- D: zapora z R vezanim med B in GND
- E: prevajanje tranzistorja (nasičenje)

Slika: Načini izkrmiljenja stikala v zapornem področju

Primeri izkrmiljenja od A do D (slika _) se razlikujejo v velikosti mirovnih tokov, ki tečejo skozi breme. Med njimi je največji mirovni tok I_{CE0} , ki teče pri pogoju $I_B = 0$. Sledi mu I_{CER} , I_{CES} in kot najmanjši I_{CB0} , ki nastopi pri $I_E = 0$ (nastopi pri negativni bazni napetosti).



Slika: Razlike v velikosti mirovnih tokov v zapornem področju (ni v merilu)

Da tranzistor vklopimo (pomaknemo delovno točko proti področju nasičenja), mu na bazo priključimo pozitivno napetost U_{BB} , ki v krmilnem tokokrogu požene tok

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B}$$

Le-ta mora biti ustrezno velik, da v kolektorskem tokokrogu napetost U_{CE}

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C = U_{CC} - \frac{\beta \cdot R_C}{R_B} (U_{BB} - U_{BE})$$

pade na vrednost, ki označuje mejno področje med aktivnim področjem in nasičenjem

$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE} = 0.$$

Nadaljnje zviševanje baznega toka ni smiselno, saj je padec napetosti na spoju C-E dosegel vrednost nasičenja $U_{CE,sat}$. Tej vrednosti ustreza tok nasičenja kolektorja

$$I_{CS} = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_C},$$

ki ga dosežemo pri ustreznem baznem toku

$$I_{BS} = \frac{I_{CS}}{\beta}.$$

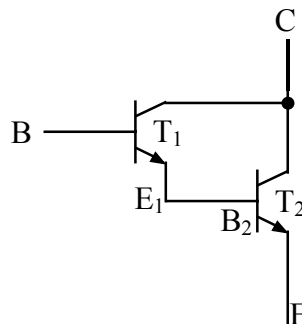
Kljub temu si v praksi ne moremo privoščiti, da bi tranzistor krmilili z izračunano vrednostjo baznega toka, saj so odstopanja tokovnega ojačenja β in ostalih vplivnih veličin prevelika.

Dejanski bazni tok I_B je zato vedno večji od izračunane vrednosti I_{BS} . Govorimo o prekrmljenju tranzistorja (tranzistor se nahaja v globokem nasičenju; $U_{BE} > U_{CE}$), ki je podano z

$$\gamma = \frac{I_B}{I_{BS}}.$$

Prekrmljenje tranzistorja se med drugim odraža:

- v povečanju stacionarnih izgub, kar je še posebno izrazito pri močnostnih, jakotočnih tranzistorjih z majhnim tokovnim ojačenjem, pri katerih postajajo izgube v krmilnem tokokrogu primerjive s tistimi v kolektorskem. Tej pomanjkljivosti se izognemo z uporabo t.i. Darlington vezave tranzistorjev.



Slika: Darlington vezava tranzistorjev

$$I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2} = \beta_2 \cdot I_{E1} = \beta_2 \cdot (I_{C1} + I_{B1})$$

Če izrazimo skupno tokovno ojačenje, dobimo

$$\beta = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{I_{C1} + \beta_2(I_{C1} + I_{B1})}{I_{B1}},$$

in od tu dalje

$$\beta = \beta_1 + \beta_1 \beta_2 + 1 \approx \beta_1 \beta_2.$$

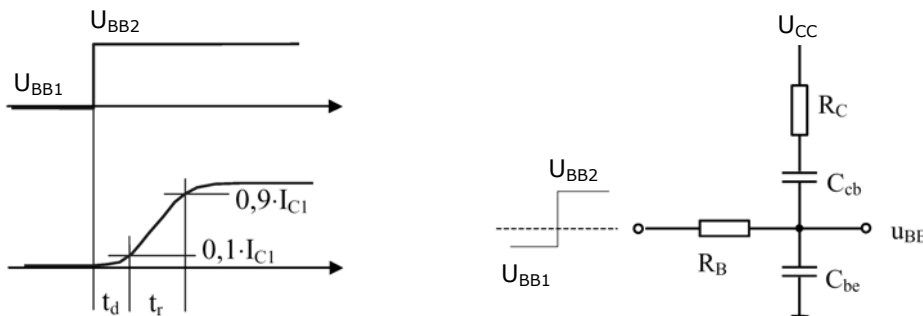
Poleg občutnega povečanja skupnega tokovnega ojačenja, se z Darlington vezavo zmanjša tudi potrebna krmilna moč, kar poenostavi izgradnjo baznega krmilja.

Dinamične (preklopne) lastnosti tranzistorja

Na preklopne lastnosti tranzistorja imajo največji vpliv medelektrodne kapacitivnosti ter nakopičen naboj (predvsem) manjšinjskih nosilcev v posameznem delu (področje emitorja, baze ter kolektorja in njihovih zapornih slojev) tranzistorja.

Vklop tranzistorja

Skočna sprememba krmilne napetosti U_{BB} ne povzroči trenutnega prehoda tranzistorja iz zapornega v prevodno obratovalno stanje. Zakasnitev t_d in čas porasta t_r si razložimo s pomočjo nadomestne sheme na sliki b.



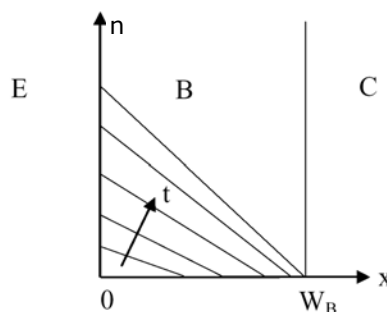
Slika:

Medelektrodni kapacitivnosti C_{BE} in C_{CB} ne predstavljata nič drugega kot kapacitivnost pripadajočih zapornih slojev. Medelektrodna kapacitivnost C_{BE} je nekajkrat večja od C_{CB} , kar je neposredna posledica manjše debeline zapornega sloja BE (zaradi močnejšega dopiranja emitorja in ker velja $|u_{BE}| \ll |u_{CB}|$). Pri analizi prehodnega pojava v baznem tokokrogu lahko zato posledično zanemarimo vpliv C_{CB} in R_C .

Z upoštevanjem $u_{BE}(0) = U_{BB1}$, $u_{BE}(\infty) = U_{BB2}$ ter $u_{BE}(t_{d1}) = 0$ izrazimo

$$t_{d1} = R_B C_{BE} \cdot \ln \frac{U_{BB2} - U_{BB1}}{U_{BB2}}.$$

Iz izraza vidimo, da je prvi delež zakasnitvenega časa posledica obvezne prepolarizacije kapacitivnosti C_{BE} iz negativne napetosti U_{BB1} do vrednosti 0. Preostali delež zakasnitvega časa, ki ustreza povečanju kolektorskega toka z vrednosti 0 do 10% I_{C1} , je posledica končne hitrosti razširjanja (gibanja) manjšinjskih nosilcev naboja skozi bazno področje od emitorja h kolektorju.



Slika: Prostorska razporeditev manjšinjskih nosilcev naboja preko preseka baze v odvisnosti od časa t med časom zakasnitve

Ob predpostavljene eksponencialnem povečanju kolektorskega toka znaša čas t_{d2} brez podrobnejše izpeljave

$$t_{d2} = (\tau_B + R_C C_{CB}) \cdot B \cdot \ln \frac{\gamma}{\gamma - 0,1},$$

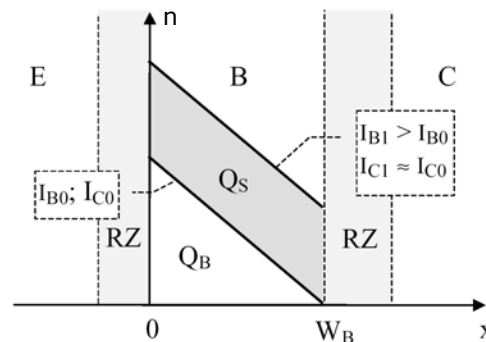
pri čemer sta

γ ...faktor prekrmljenja in

$$\tau_B = R_B C_{BE}$$

Po preteku zakasnilnega časa se delovna točka (gledano s stališča izhodne karakteristike tranzistorja) nekoliko oddaljila od zapornega področja in se nahaja v prevodnem področju. Napetost na tranzistorju se je zanemarljivo malo zmanjšala. Bazni tok pravtako ni dosegel ustaljene vrednosti; le ta še naprej narašča.

Z nadaljnjim zniževanjem napetosti na kolektorju se zmanjšuje tudi napetost u_{CB} . Ko slednja doseže vrednost nič, tudi ni več razpoložljivega električnega polja (sile), ki bi pospeševala manjšinjske nosilce iz baze v kolektor.



Slika: Prostorska razporeditev manjšinjskih nosilcev naboja preko preseka baze v odvisnosti od časa t po končanem prekrmljenju baze

Posledica tega je, da se v področju baze na strani kolektorja začne pojavljati presežek manjšinjskih nosilcev naboja (slika _), ki se enakomerno porazdeli preko celotne baze. Omenjenjeni naboj Q_S imenujemo naboj akumulacije (angl. storage charge).

Čas porast t_r , ob predpostavljene eksponencialnem porastu toka od 10% do 90% ustaljene vrednosti, znaša

$$t_r \cong \tau_B \cdot B \cdot \ln \frac{\gamma - 0,1}{\gamma - 0,9}.$$

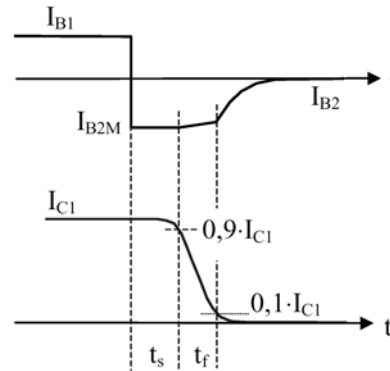
Skupni čas vklopa t_{ON} znaša

$$t_{ON} = t_d + t_r,$$

čigar iznos je močno odvisen od faktorja baznega prekrmljenja.

Izklop tranzistorja

Skočna sprememba krmilne napetosti U_{BB} s pozitivne na negativno vrednosti ne povzroči trenutnega prehoda tranzistorja iz prevodnega obratovalnega stanja v zaporno. Čas sprostitve t_s zaradi nakopičenega naboja Q_S in čas upada t_f si razložimo s pomočjo nadomestne sheme na sliki _.



Slika:

V trenutku, ko krmilna napetost spremeni polariteto, prične bazni tok teči v nasprotni smeri. Razlog temu je nakopičeni presežek manjšinjskih nosilcev naboja v baznem področju, ki se lahko »spraznijo« le preko baznega priključka. V časovnem intervalu t_s se vrednost kolektorskega toka zanemarljivo zmanjša (ni prikazano na sliki _).

Šele nato se zmanjša osnovni bazni naboj Q_B in posledično kolektorski tok z vrednosti 90% na 10% ustaljene vrednosti.

Oba preklopna časa podajata enačbi

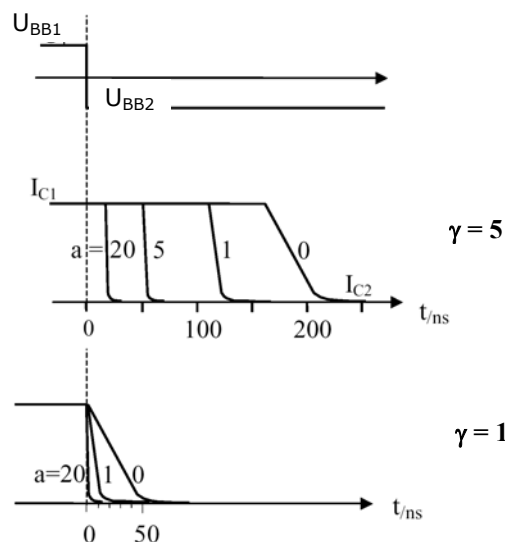
$$t_s = \tau_S \cdot \ln \frac{a + \gamma}{a + 0,1} + \tau_E \cdot \ln \frac{a + 0,1}{a + 0,9}$$

in

$$t_f = \tau_E \cdot \ln \frac{a + 0,9}{a + 0,1},$$

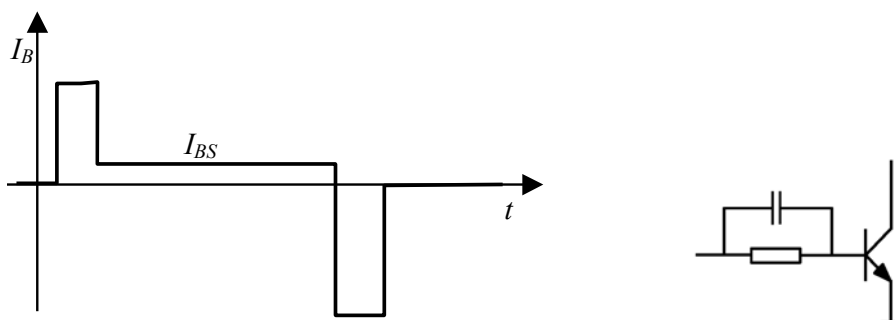
kjer je

$$a = \frac{-I_{B2M}}{I_{B0}} \dots \text{faktor negativnega izkrmiljenja.}$$



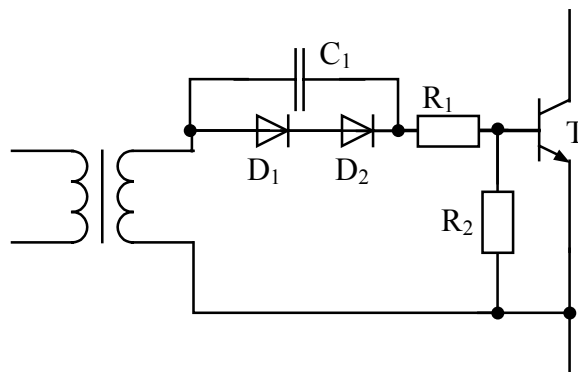
Slika: Orientacijski prikaz odvisnosti preklopnih časov od faktorja baznega prekrmljenja γ in faktorja baznega negativnega izkrmljenja a

Iz opisa stacionarnih in dinamičnih lastnosti tranzistorja je razvidno, da je bazno prekrmljenje po eni strani dobrodošlo, saj zmanjšuje padec napetosti na prevodnem tranzistorju, medtem ko se vsi preklopni časi s prekrmljenjem povečajo. V praksi se zato poslužujemo uporabe *dinamičnega prekrmljenja*, ki občutno poveča krmilni-bazni tok le za kratek čas ob začetku preklopnega manevra (vklop/izklop).

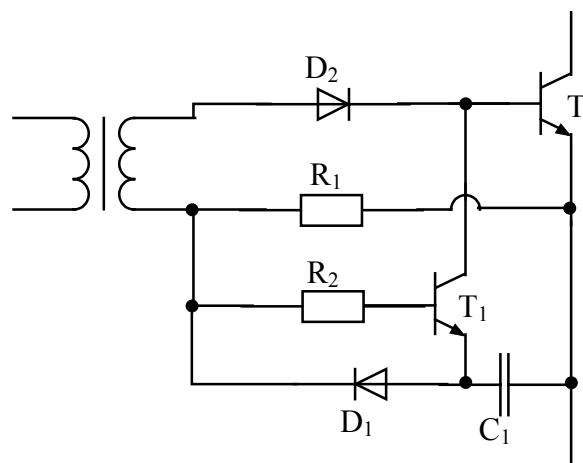


Slika: Idealni potek baznega krmilnega pulza in vezje, ki nam to omogoča

Z začetnim izrazitim prekrmljenjem občutno pospešimo vklop tranzistorja, nakar naj bo bazni tok le tolišen, da zagotavlja zanesljivo obratovanje v področju nasičenja (blizu meji nasičenja). Izklop tranzistorja pospešimo podobno z negativnim tokovnim pulzom.

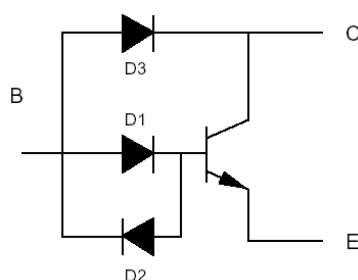


Slika: Bazno krmilje z možnostjo začetnega prekrmljenja in negativnega tokovnega pulza



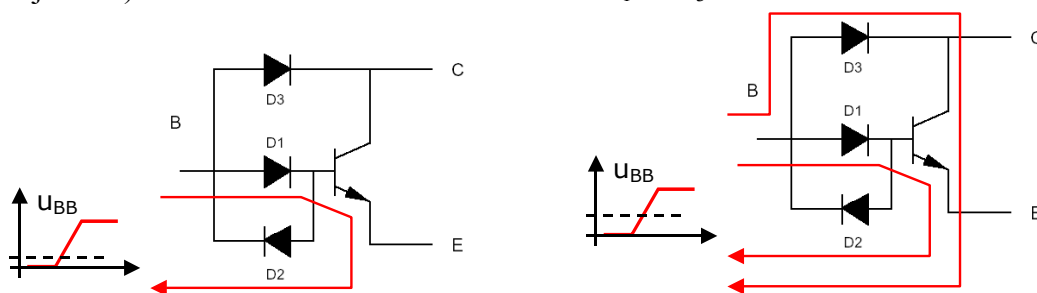
Slika: Izpopolnjena izvedba baznega krmilja

Ker se lastnosti tranzistorja spreminjajo s temperaturo, se pri konstantni amplitudi krmilne napetosti lahko intenziteta nasičenja spreminja. Da delovna točka ne bi zašla pretirano v nasičenje, se poslužujemo t.i. desaturacijskega vezja.

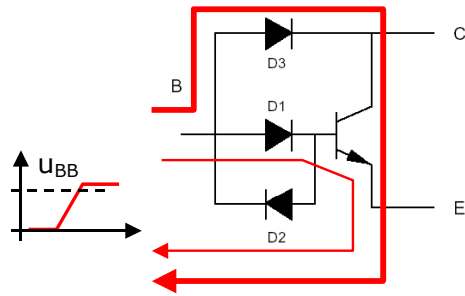


Slika: Desaturacijsko vezje (angl. Baker clamp)

Namen vezja je omejiti akumulirani naboj Q_S zaradi pretiranega prekrmljenja. Dioda D_1 povzroči, da moramo krmilno napetost povečati za napetost kolena U_{T0} . Ko napetost u_{CE} upade pod napetost $u_{BE} + U_{T0}$, postane dioda D_3 prevodno polarizirana (začne prevajati tok). Krmilni tok se zato deli med diodi D_1 in D_3 .



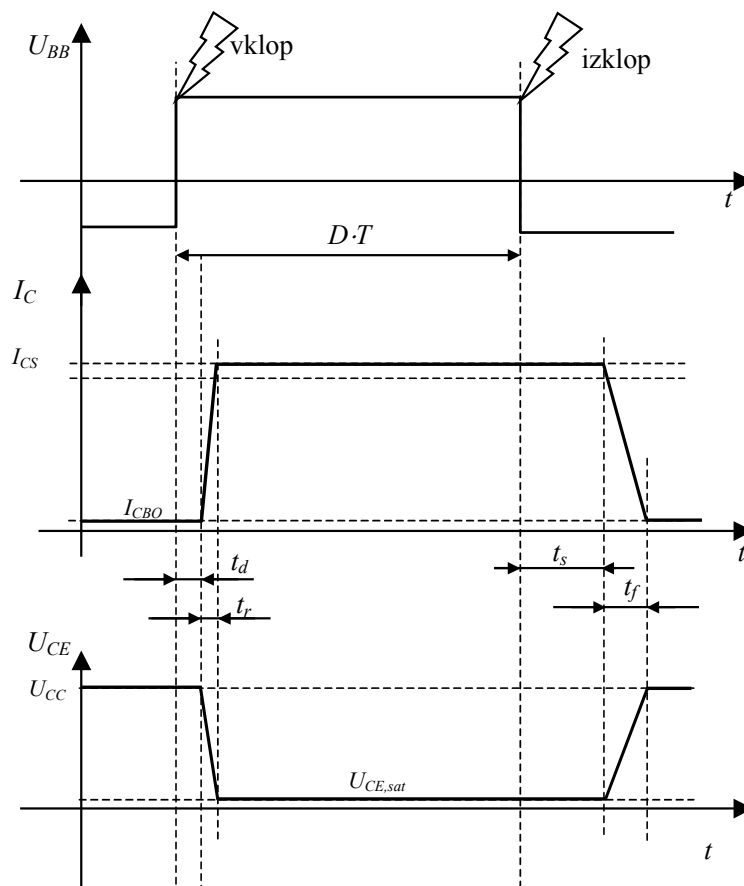
Ob nadaljnjem zviševanju krmilne napetosti se napetost u_{CE} še nadalje zmanjša, zaradi česar se tok skozi diodo D_3 poveča. Na ta način se prepreči prekomeren porast toka i_B oziroma prekomerno prekrmljenje tranzistorja.



Dioda D_2 zagotovi pot negativnemu baznemu toku v času izklopa tranzistorja.

Izgube tranzistorja

Izgube tranzistorja delimo na izgube, ki nastanejo v stacionarnih obratovalnih stanjih, ter na preklopne izgube, ki so rezultat prehodnih pojavov v močnostnem - kolektorskem tokokrogu tranzistorja. Krmilne izgube, ki nastanejo v baznem tokokrogu pogosto zanemarimo.



Slika:

Razmerje med stacionarnimi in preklopnimi izgubami razkriva naslednji številčni primer.

Primer: Izračunajte izgubno moč na tranzistorju. Trenutni potek napetosti U_{CE} in I_C kaže spodnja slika.

Podatki:

$$U_{CC} = 250 \text{ V}, U_{CE,sat} = 2 \text{ V}, I_B = 8 \text{ A}, I_{CS} = 100 \text{ A}, I_{CBO} = 3 \text{ mA}$$

$$t_r = 1 \mu\text{s}, t_f = 3 \mu\text{s}, t_d = 0,5 \mu\text{s}, t_s = 5 \mu\text{s}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}, D = 50 \%$$

Glede na podani oscilogram določimo še:

$$t_{ON} = t_d + t_r \dots\dots\dots \text{čas vklopa,}$$

$$t_{OFF} = t_s + t_f \dots\dots\dots \text{čas izklopa,}$$

$$T = \frac{1}{f_s} = 100 \mu\text{s} \dots \text{perioda,}$$

Od tu izrazimo:

$$t_N \dots\dots\dots \text{čas prevajanja,}$$

$$D \cdot T = 50 \mu\text{s} = t_d + t_r + t_N \Rightarrow t_N = 48,5 \mu\text{s}$$

$$t_O \dots\dots\dots \text{čas blokiranja (neprevajanja),}$$

$$(1 - D) \cdot T = 50 \mu\text{s} = t_s + t_f + t_O \Rightarrow t_O = 42 \mu\text{s}$$

1. časovni interval od 0 do t_d

$$\left. \begin{array}{l} i_C(t) = I_{CBO} \\ u_{CE}(t) = U_{CC} \end{array} \right\} p_d(t) = I_{CBO} \cdot U_{CC} = 0,75 \text{ W}$$

$$\underline{\underline{P_d}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_d} p_d(t) dt = I_{CBO} \cdot U_{CC} \cdot t_d \cdot f_s = \underline{\underline{3,75 \text{ mW}}}$$

2. časovni interval od 0 do t_r (ker je izhodišče opazovanja postavljeno na konec intervala t_d)

$$\left. \begin{array}{l} i_C(t) = \frac{I_{CS}}{t_r} t, I_{CBO} \text{ zanemarimo} \\ u_{CE}(t) = U_{CC} + (U_{CE,sat} - U_{CC}) \frac{t}{t_r} \end{array} \right\} p_r(t) = \frac{I_{CS}}{t_r} t \cdot \left[U_{CC} + (U_{CE,sat} - U_{CC}) \frac{t}{t_r} \right]$$

$$\underline{\underline{P_r}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} p_r(t) dt = I_{CS} \cdot t_r \cdot f_s \left[\frac{U_{CC}}{2} + \frac{U_{CE,sat} - U_{CC}}{3} \right] = \underline{\underline{42,33 \text{ W}}}$$

V tem časovnem intervalu znaša maksimalna trenutna moč, ki nastopi v trenutku

$$t_{\max} = \frac{t_r U_{CC}}{2(U_{CC} - U_{CE,sat})} = 0,504 \mu\text{s},$$

kar

$$p_{r,\max}(t_{\max}) = \underline{\underline{6300,4 \text{ W}}}.$$

3. časovni interval od 0 do t_N

$$\left. \begin{array}{l} i_C(t) = I_{CS} \\ u_{CE}(t) = U_{CE,sat} \end{array} \right\} p_N(t) = I_{CS} \cdot U_{CE,sat} = 0,2 \text{ W}$$

$$\underline{\underline{P_N}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_N} p_N(t) dt = I_{CS} \cdot U_{CE,sat} \cdot t_N \cdot f_s = \underline{\underline{\quad \text{W}}}$$

4. časovni interval od 0 do t_S

$$\left. \begin{array}{l} i_C(t) = I_{CS} \\ u_{CE}(t) = U_{CE,sat} \end{array} \right\} p_s(t) = I_{CS} \cdot U_{CE,sat} = \quad \text{W}$$

$$\underline{\underline{P_s}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_S} p_s(t) dt = I_{CS} \cdot U_{CE,sat} \cdot t_s \cdot f_s = \underline{\underline{10 \text{ W}}}$$

5. časovni interval od 0 do t_f

$$\left. \begin{array}{l} i_C(t) = I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right), \quad I_{CEO} \text{ zanemarimo} \\ u_{CE}(t) = U_{CC} \frac{t}{t_f}, \quad U_{CE,sat} \text{ zanemarimo} \end{array} \right\} p_f(t) = U_{CC} \frac{t}{t_f} \cdot I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right)$$

$$\underline{\underline{P_f}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} p_f(t) dt = \frac{U_{CC} I_{CS} \cdot t_f \cdot f_s}{6} = \underline{\underline{125 \text{ W}}}$$

V tem časovnem intervalu znaša maksimalna trenutna moč, ki nastopi v trenutku

$$t_{\max} = \frac{t_f}{2},$$

kar

$$p_{f,\max}(t_{\max}) = \underline{\underline{6250 \text{ W}}}.$$

6. časovni interval od 0 do t_O

$$\left. \begin{array}{l} i_C(t) = I_{CBO} \\ u_{CE}(t) = U_{CC} \end{array} \right\} p_O(t) = I_{CBO} \cdot U_{CC} = 0,75 \text{ W}$$

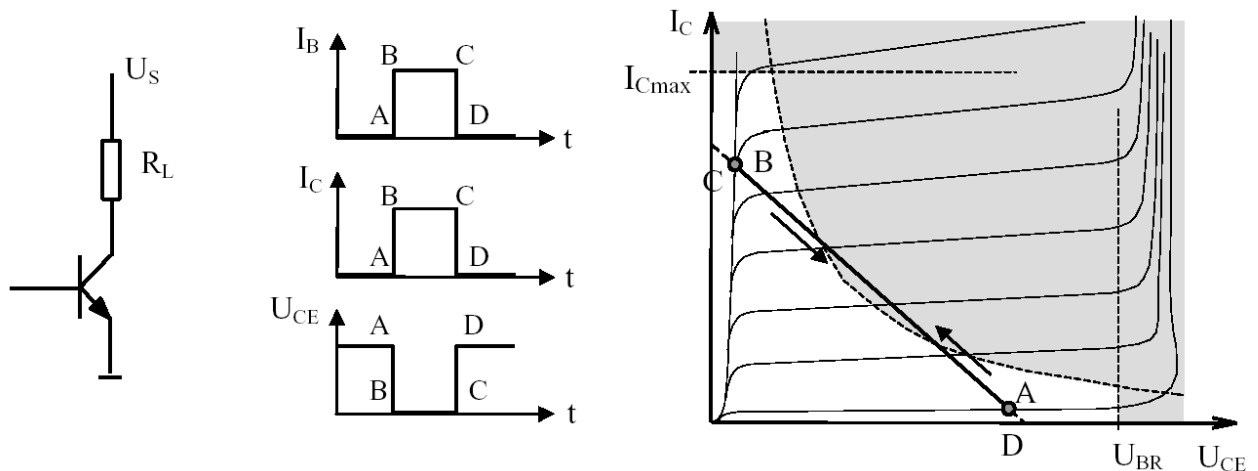
$$\underline{\underline{P_O}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_O} p_O(t) dt = I_{CBO} \cdot U_{CC} \cdot t_O \cdot f_s = \underline{\underline{315 \text{ mW}}}$$

Celotne izgube na tranzistorju tako znašajo

$$\underline{\underline{P_T}} = P_d + P_r + P_N + P_s + P_f + P_O = \underline{\underline{274,65 \text{ W}}}.$$

Tranzistorsko stikalo pri ohmskem, induktivnem in kapacitivnem bremenu

Ohmsko breme



Slika: Tokovno-napetostne razmere pri vklopu in izklopu ohmskega bremena

Delovne točke (A, B oziroma C in D), tj. presečišča izhodne karakteristike tranzistorja in uporovne premice bremena, ležijo v dovoljenem področju. Prehod iz delovne točke A v B ter obratno iz C v D mora biti tem hitrejši. Med prehodnim pojavom lahko trenutna delovna točka ($P > P_{tot}$) kratkotrajno preseže območje maksimalne dopustne disipacije (podana je za konstantne enosmerne razmere!). Slednje je dopustno le pri nizkih stikalnih frekvencah, medtem ko moramo pri višjih paziti, da zaradi povečanih preklonih izgub ne presežemo celotnih P_{tot} .

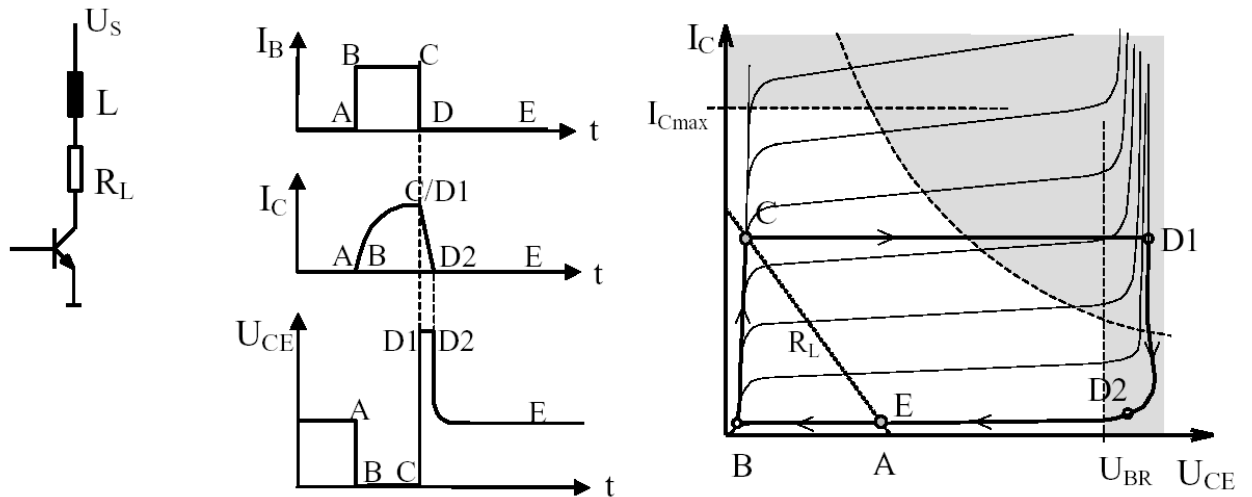
Ohmsko-induktivno breme

Pri vklopu tranzistorja napetost U_{CE} pade v trenutku (končne preklonpe čase tranzistorja zanemarimo) na napetost nasičenja, tok skozenj pa postopoma raste do vrednosti $\frac{U_S - U_{CE,sat}}{R_C}$ (prehod A→B→C). Pri izklopu tranzistorja brez zaščitnih ukrepov (vezje

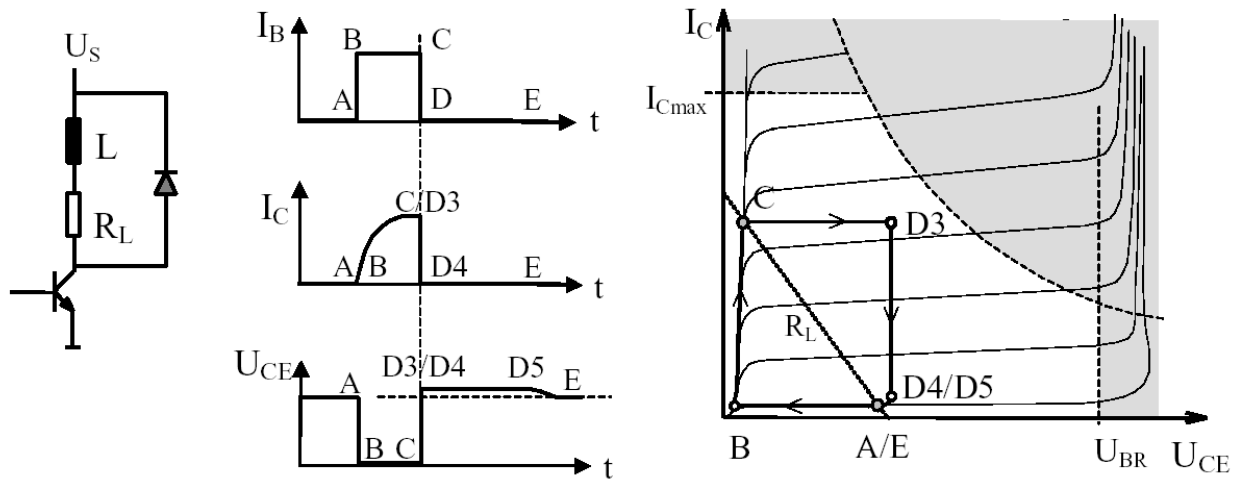
A) povzroči induktivnost veliko protinapetost zaradi česar lahko napetost U_{CE} preseže prebojno napetost (C→D1). Kolektorski tok pri tem le počasi upada (D1→D2) kljub temu, da je krmilna napetost nič. Šele ko kolektorski tok pade na vrednost nič, se napetost U_{CE} zmanjša na vrednost napajalne napetosti U_S (D2→E).

Pri prekoračitvi prebojne napetosti grozi tranzistorju termično uničenje zaradi t.i. sekundarnega preboja. Tranzistor zato pred visoko inducirano napetostjo ščitimo z različnimi zaščitnimi ukrepi. Najenostavneje dosežemo zaščito s prostotečno diodo, ki je vezana vzporedno z bremenom (vezje B). Z njo omejimo inducirano protinapetost na vrednost kolenske napetosti diode (cca. 0,7 V) zaradi česar se izklopni pojav podaljša (nakopičena magnetna energija dušilke se sprošča počasneje $\frac{di}{dt} = \frac{U_L}{L}$).

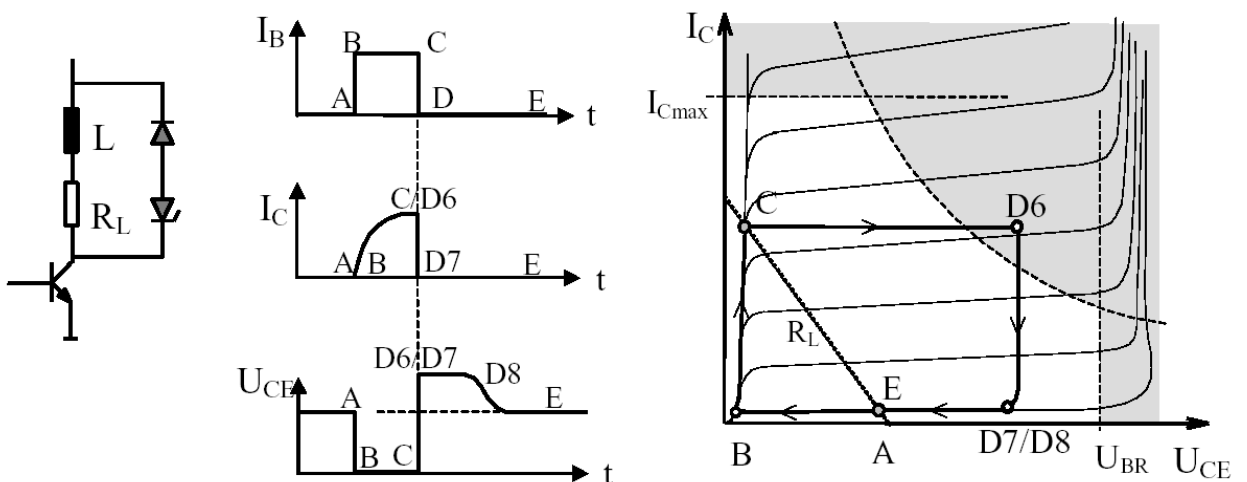
Manjše podaljšanje izklopa ob zadostni omejitvi napetosti U_{CE} dosežemo, če zaporedno z diodo vežemo Zener diodo (vezje C).



Slika: Tokovno-napetostne razmere pri vklopu in izklopu ohmsko-induktivnega bremena (vevje A)



Slika: Tokovno-napetostne razmere pri vklopu in izklopu ohmsko-induktivnega bremena (vevje B)



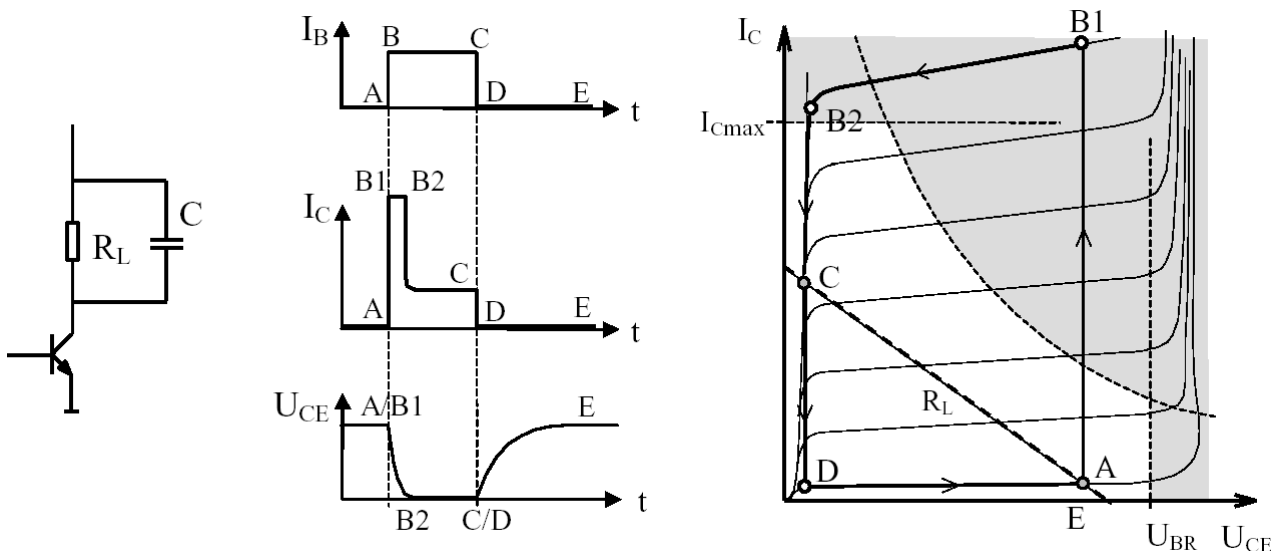
Slika: Tokovno-napetostne razmere pri vklopu in izklopu ohmsko-induktivnega bremena (vevje C)

Ohmsko-kapacitivno breme

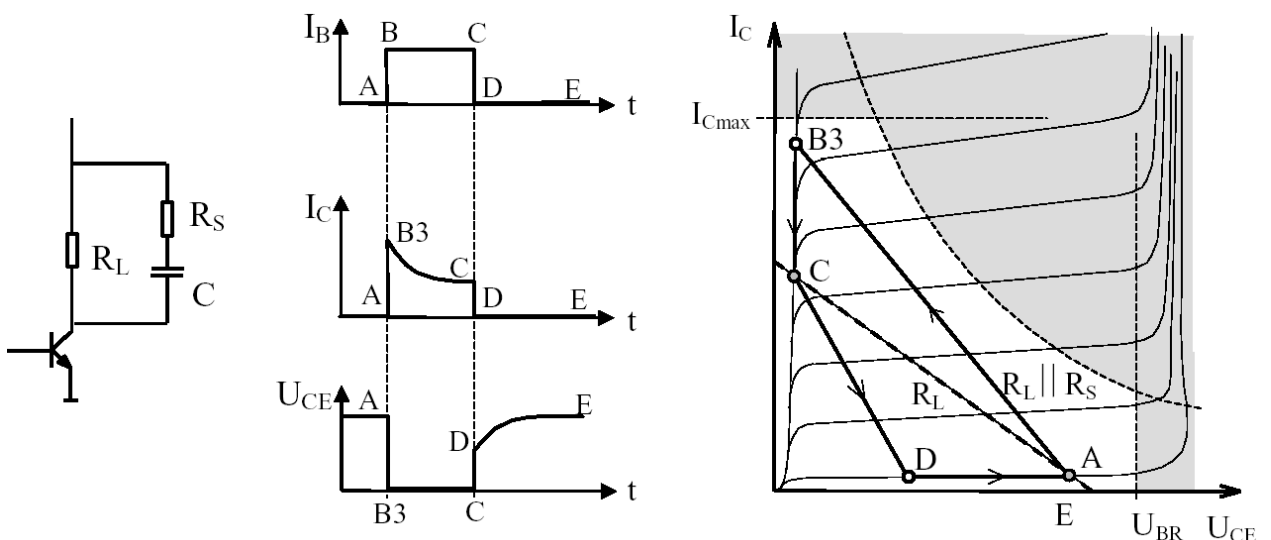
Kapacitivno breme predstavlja pri vklopu tranzistorja (vezje A) kratek stik zaradi česar kolektorski tok naraste (A→B1) preko vrednosti, ki je določena z baznim tokom. Napetost U_{CE} pri tem le počasi upada in sicer v istem merilu kot se polni bremenska kapacitivnost (B1→B2). Šele ko napetost U_{CE} pade na vrednost nasičenja $U_{CE,sat}$, se kolektorski tok ustali na končni vrednosti pogojeni z baznim tokom (B2→C).

Pri izklopu tranzistorja kolektorski tok pada takoj na vrednost nič, medtem ko se napetost U_{CE} le postopoma zvišuje (C→D→E).

Tudi v tem primeru je tranzistor termično ogrožen in sicer tem močneje čim dlje in čim globlje se zadržuje v področju B1→B2.



Slika: Tokovno-napetostne razmere pri vklopu in izklopu ohmsko-kapacitivnega bremena (vezje A)



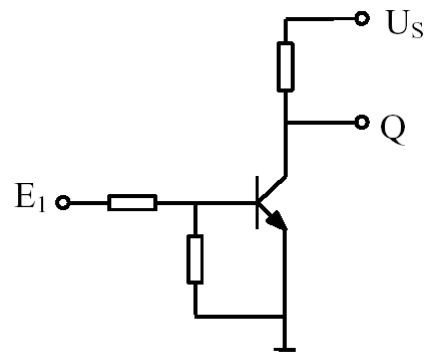
Slika: Tokovno-napetostne razmere pri vklopu in izklopu ohmsko-kapacitivnega bremena (vevje B)

Velik vklopni tok v vezju A omejimo, če kondenzatorju zaporedno vežemo upor z upornostjo R_S (vezje B). Pri vklopu tranzistorja le-ta takoj preide v področje nasičenja ($A \rightarrow B3$). Napetost U_{CE} zato zavzame svojo končno vrednost $U_{CE,sat}$. Z ustrežno izbiro upornosti R_S zagotovimo, da kolektorski tok ne preseže maksimalne vrednosti $I_{C,max}$, t.j. da delovna točka ostane znotraj dopustnega področja. Kolektorski tok nato takoj upade s časovno konstanto $R_S \cdot C$ na svojo ustaljeno vrednost I_C ($B3 \rightarrow C$).

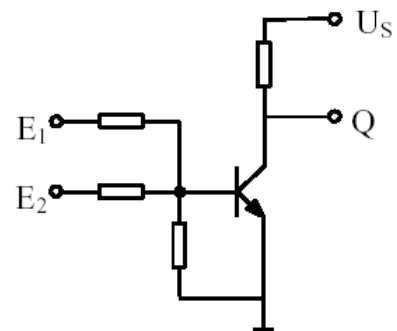
Vpliv upora R_S na izklopni prehodni pojav je zanemarljiv ($C \rightarrow D \rightarrow E$).

Tranzistor kot osnovni gradnik digitalnih preklopnih vezij

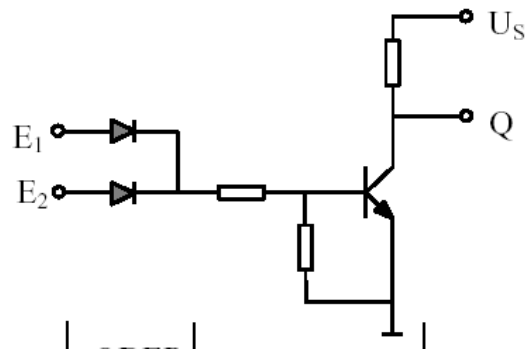
Inverter



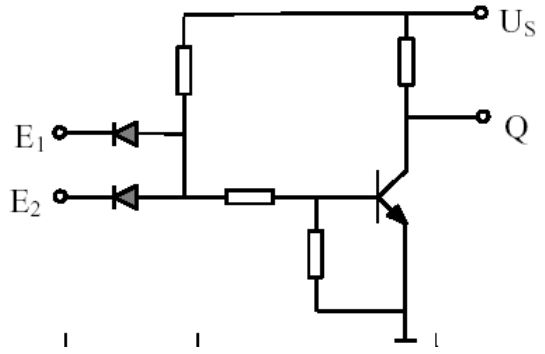
NOR (*RTL...Resistor-Transistor-Logic*)



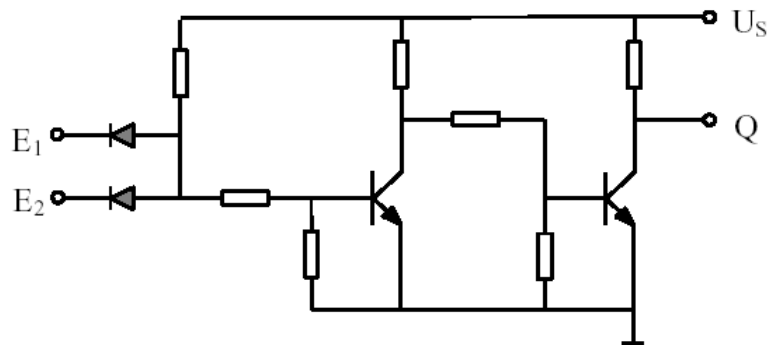
NOR (*DTL...Diod-Transistor-Logic*)



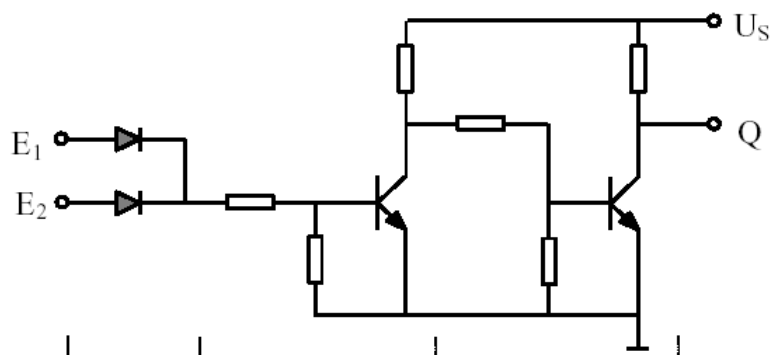
NAND (DTL...Diod-Transistor-Logic)



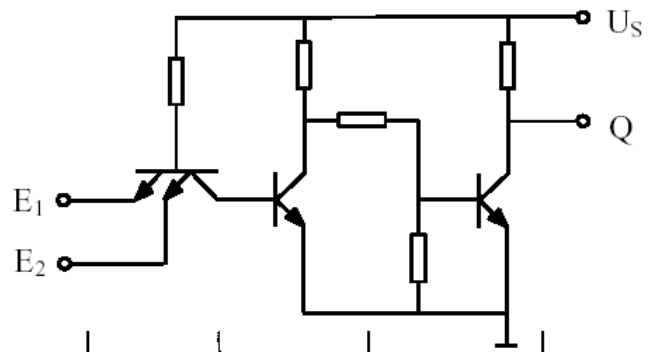
AND (DTL...Diod-Transistor-Logic)



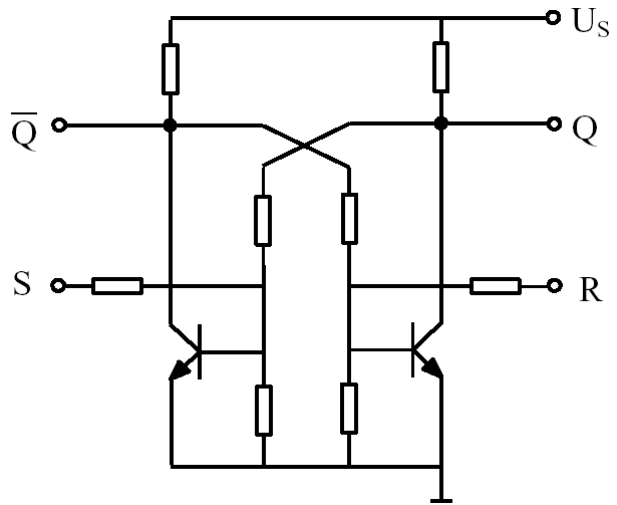
OR (DTL...Diod-Transistor-Logic)



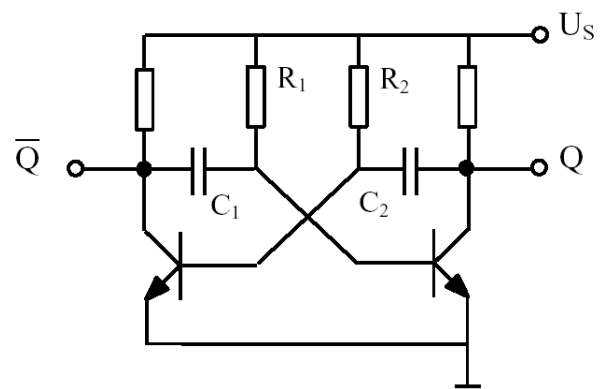
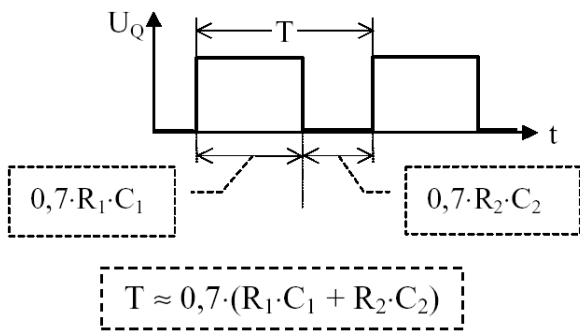
AND (TTL...Transistor-Transistor-Logic)



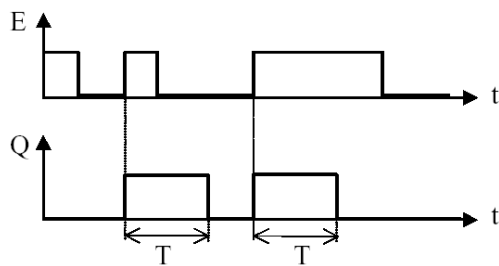
Bistabilni multivibrator (flip-flop)



Astabilni multivibrator
(generator pravokotnega
signala)



Monostabilni multivibrator
(Mono-Flop)
(one shot)



$$T \approx 0,7 \cdot R_1 \cdot C_1$$

