

**ELEKTROINDUSTRIJSKA I OBRTNIČKA ŠKOLA  
RIJEKA**

**Marijan Bačić**

**ELEKTRONIČKI SKLOPOVI**  
(bilješke s predavanja – samo za internu uporabu)

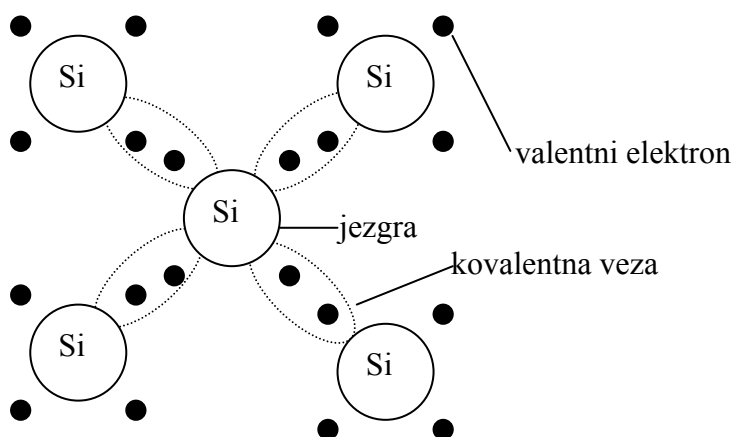
Rijeka, 2006.

# ELEKTRONIČKI SKLOPOVI

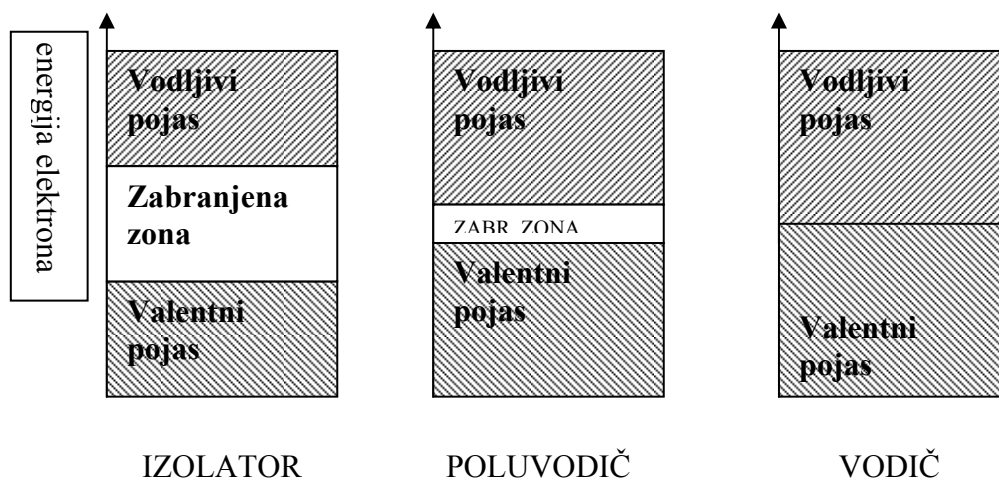
## POLUVODIČI

U poluvodiče spadaju četverovalentni elementi Si i Ge. Kemijski čisti, oni su vrlo loši vodiči no dodavanjem primjesa u omjeru 1:10<sup>7</sup> vodljivost im se znatno povećava.

U Mendeljevom sustavu elemenata Si i Ge spadaju u IV grupu elemenata, što znači da u vanjskoj ljusci imaju 4 valentna elektrona. U tom sustavu Si je na 14 mjestu (ima ukupno 14 elektrona u 3 ljuske K, L, M). Ge je na 32 mjestu (ljuske K, L, M, N pa dva valentna elektrona vežu se u kovalentnu vezu koja drži atome u kristalnoj rešetci).



Prema teoriji kvantne mehanike, elektron može imati određenu količinu (kvant) energije koja određuje njegovu putanju, a time i njegov energetski nivo. Što je elektron dalje od jezgre, ima veću energiju. Između energetskih nivoa postoji “zabranjena zona” u kojoj nema elektrona i kroz koju elektron može proći u niži ili viši energetski nivo, ako primi ili preda energiju.



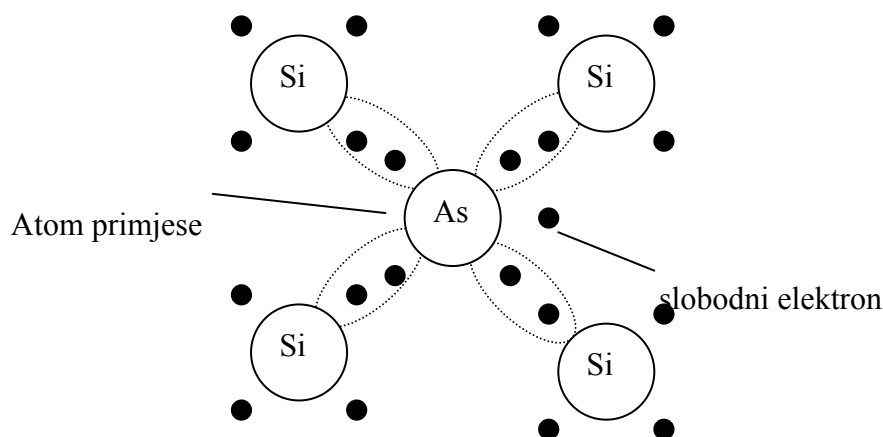
U normalnom stanju popunjene su ljuske bliže jezgri, a nepopunjena može biti jedna vanjska valentna ljuska.

Ako djelovanjem električnog polja, topline, svjetlosti itd. poneki elektron primivši energiju prijeđe u viši energetska nivo, tada se dotični atom nalazi u uzbuđenom stanju. Ukoliko je primljena energija dovoljna da elektron iz pojedine ljuske može napustiti atom, on postaje slobodan elektron. Atom koji je prije gubitka elektrona bio električki neutralan, sada postaje pozitivan ion i nalazi se u stanju ioniziranja. Na mjestu gdje je bio elektron nastaje **šupljina**. Preskakanjem slobodnih elektrona od šupljine do šupljine, ostvaruje se električna struja kroz poluvodiče.

Kod čvrstih tijela elektroni su zbijeni i više energetskih nivoa čine energetska pojas. samo onaj elektron kojim preko zabranjene zone dođe u vodljivi pojas može služiti za viđenje struje. Kod vodiča imamo dovoljno slobodnih elektrona i bez dovođenja energije. (valentni i vodljivi pojas se preklapaju).

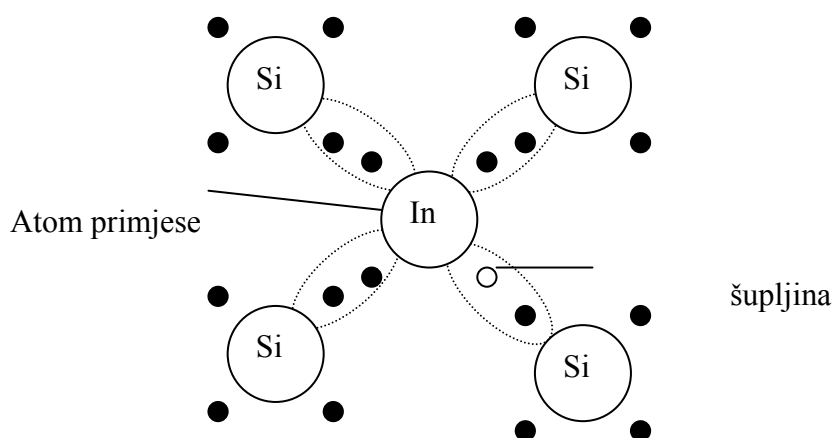
Poluvodiči imaju uglavnom negativni temperaturni koeficijent (NTC) jer im se povećanjem temperature otpor smanjuje.

### N TIP POLUVODIČA



N tip nastaje ako čistom poluvodiču posebnim postupkom dodamo malu količinu peterovalentnog elementa (P, As, Sb). Jedan elektron primjese ostaje nevezan kovalentnom vezom i može se lako odvojiti i krenuti u međuatomni prostor. Odlaskom tog elektrona, električki neutralan atom primjese postaje pozitivan ion. U N tipu imamo više slobodnih elektrona nego šupljina pa su oni glavni (majoritetni) nosioci naboja za razliku od P-tipa gdje je obrnuto.

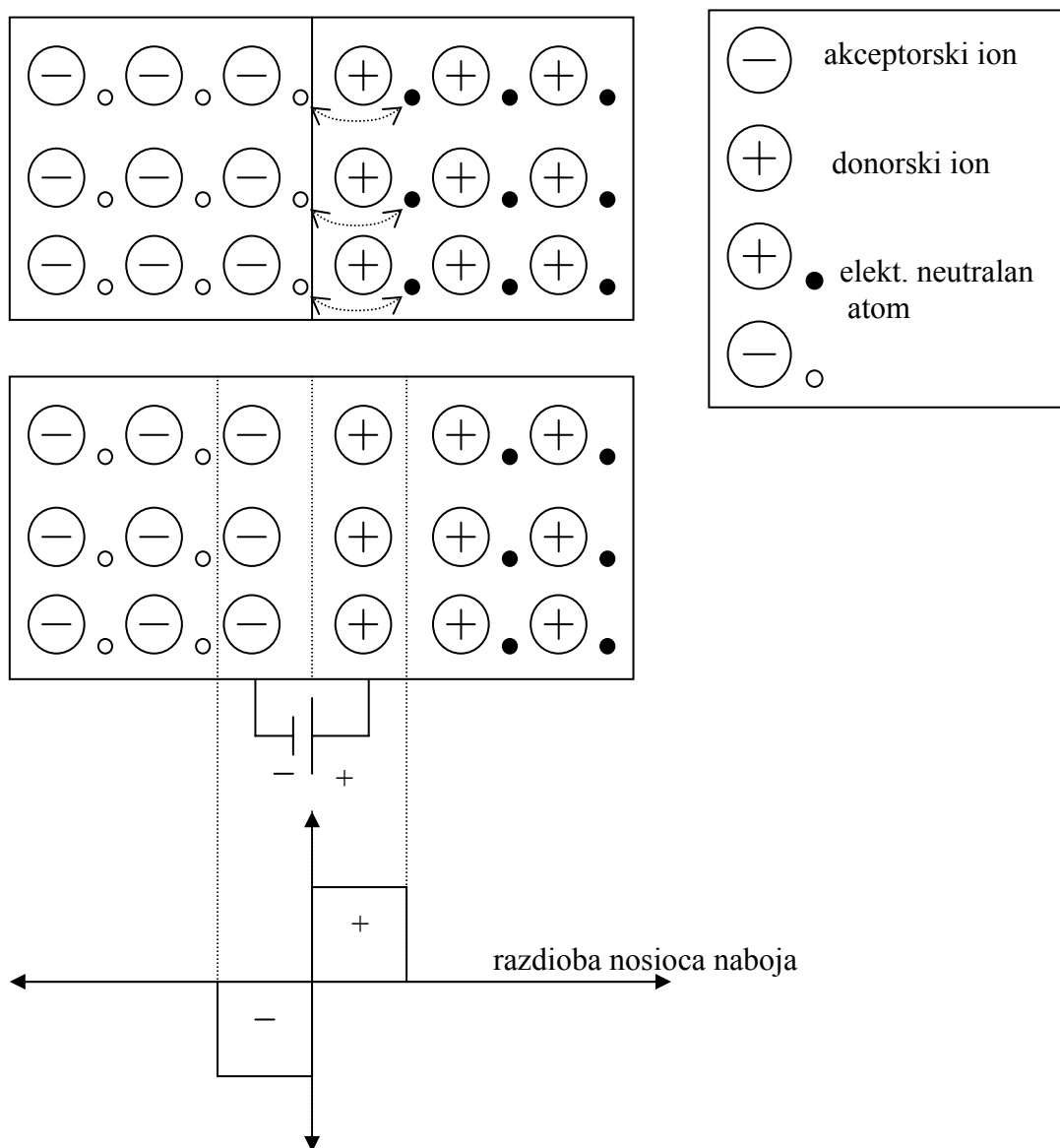
## P TIP POLUVODIČA



Čistom poluvodiču dodajemo malu količinu trovalentnog elementa (B, Ga, In, Al). Trovalentni element ima tri elektrona u vanjskoj ljusci pa jedna kovalentna veza ostaje nepopunjena. Dolaskom nekog elektrona u tu kovalentnu vezu, električki neutralan atom primjese postaje negativan ion.

Atom trovalentne primjese nazivamo primalac (akceptor) zbog toga što može primiti, a atom peterovalentne primjese što daje slobodan elektron, nazivamo davalac (donator).

## P-N SPOJ

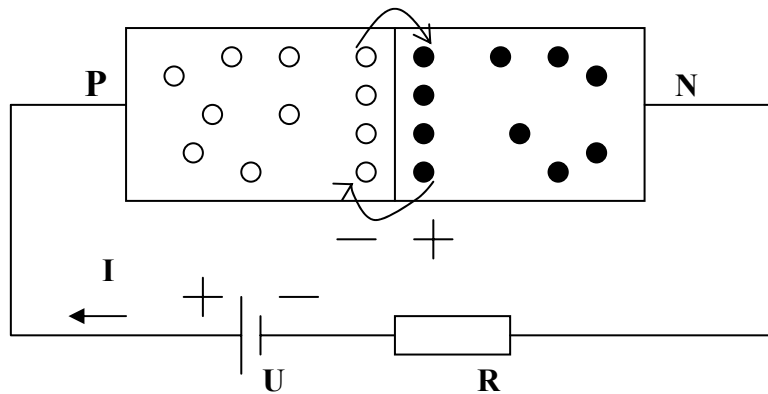


Spajanjem P i N tipa, tako da se na području spoja osigura kontinuitet kristalne rešetke, odmah dolazi do difuzijskog kretanja el. nosioca naboja iz jednog u drugi tip. Elektroni iz N tipa prelaze (difundiraju) u P tip gdje popunjavaju šupljine trovalentnih primjesa pa atomi primjesa u P-tipu postaju negativni akceptorski ioni. Atomi primjese u N-tipu odlaskom elektrona postaju pozitivni donatorski ioni.

Daljnji prelazak elektrona na P i šupljina na N tip, spriječen je privlačnim djelovanjem raznoimenih i odbojnim djelovanjem istoimenih naboja, pa područje P-N spoja postaje bez pokretnih nosioca naboja. S jedne strane tu postoje pozitivni, a s druge strane negativni nepomični ioni, koji čine **potencijalnu barijeru** koja se može prikazati izvorom napona spojenim prema slici.

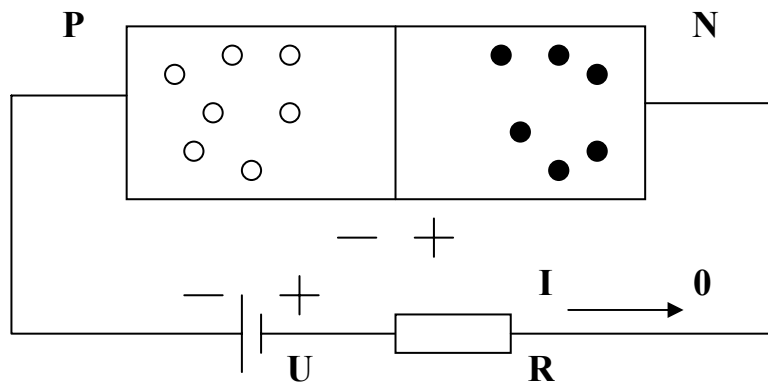
Elektrostatski napon na krajevima potencijalne barijere, nazivamo **difuzijski napon** i on iznosi kod Ge 0,3 (V), a kod Si 0,7 (V). Difuzijski napon se ne može izmjeriti jer je P-N spoj prema vani električki neutralan, no pri propusnoj polarizaciji narinuti napon mora biti viši od difuzijskog da bi kroz P-N spoj tekla struja.

## DIREKTNA POLARIZACIJA P-N SPOJA



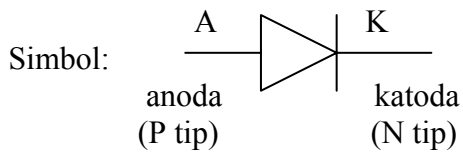
Ako P-N spoj direktno polariziramo preko otpornika za ograničavanje struje, naponom većim od difuzijskog, (+) pol izvora će privlačiti elektrone, a (-) pol izvora šupljine. Napon  $U$  će nadvladati difuzijski napon i zaporni sloj će se suziti. Doći će do spajanja elektrona i šupljina (rekombinacija). Iz izvora stalno dolaze novi elektroni i šupljine koji nadomještaju rekombinirane, pa kažemo da je PN spoj kod ovakve polarizacije vodljiv.

## INVERZNA POLARIZACIJA P-N SPOJA



Kod inverzno polariziranog P-N spoja ne teče struja glavnih nosioca elektriciteta, jer (-) pol izvora privlači šupljine, a (+) pol elektrone i zaporni sloj se širi. Strujnim krugom ipak teče veoma mala inverzna struja (preostala – termički generirana) sporednih nosioca elektriciteta za koje P-N spoj ne predstavlja prepreku. Ona vrlo malo ovisi o nominalnom naponu, apuno više o temperaturi P-N spoja, tj o broju sporednih nosioca naboja. Ova inverzna struja teče suprotnim smjerom od struje kod direktne polarizacije i na sobnoj temperaturi ta struja je vrlo malena.

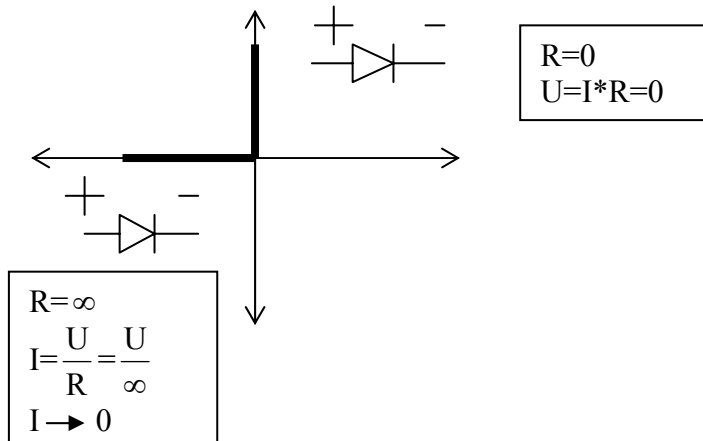
## POLUVODIČKE DIODE



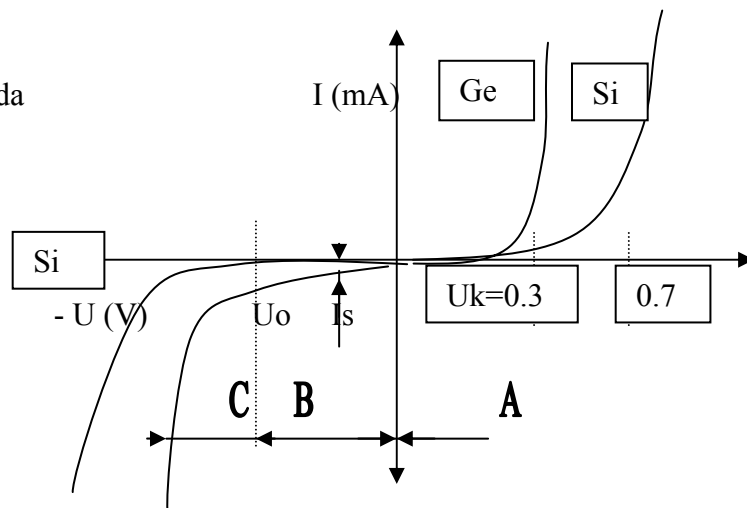
Svojstvo P-N spoja je da u jednom smjeru provodi struju, a u drugom ne, iskorišteno je za izradu poluvodičkih diode koje su zamjenile vakumske elektronske cijevi – diode.

1. Temperaturna osjetljivost (Si diode mogu raditi i na temperaturi od 200 °C, a Ge do 70 °C i više).
2. Mala struja u inverznom smjeru.
3. Osjetljivost na radioaktivne i svjetlosne zrake.

Karakteristika idealne diode:



Karakteristike realnih dioda



Odnose između napona i struje diode, teoretski je obradio Shockley i izrazio

jednadžbom:  $I = I_s ( e^{\frac{U}{U_T}} - 1 )$ .

$I_s$  .....Inverzna preostala struja     $U_p$ .....napon proboja     $U_k$ .....napon koljena

A.....Propusno područje    B.....Zaporno područje    C.....Probojno područje

$e = 2,718$  (baza prirodnog logaritma)

$U_T$  = temperaturni napon (na sobnoj temperaturi  $\approx 26$  mV)

$K$  = Bolcmanova konstanta  $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  (J/K)

$T$  = Temperatura ( $^{\circ}$ K)

$q$  = elementarni naboj elektrona  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ (C)

U "A" području, napon  $U$  je puno veći od  $U_T$  pa se drugi član zagrade može zanemariti i krivulja ima eksponencijalni oblik. Ovisno o vrsti i struji, pad napona propusno polarizirane diode može iznositi do 1,5 (V) kod snažnih silicijevih dioda.

U "B" području, može se zanemariti prvi član zagrade pa je struja gotovo konstantna tj. jednaka  $I_s$ .

U "C" području ne vrijedi navedena jednadžba jer kod njenog izvođenja nisu bile uzete u obzir fizikalne pojave vezane za proboj, kada dolazi do oštećenja diode.

Kod Ge dioda  $I_s$  je za oko  $10^3$  putaveća od  $I_s$  kod Si diode i iznosi oko  $10^{-6}$  A.

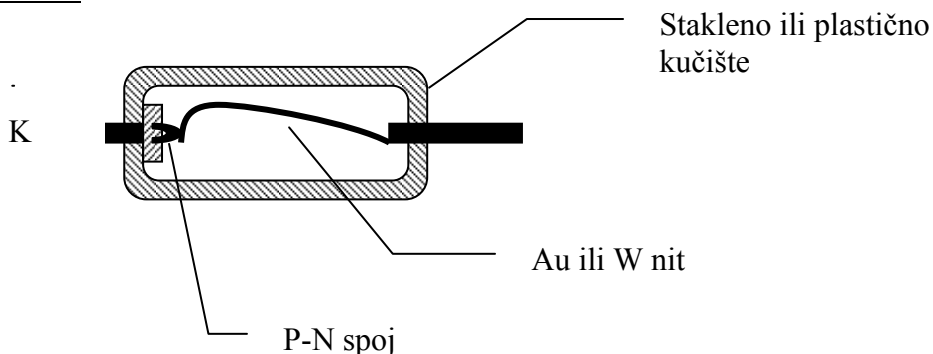
Krivulje Si dioda sus strmije sa izraženim koljenom. Povećanjem temperature povećava se broj el. nosioca elektriciteta (naboja) što je naročito izraženo u "B" području.

Primjer: Pad napona na diodi u stanju vođenja je 0,7 V. Dali dioda vodi struju?



## VRSTE DIODA PREMA GRAĐI I NAMJENI

### a) Točkaste diode



Zašiljena nit (promjer šiljka  $1\mu\text{m}$ ) prisloni se na N-tip poluvodiča i pusti jači kratkotrajni strujni impuls. N-tip se topi i zavaruje se s niti. Hlađenjem rekristalizira se na području spoja uzak sloj P-tipa.

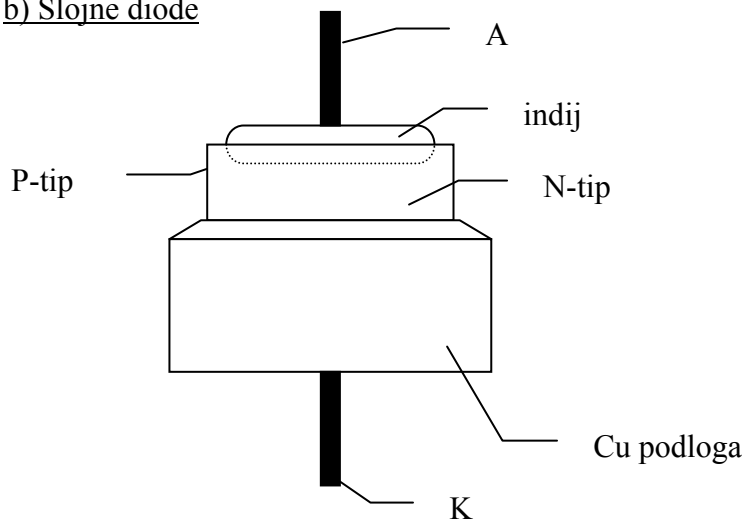
Točkaste diode mogu biti signalne (obrada linearnih signala na višim frekvencijama) i prekidačke (uloga sklopke u impulsnim strujnim krugovima).



Otpor u propusnom smjeru iznosi do  $200 \Omega$  a u inverznom je reda veličine  $1 M\Omega$ . Zbog male površine P-N spoja mogu provoditi relativno malu struju i nisu pogodne za ispravljanje. No imaju i mali međuelektrodni kapacitet (oko  $1 \text{ pF}$ ) pa su pogodne za rad na višim frekvencijama.

Upotrebljavaju se za detekciju, ograničenje, mješanje itd. te u računalnoj i mjernoj tehnici.

#### b) Slojne diode



Trovalentni indij se legira na N tip i time se u N tipu formira P-tip poluvodiča. Radi boljeg odvođenja topline, pločica N-tipa se zavari na bakrenu podlogu koja kod snažnijih dioda ima vijak radi pričvršćenja na rashladnu površinu.

Iskrine snažnije diode umjesto katode imaju anodu na kućištu.

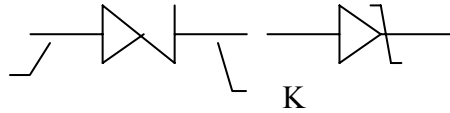
Slojne diode mogu provoditi puno jaču struju od točkastih i upotrebljavaju se za ispravljanje. Rade se za efektivni napon do  $1000 \text{ (V)}$ .

U propusnom smjeru otpor im je oko  $1 \text{ (}\Omega\text{)}$ , a u inverznom smjeru od  $2$  do  $10 \text{ (}M\Omega\text{)}$ .

U proizvodnji ovih dioda, Si je potpuno potisnuo Ge zbog viših probojnih napona i mogućnosti većeg termičkog opterećenja.

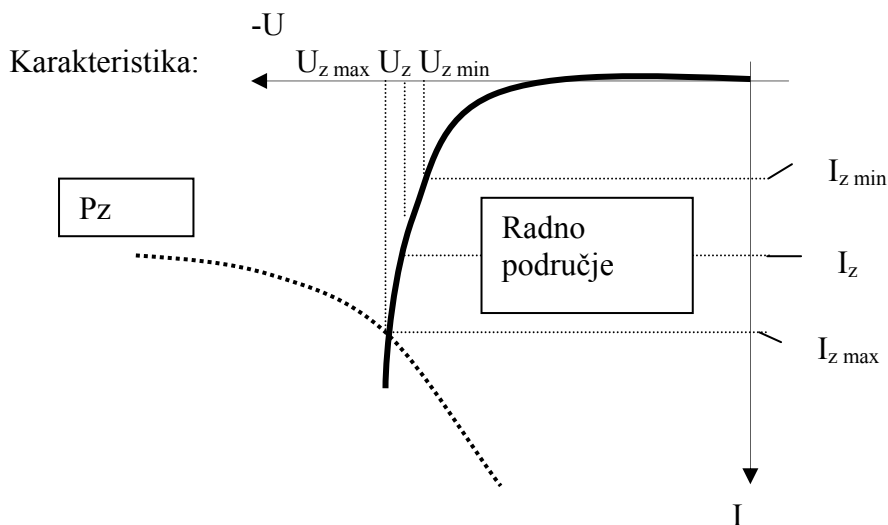
c) Zener diode

A



Zener diode su Si diode sa puno vecom koeficijentom primjesa od obicnih dioda. Karakteristike su slicne karakteristikama Si dioda, sa razlikom sto je kod Z-dioda podrucje proboja mnogo strmije od obicnih dioda i to je normalno radno podrucje. U tom podrucju napon je priblizno konstantan za velike promjene struje, sto se koristi kod stabilizacije napona.

U radu su inverzno polarizirane.



$$R_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} = \frac{U_{z \max} - U_{z \min}}{I_{z \max} - I_{z \min}}$$

$$P_z = U_z * I_z$$

$R_z$  ..... zenerov dinamički (diferencijalni otpor)

$\Delta$  ..... promjena

Najmanji  $R_z$ , (najstrmiju karakteristiku) imaju Z diode za napone od 6 (V) do 9 (V).

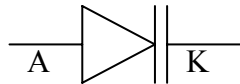
Hiperbola maksimalne snage  $P_z \max$ , otprilike pokazuje maksimalne napone i struje kod kojih Z dioda nije preopterećena. ( $P_z = U_z * I_z$ )

Englez, Zener je 1934. godine prvi detaljno ispitao naglo povećanje vodljivosti inverzno polarizirane diode. Zbog toga je pojava da se kod određenog napona iz kristalne rešetke oslobađa veliki broj elektrona nazvao zenerov efekt

Ukoliko se napon i dalje povećava, elektroni se toliko ubrzavaju da udarom izbijaju nove elektrone. To je tzv. lavinski efekt. Broj oslobođenih elektrona raste kao lavina, što je razlog povećanja struje. <smatra se da je zenerov efekt dominantan za vođenje struje kod Z-dioda do 5 (V).

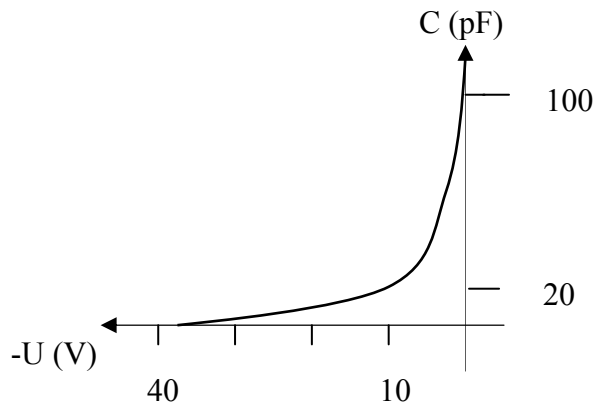
Z-diode do 5 (V) imaju NTC, a one iznad 5 (V) PTC.

#### d) Kapacitivne diode



Ove diode promjenom narinutog napona mijenjaju kapacitet. Kod inverzno polarizirane kapacitivne diode, povećanjem napona proširuje se zaporni sloj, a s obje strane nalaze se koncentrirani naboji suprotnog polariteta. To potpuno odgovara promjenjivom kondzatoru čiji je promjenjivi dielektrik u ovom slučaju širina zapornog sloja.

Proširenjem debljine dielektrika, kapacitet se smanjuje.



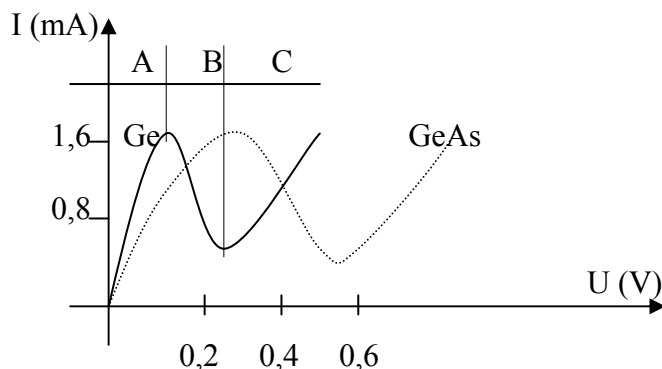
Ove diode se izrađuju od silicija zbog manje inverzne struje. Obično su malih dimenzija sa malim međuelektrodnim kapacitetom. Upotrebljavaju se kao promjenjivi kondenzatori bez pokretnih mehaničkih djelova, za automatsko ugađanje titrajnih krugova na željenu frekvenciju.

Mogu se naći pod nazivom Varicap ili varactor diode.

#### e) Tunelske diode

Tunelske diode se izrađuju od Ge ili GeAs. Još su jače dotirane od Z-dioda i zaporni sloj im je vrlo tanak.

Japanac, Esaki 1957.g. prvi je opisao prolaz elektrona kroz zaporni sloj brzinom koja je približno jednaka brzini svjetlosti, što je on nazvao tunelski efekt.



U inverznom smjeru odmah provode struju ali zbog velike količine primjesa ni promjene temperature niti radioaktivno zračenje u određenim granicama ne utječu bitno na njihov rad.

Koriste se za izradu vrlo brzih sklopki, oscilatora i pojačala.

### c) Foto-osjetljive diode



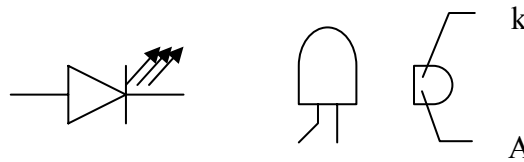
Inverzno polarizirana foto-dioda pojačanjem svjetlosti smanjuje otpor, a isti element djelovanjem svjetlosti daje na svojim izvodima mali foto-napon, pa ga tada nazivamo foto-ćelija ili članak.

Ge foto diode su osjetljivije na infracrveni spektar (žarulja), a Si diode na vidljivi spektar (sunčano svjetlo).

Što je viši difuzijski napon, viši je i foto-napon. Pri izvanredno jakom osvjetljenju, foto-napon je po iznosu približno jednak difuzijskom naponu. Zbog toga se za izradu niza foto-ćelija (sunčana baterija) uglavnom koristi Si koji može do 10% svjetlostne energije pretvoriti u električnu energiju.

Foto diode se koriste za brojenje predmeta ili ljudi, alarmne uređaje, paljenje i gašenje javne rasvijete (fotootpornici su bez PN spoja), pretvaranje svjetlosne energije u električnu energiju.

### g) Fotoemitirajuće diode (LED diode)

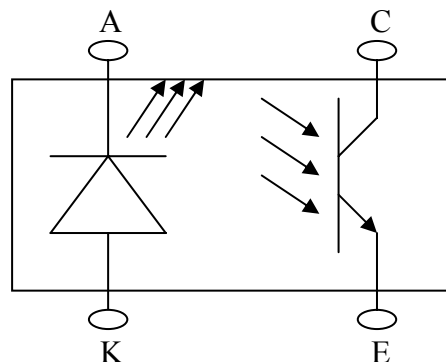


Fotoemitirajuće diode pri propusnoj polarizaciji emitiraju svjetlost jer elek vodljivog pojasa prelaskom u valentni, daju energiju, tj. emitiraju kvante svjetlosti

To svojstvo ima GaAs (infracrveno svjetlo), galij fosfid (zeleno i žuto svjetlo), galij fosfid legiran cinkom i telurom (crvena boja) i SiC (ljubičasta).

Vijek trajanja im je znatno duži od žarulja sa žarnom niti i koristimo ih kao indikatore.

### h) Optoelektronički vezni elementi



Ako fotoemitirajuću diodu ili foto-tranzistor smjestimo u isto kućište, dobivamo optoelektronički vezni element (foto-kapler, optosprežnik).

Pomoću njega mogu se dva odvojena strujna kruga "povezati svjetlom". Među njima nema električne veze pa je izolacijski otpor vrlo visok (red veličina  $10^{11} \Omega$ ). Kao izvor svjetla služi dioda, a svjetlosni detektor je foto tranzistor kroz koji protječe jača struja pri jačem osvjetljenju. Umjesto foto-tranzistora može se koristiti foto osjetljiva dioda čime dobivamo širi frekventni opseg prenošenja signala, ali gubimo mogućnost pojačanja signala. Za prijenos se najčešće koristi infracrveno svjetlo, a najdjelotvorniji dielektrik kao medij između fotoemitirajuće diode i foto-tranzistora je optičko staklo.

Optokapleri se koriste za kontrolu visokonaponskih izvora napajanja, prelaza sa TTL logike na neke druge...)

## h) Mikrovalne diode

Mikrovalne diode upotrebljavamo za rad na frekvencijama preko 1 (GHz). Ponekad su izvedene tako da se mogu smjestiti u koaksijalni kabel ili valovod.

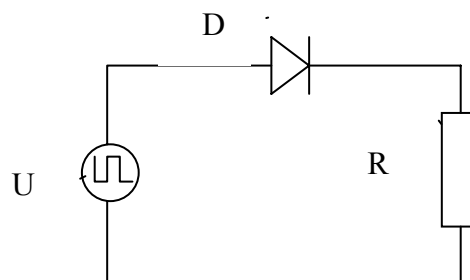
Razlikujemo:

- **Pin diode** – sastoje se od P i N tipa poluvodiča između kojih se nalazi neki tanki i slabo vodljivo (I –intrisično – bez primjesa) područje. Imaju mali kapacitet neovisan o naponu. Upotrebljavaju se kao sklopke i modulatori.
- **Schottky diode** – Imaju PN spoj načinjen izravnim spajanjem metala i poluvodiča. Upotrebljavaju se kao vrlo brze sklopke ili kao tzv. šotki tranzistori.
- **Gunn diode** – izrađuju se od GaAs i koriste za dobivanje mikrovalnih titraja.
- **Step recovery** – imaju skraćeno vrijeme zadržavanja naboja pri prijelazu iz stanja vođenja u stanje zasićenja vođenja u stanje zasićenja (nevođenja).

## DIODA KAO SKLOPKA

U impulsnim i digitalnim krugovima, dioda se uglavnom koristi kao sklopka. Pri propusnoj polarizaciji, otpor diode je relativno mali i ona može špedstavljati zatvorenu sklopku. Pri inverznoj polarizaciji, otpor diode je vrlo velik i ako zanemarimo malu inverznu struju, možemo govoriti o otvorenoj sklopki..

Impulsna svojstva diodne sklopke:



$$I_D = \frac{U_D - U_0}{R} \quad t_s \text{ vrijeme zadržavanja}$$

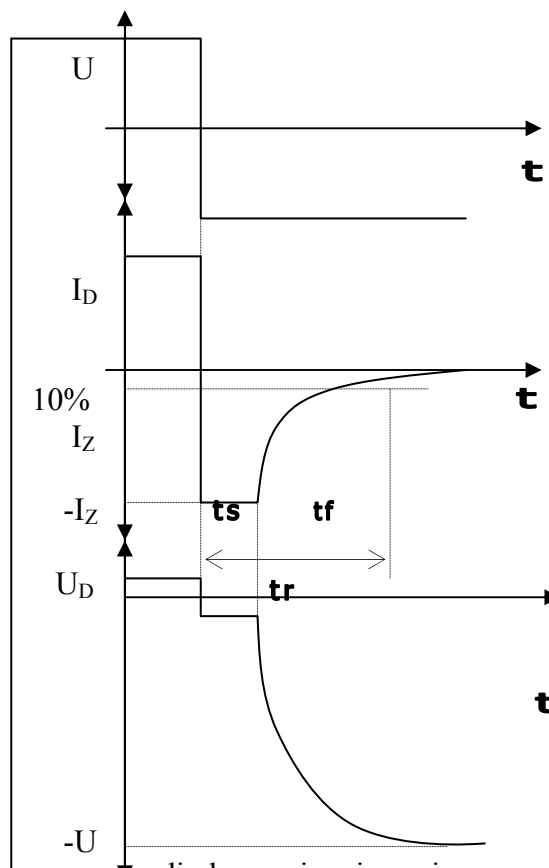
$$I_D \approx \frac{U}{R} \quad t_f \dots \text{ vrijeme pada}$$

$$I_z \approx -\frac{U}{R} \quad t_r \dots \text{ vrijeme oporavka}$$

Kad se snimaju impulsna svojstva diodne sklopke, diodu se obično priključuje na napon pravokutnog oblika. Za vrijeme propusne polarizacije, ako zanemarimo mali pad napona na diodi, struja  $I_D$  je praktički određena sa  $U/R$ .

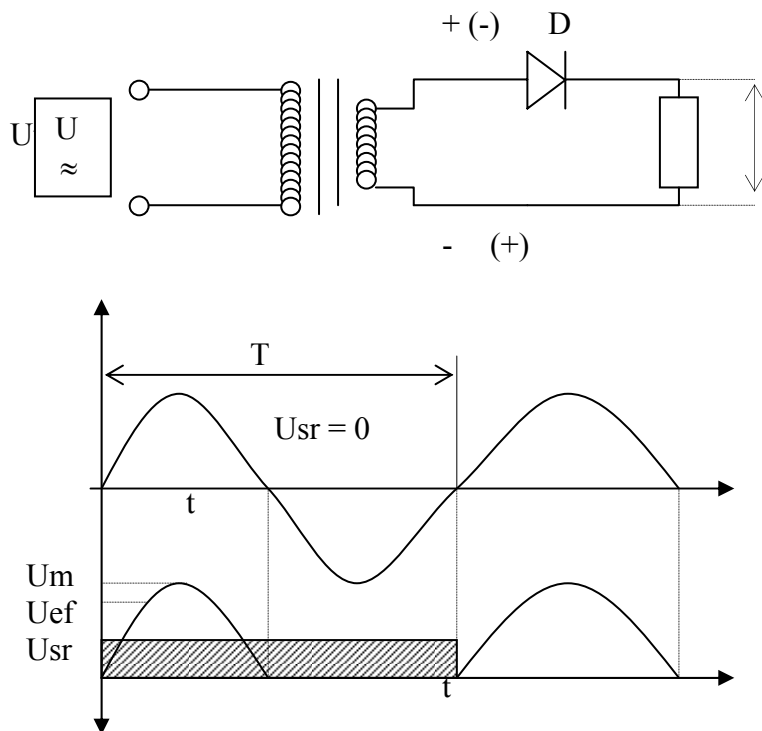
Kad napon naglo poprimi negativni iznos, dioda postaje inverzno (reverzno) polarizirana. No, " $I_z$ " će kroz diodu teći za vrijeme " $T_r$ ", dok se ne ostvari naboj sporednih nosioca koji se akumulirao u diodi tokom prolaska struje  $I_D$ . Vrijeme " $t_f$ ", po definiciji završava, kada struja padne na 10% vrijednosti struje  $I_z$ . Nakon toga, struja kroz diodu poprima iznos inverzne preostale struje. Danas postoje diode kod kojih je vrijeme " $t_r$ " smanjeno na oko  $10^{-11}$ (s). (Step recovery diode).

Vrijeme uključanja diode je znatno kraće od vremena uključanja, pa mu se i ne pridaje neki poseban značaj.



## ISPRAVLJANJE IZMJENIČNE STRUJE POLUVODIČKIM DIODAMA

### a) POLUVALNO ISPRAVLJANJE



$U_m$  – maksimalna vrijednost napona

$$U_m = \sqrt{2} U_{ef}$$

$U_{sr}$  – srednja elektrolitska vrijednost napona

$$U_{sr} = 0,45 U_{ef}$$

$U_{ef}$  – efektivna vrijednost napona

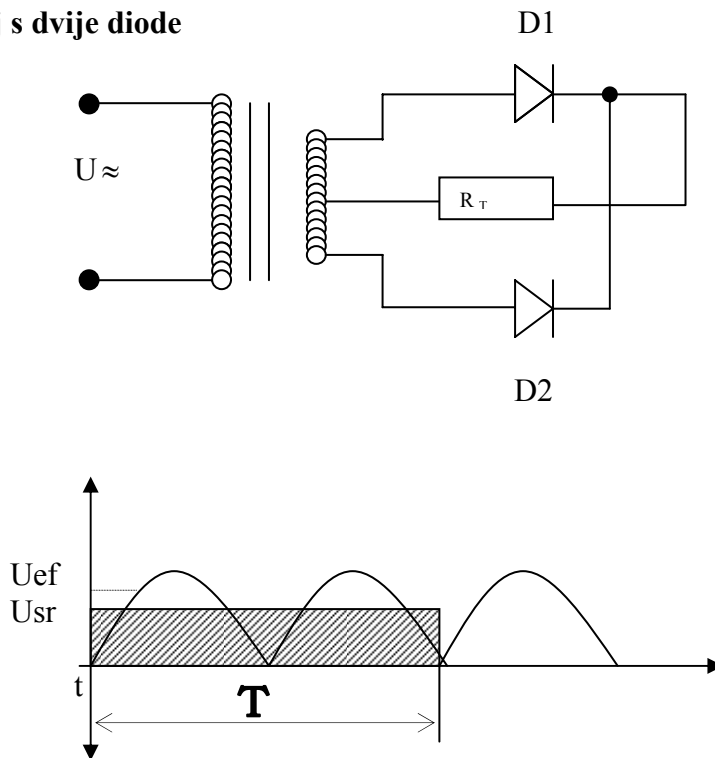
$$U_{sr} = \frac{U_m}{\pi} = 0,318 U_m$$

Za vrijeme pozitivne poluperiode kada je gornja stezaljka pozitivnija od donje, dioda je propusno polarizirana i vodi struju. Za vrijeme negativne poluperiode, dioda ne vodi i trošilo nema napon, što je razlog da se ovaj spoj rijetko koristi.

Ispravljeni napon, pored istosmjerne komponente koja je jednaka " $U_{sr}$ ", sadrži i izmjeničnu komponentu. Istosmjerna komponenta se grafički dobiva tako da se površina poluperiode, za vrijeme periode " $T$ " transformira u pravokutnik jednake površine. Tada gornja stranica pravokutnika određuje  $U_{sr}$ .

## b) PUNOVALNO ISPRAVLJANJE

### - Spoj s dvije diode



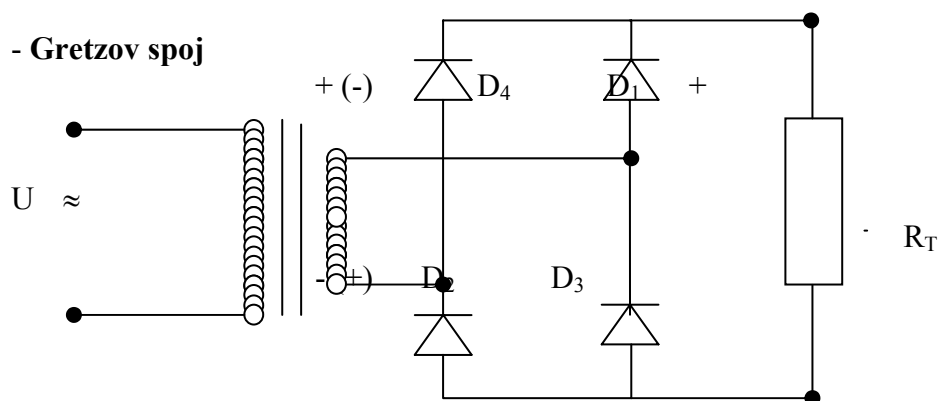
$$U_{sr} = 0,9 U_{ef}$$

$$U_{sr} = \frac{2U_m}{\pi} = 0,637 U_m$$

Za vrijeme svake periode, struja teče samo iz jedne polovice sekundara. Jednu poluperiodu vodi dioda D1, a drugu poluperiodu dioda D2. U oba slučaja struja teče u istom smjeru kroz trošilo  $R_T$ .

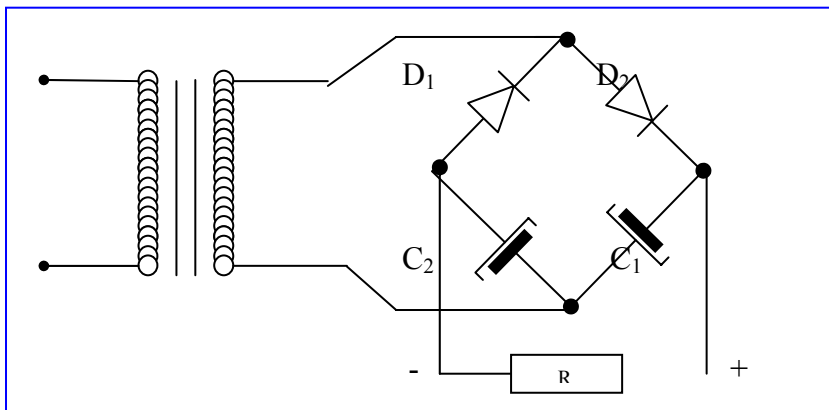
Nedostatak ovog spoja je taj što je potreban transformator sa srednjim izvodom (dvostruki broj zavoja) i dvostruki inverzni napon cijelog sekundara koji vlada na diodi koja ne vodi. Zbog toga se za punovalno ispravljanje više koristi Gretz-ov spoj.

### - Gretzov spoj



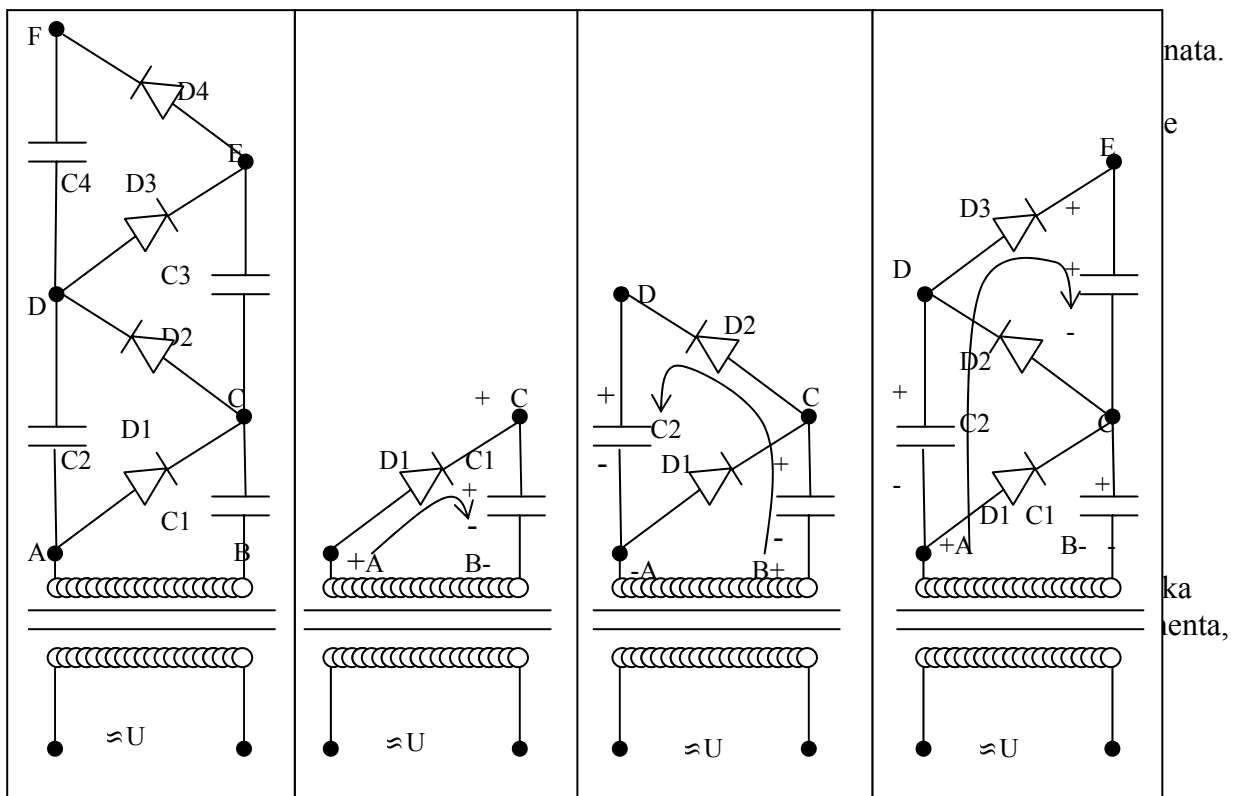


c) Umnožavanje napona – delon-ov (greinacmerov) spoj za dvostruki napon

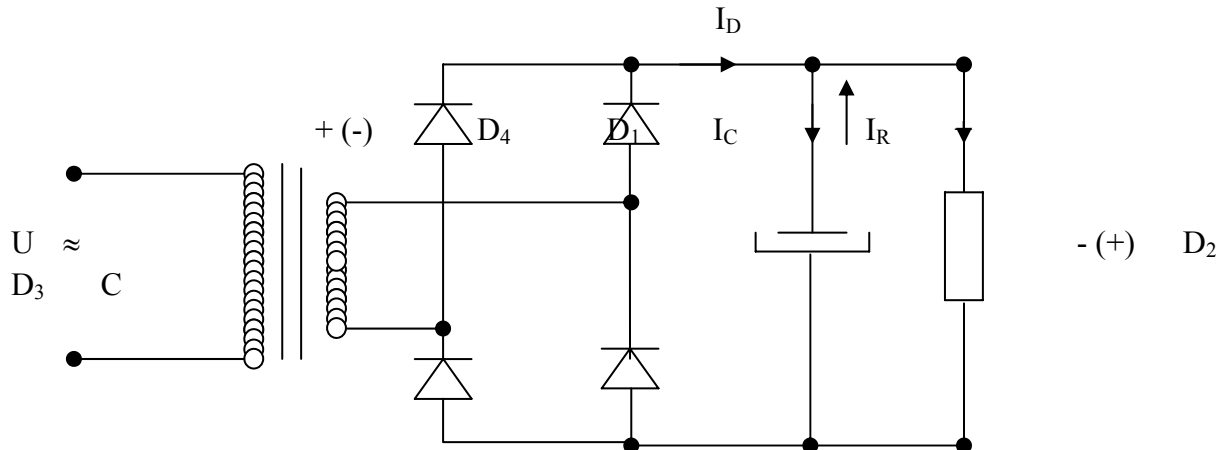


Diode  $D_1$  i  $D_2$  izmjenično nabijaju elektrolitski kondenzator  $C_1$  i  $C_2$  na napon  $U_m = \sqrt{2} U_{ef}$ . Na izlaznim stezaljkama, zbog serijskog spoja  $C_1$  i  $C_2$ , dobivamo zbroj napona na koji su se oni nabili. Izlazni napon je raspodijeljen na dva jednaka kondenzatora, pa su naponi koji oni mogu izdržati za polovinu manji od izlaznog napona. Ovaj spoj koristimo tamo gdje su nam potrebni viši naponi uz vrlo male struje.

**Kaskadni spoj**



## GLAĐENJE KONDENZATOROM



Pomoću kondenzatora koji je spojen paralelno otpornom trošilu, postižemo smanjenje napona brujanja i povećanje srednje vrijednosti, jer napon na trošilu više ne pulsira od nule do maksimalne vrijednosti. “ $\Delta U$ ” zavisi od kapaciteta “ $C$ ”, struje “ $I_T$ ” i frekvencije (načina ispravljanja) napona. Uz veći “ $C$ ”, manji “ $I_T$ ” i veću frekvenciju, valovitost struje i kut vođenja dioda biti će manji. Za vrijeme smanjenja napona, kondenzatori će se izbijati približno konstantnom strujom, pa će se i napon na njemu smanjivati linearno. U tom slučaju “ $\Delta U$ ” možemo približno izračunati slijedećom relacijom:

I...istosmjerna struja

C..kapacitet kondenzatora

$\Delta T$ ...vrijeme izbijanja kondenzatora (za punovalno ispravljanje uvrštava se vrijeme trajanja jedne poluperiode od 10 ms).

$$\Delta U = \frac{I}{C} * \Delta T$$

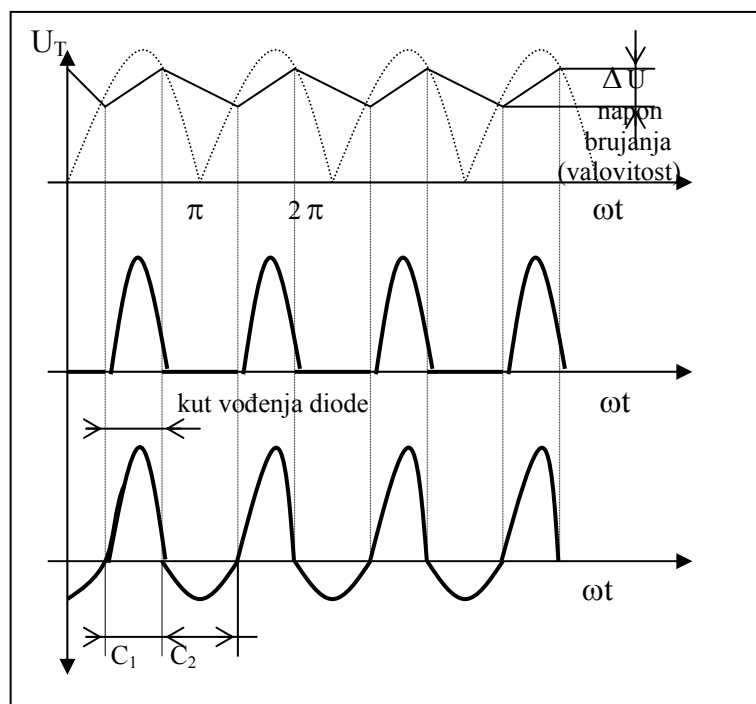
Prilikom uključivanja ispravljača, vršna

vrijednost struje

nabijanja praznog kondenzatora velikog kapaciteta može biti velika pa mogu

ispravljačke diode ako

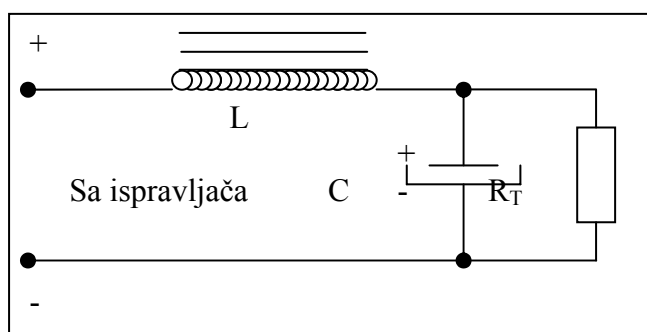
odgovarajuće dimenzionirane.



vrlo stradati

nisu

## GLAĐENJE PRIGUŠNICOM I KONDENZATOROM



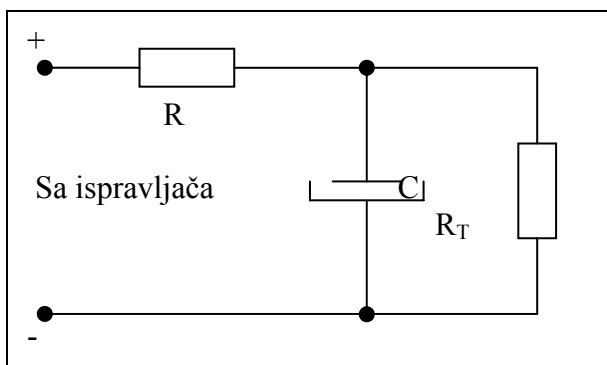
Filtersko djelovanje ovog sklopa je bolje što induktivitet "L" ima veći induktivni otpor " $X_L$ " (veći broj zavoja i veća permeabilnost jezgre) i što kondenzator "C" ima manji kapacitivni otpor (veći kapacitet).

Pri izboru prigušnice, mora se voditi računa da omski otpor zavoja ne bude prevelik jer slabi istosmjernu komponentu.

Porastom istosmjerne struje smanjuje se induktivitet prigušnice. Dobro svojstvo prigušnice je to što ona onemogućuje prenapadni porast struje, te time preuzima udarce (pikove) napona (napona samoindukcije).

## GLAĐENJE OTPORNIKOM I KONDENZATOROM

(RC filter)



Ponekad se umjesto prigušnice koristi otpornik "R". To činimo samo onda ako istosmerni pad napona na otporu "R" nije prevelik (ako nije struja trošila malena), jer "R" pored izmjenične slabi i istosmjernu komponentu napona pa potrošnja snage na njemu može biti velika.

Koi i kod "LC" filtera i ovdje nastaje djeljenje izmjenične komponente ispravljenog napona. što je veći "R" i veći "C" to ćemo veći izmjenični pad napona imati na "R", a manjina "C", sa kojeg uzimamo filtrirani napon.

Za kvalitetno filtriran napon, mogu se dva "LC" ili "RC" filtera spojiti serijski. Ukupno filtersko djelovanje takvog filtera jednako je produktu djelovanja svakog pojedinog filtera u nizu.

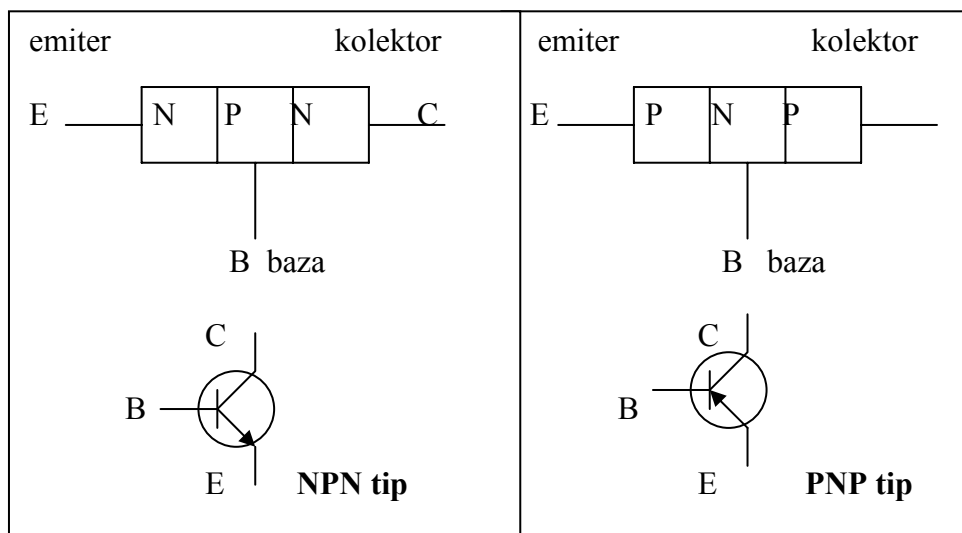
## TRANZISTORI

Prvi tranzistori pojavili su se 1948. godine kao rezultat radova američkih učenjaka **Bardeen-a** i **Brattain-a** u Bellovom telefonskom laboratoriju. Bili su točkasti tranzistori koji su zbog svojih loših osobina zamjenjeni slojnim. Zahvaljujući stalnom usavršavanju i svojim karakteristikama, gotovo svugdje su potisnuli elektronske cijevi.

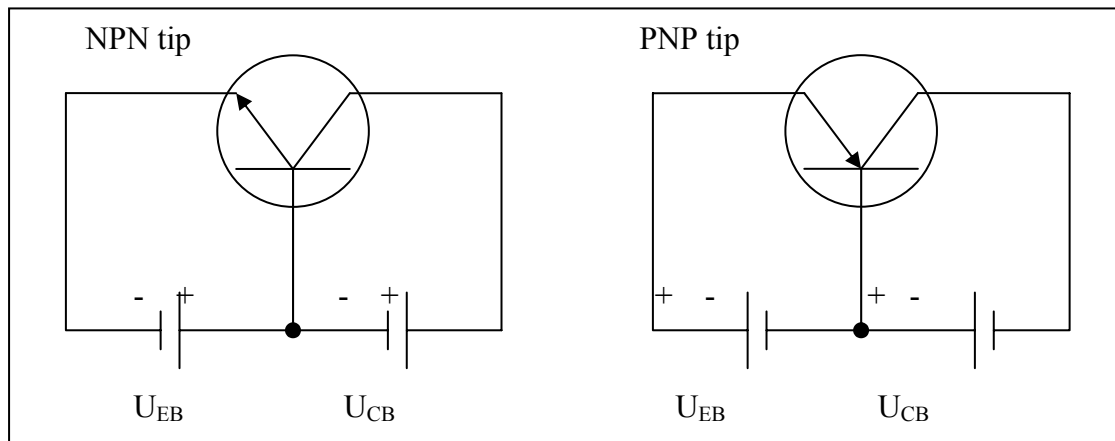
Nedostaci tranzistora su: osjetljivost na temperaturu, svjetlosno i radioaktivno zračenje, šum, nemogućnost proizvodnje vrlo snažnog (zbog niskih pogonskih napona) i nemogućnost proizvodnje tranzistora potpuno jednakih parametara (tranzistori iste oznake mogu se znatno razlikovati po svojim karakteristikama).

Tranzistori mogu biti bipolarni i unipolarni. Prvi su češći i kod njih u električnoj struji sudjeluju i elektroni i šupljine. Drugi se nazivaju tranzistori sa efektom polja (FET i MOSFET) i kod njih, ovisno o tome dali su N ili P kanalni, u električnoj struji sudjeluju ili elektroni ili šupljine (šupljine kod "P" kanalnih).

Bipolarne tranzistore možemo podijeliti na PNP i NPN tip. Oba imaju dva PN spoja, a specijalna vrsta sa samo jednim PN spojem (naziva se jednospojni tranzistor – npr. UJT ili dvobazna dioda).

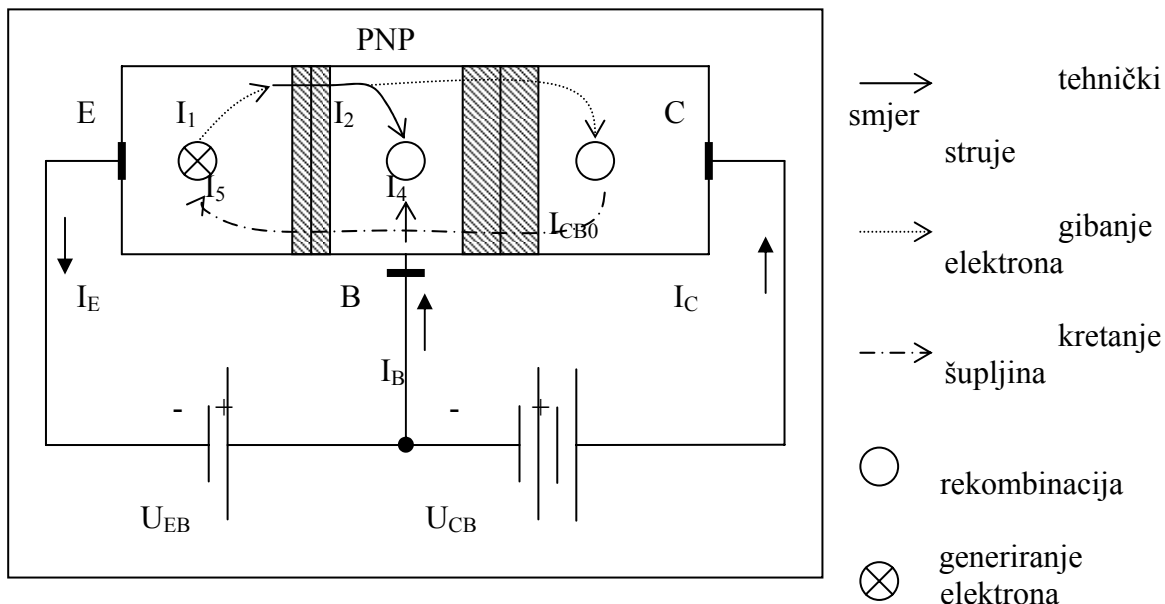


Polarizacija:



PN spoj emitera i baze je propusno polariziran, a PN spoj kolektora i baze inverzno polariziran. Indeksi oznaka priključenih napona se razlikuju ovisno o spoju tranzistora. Drugi indeks naponske oznake označava oznakom one elektrode koja je zajednička.

### PRINCIP RADA TRANZISTORA



Zbog propusne polarizacije, zaporni sloj u emitterskom krugu se je suzio, a zbog inverzne polarizacije u kolektorskom krugu se proširio. Na elektrone koji su u u emiteru glavni nosioci naboja i koji stalno dolaze iz minus pola izvora  $U_{EB}$  djeluje prilično pozitivan napon baze pa oni prolazeći kroz uzak zaporni sloj ( $I_1$ ) ulaze u bazu (P-tip). N-tip je nazvan emiter jer emitira elektrone u bazu koja je slabo dotirana (ima malo šupljina) i vrlo je tanka (tanja je od  $10 \mu\text{m}$ ), pa dolazi do vrlo slabe rekombinacije elektrona i šupljina baze.

Veći dio elektrona, difundira u N-tip kolektor ( $I_3$ ) jer za njih proširen zaporni sloj ne predstavlja prepreku (u bazi su sporedni nosioci). Kolektor svojim višim pozitivnim potencijalom privlači i sakuplja (konektira) i u njemu se vrši rekombinacija elektrona i šupljina koje dolaze iz pozitivnog pola  $U_{CB}$ .

Veći dio emitiranih elektrona dolazi na kolektor, a veoma mali dio ( $I_2$ ) se rekombinira sa šupljinama baze zbog čega teče mala struja šupljina u bazu ( $I_4$ ) kaoa nadomješta rekombinirane. Ako zanemarimo relativno malu struju baze ( $I_B$ ), možemo reći da u emitterskom krugu relativno malog otpora (propusno polariziran PN-spoj) i u kolektorskom krugu relativno velikog otpora teku prilično jednake struje ( $I_1 \approx I_3$ ).

Zbog tog svojstva tranzistor je i dobio ime, jer engleske riječi **transfer resistor** znače, prijenos otpora.

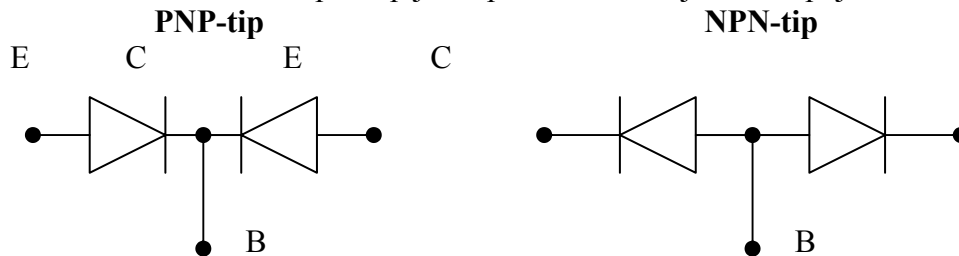
Pored struja glavnih nosioca naboja u tranzistoru teku i struje sporednih. Struju  $I_{CB0}$  (inverzna preostala struja kolektora) čine šupljine koje su sporedni nosioci u kolektoru i za njih prošireni zaporni sloj ne predstavlja prepreku. Veličinu te struje određuje malobrojnost šupljina, no povećanjem temperature može se  $I_{CB0}$  pojačati, što dodatno termički opterećuje tranzistor.

U tranzistoru teče još i struja šupljina ( $I_S$ ) iz baze u emiter zbog suženja zapornih sloja. Ona je relativno mala, jer je baza slabo dotirana.

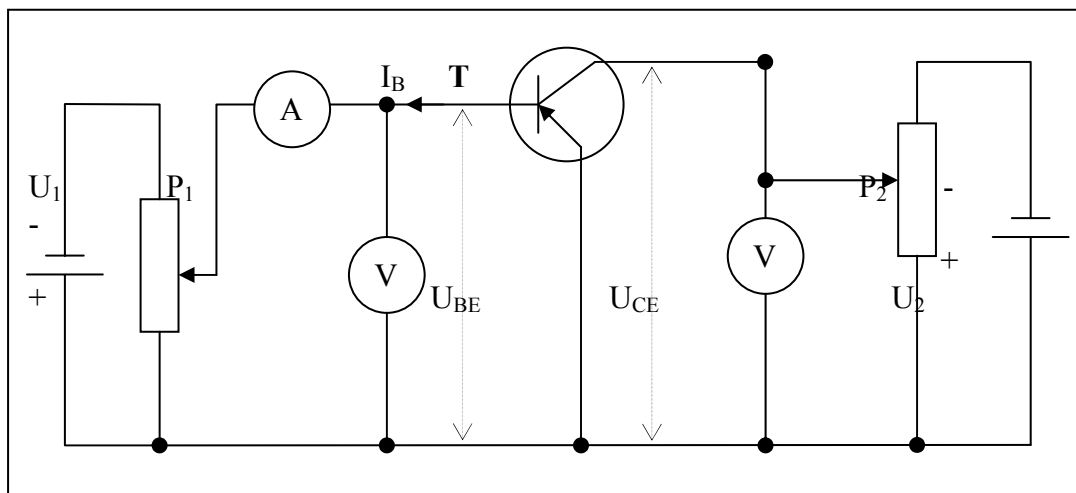
Princip rada PNP tranzistora je sličan navedenom principu s razlikom što kod PNP tranzistora imamo glavne nosioce naboja šupljine, a također je i obrnut polaritet priključenih napona.

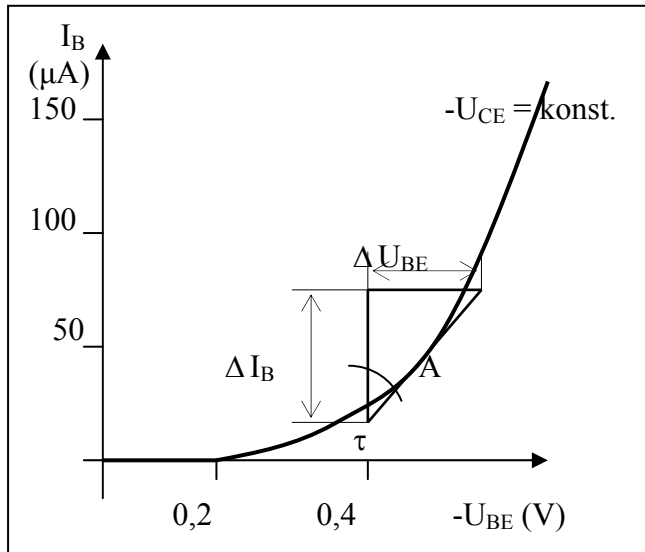
### Ekvivalentna shema tranzistora

Tranzistor se može principijelno prikazati sa dvije diode spojene na slijedeći način:



### SKLOP ZA SNIMANJE ULAZNE KARAKTERISTIKE Ge PNP TRANZISTORA U SPOJU ZAJEDNIČKOG EMITERA





$r_u$  = dinamički ili diferencijalni ulazni otpor

A = radna točka

$\tau$  = kut (tau)

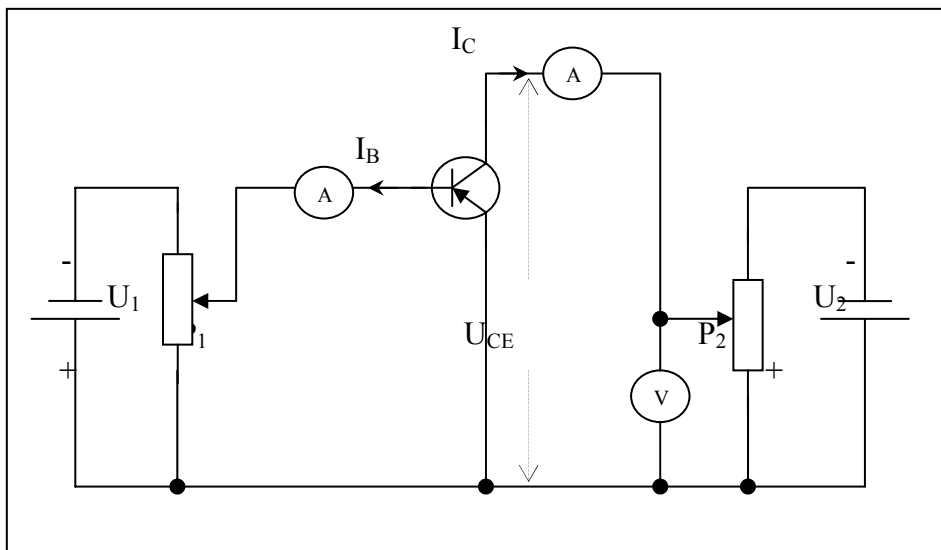
$$r_u = \operatorname{tg} \tau = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} \text{ /uz uvjet } U_{CE} \text{ konstantno.}$$

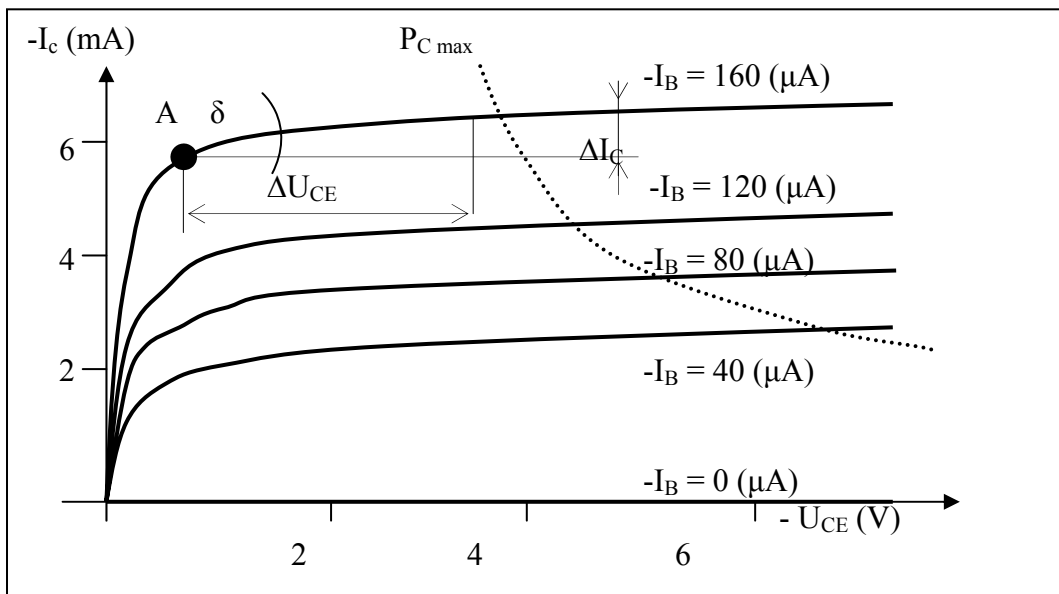
Ulazna karakteristika pokazuje ovisnost između ulazne struje “ $I_b$ ” i ulaznog napona “ $U_{be}$ ” uz konstantni napon kolektora “ $U_{ce}$ ”. To je nelinearna eksponencijalna karakteristika propusno polarizirane diode (emiter-baza). Promjenom “ $U_{ce}$ ”, bitno se ne mijenja oblik i nagib krivulje, pa se zato crta samo jedna ulazna karakteristika.

Ulazni otpor bipolarnog tranzistora je niskoomski i kreće se između 50 ( $\Omega$ ) i 5 (k  $\Omega$ ). Zbog toga se na tom otporu troši određena snaga pa kažemo da je bipolarni tranzistor strujno upravljani element. U tom otporu učestvuje i omski otpor baze ( $r_{bb}$ ) koji postoji zbog vrlo tanke žiće navarene na vrlo tanku i slabo dotiranu bazu. Pri snimanju karakteristike temperatura tranzistora mora biti konstantna.

Dogovorno se s negativnim predznakom označavaju naponi i struje ako napon tjera struje izvan tranzistora (četverpol”, a pozitivnim ako je obrnuto).

### SKLOP ZA SNIMANJE IZLAZNIH KARAKTERISTIKA Ge PNP TRANZISTORA U SPOJU ZAJEDNIČKOG EMITERA





$$g_i = \text{tg } \delta =$$

$$\frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ (S) uz } I_B = \text{konst.}$$

$$P_{C \max} = U_{CE \max} \times I_{C \max} \text{ (W)}$$

$g_i$  ... izlazna vodljivost tranzistora

$P_{C \max}$  ... maksimalna snaga (disipacija) tranz.

Da bismo dobili prvu krivulju, pomoću potenciometra  $P_1$  podesimo da struja  $I_B$  bude jednaka nuli ( $I_B=0$ ), zatim podizanjem klizača potenciometra  $P_2$  iz najdonjeg položaja, povećavamo  $U_{CE}$ . Podatke o izmjerenoj  $I_c$  uz pripadni  $U_{CE}$  unosimo u grafikon, te spajanjem odgovarajućih točaka, dobivamo krivulju.

Druge i slijedeće krivulje dobivamo izborom druge  $I_B$  uz isti daljnji postupak.

Izlazne karakteristike pokazuju ovisnost između izlazne struje kolektora  $I_c$  i napona  $U_{CE}$  uz  $I_B$  kao parametar.

Za  $I_B=0$ , kroz tranzistor će teći relativno mala preostala struja kolektora  $I_{CE0}$ , koja je za faktor strujnog pojačanja ( $\beta$ ) veći od  $I_{CB0}$  koja teče u spoju zajedničke baze.

Za  $I_B>0$ , nakon početnog strmog uspona, karakteristike postaju skoro paralelne ili **ekvidistantne**. U tom području tranzistor ima veliki izlazni otpor (od nekoliko oma do 50 k $\Omega$ ) jer za velike promjene  $U_{CE}$  imamo male promjene  $I_c$ .

Hiperbola maksimalne snage, otprilike pokazuje maksimalno dopustivi napon i struju kod kojih tranzistor nije preopterećen. Radna točka "A" se mora nalaziti ispod  $P_{C \max}$ .



## PRIJENOSNE KARAKTERISTIKE Ge PNP TRANZISTORA U SPOJU ZAJEDNIČKOG EMITERA

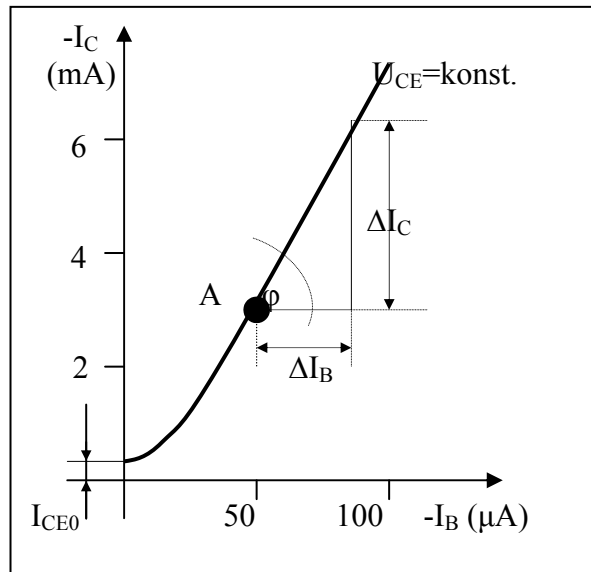
$\beta$ ... faktor strujnog pojačanja

$$\beta = \operatorname{tg} \varphi = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} / U_{CE} = \text{konst}$$

Prijenosna karakteristika pokazuje da se na kolektorsku struju utjecati relativno malom strujom

Ova karakteristika naziva se prijenosna, jer prikazuje prijenos promjena struje baze na kolektor. je karakteristika skoro pravac  $\beta$  ima konstantnu vrijednost bez obzira na točku. Tranzistor ima veće strujno pojačanje ako za manje promjene  $I_B$  dobijemo puno veće promjene  $I_C$ .

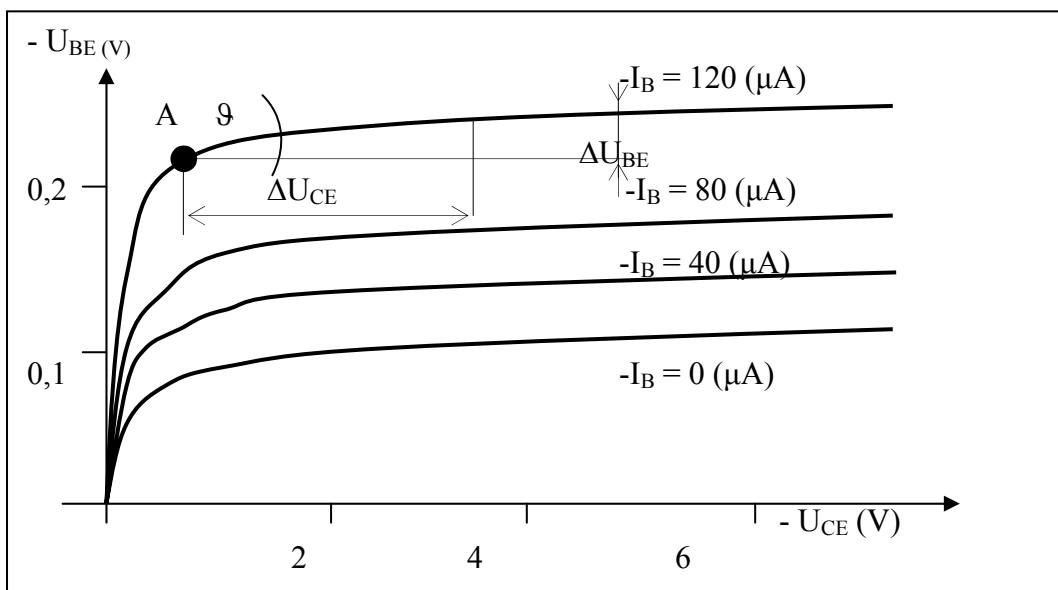
Strujno pojačanje  $\beta$  može iznositi od nekoliko desetaka puta, preko 100 do 200 (standardni tranzistori), do 2500, kod specijlsno odabranih primjeraka.



može baze.

Pošto gotovo radnu

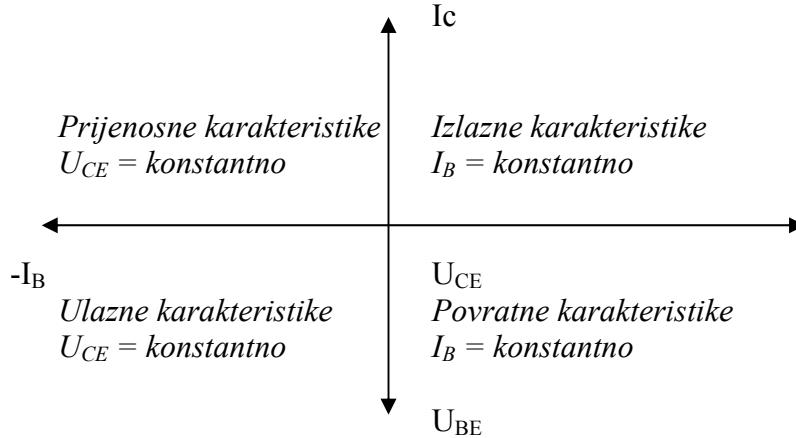
## POVRATNE KARAKTERISTIKE ISTOG TRANZISTORA



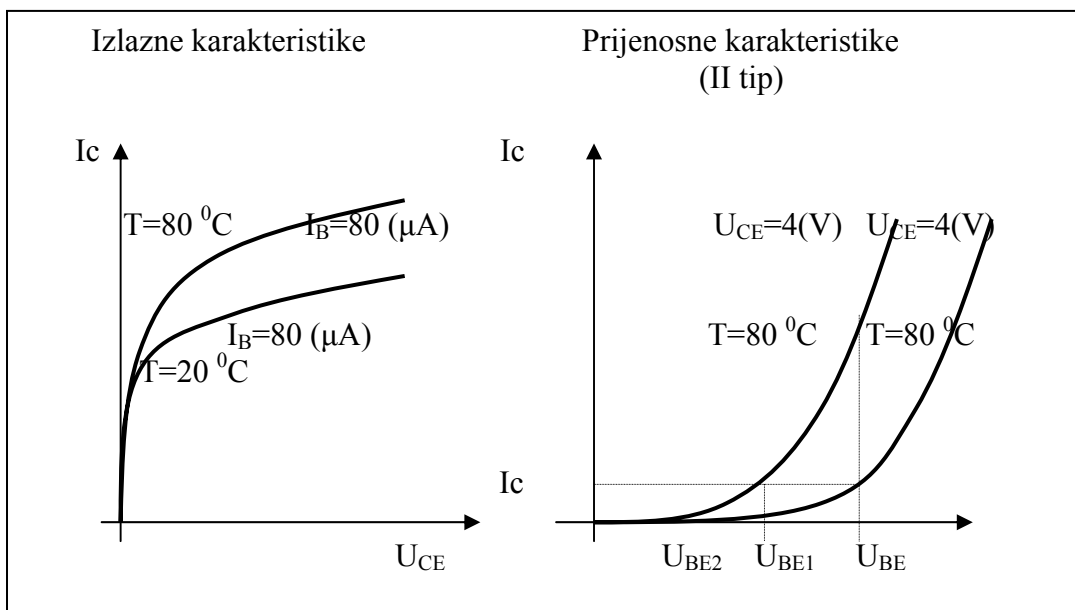
$$\text{tg } \vartheta = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} / \text{uz uvjet } \Delta I_B = \text{konstantno}$$

Ove karakteristike pokazuju povratno djelovanje izlaznog napona  $U_{CE}$  na ulazni napon  $U_{BE}$ . U radnom području karakteristike su gotovo paralelne i ekvidistantne, što znači da je povratno djelovanje slabo.

Smještaj pojedinih karakteristika u pravokutnom koordinatnom sustavu:



## UTJECAJ TEMPERATURE NA STATIČKE KARAKTERISTIKE



Povećanjem temperature raste  $I_{CE0}$ , što izaziva porast struje  $I_c$ , iako je  $I_B$  konstantno. Povećanjem temperature smanjuje se  $U_{BE}$  koja je potrebna za održanje konstantnim struje  $I_c$ .

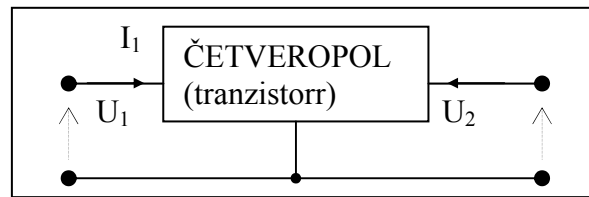
## TRANZISTOR KAO ČETVEROPOL

Četveropol je bilo koji sklop ili element koji ima dva izvoda za ulazni signal i dva izvoda za izlazni signal. Unutrašnjost četveropola nije bitna i četveropol se može poistovijetiti sa "crnom kutijom" koja može biti i vrlo komplicirana.

Postoje pasivni i aktivni četveropoli. Pasivni ne sadrže energetski izvor (filteri, atenuatori- oslabljivači, transformatori itd.), a aktivni ga sadrže (pojačala, stabilizatori napona, radio-prijemnici..).

Osnovni uvjet da bi se tranzistor mogao promatrati kao aktivni četveropol je postojanje linearnih odnosa koje u praksi imamo samo ako se radi o malim signalima. Električne osobine četveropola potpuno su određene sa četiri promjenjive veličine:

- $I_1$ ...ulazna struja
- $U_1$ ...ulazni napon
- $I_2$ ...izlazna struja
- $U_2$ ...izlazni napon



Dogovorno se smjerovi struja crtaju prema četveropolu i tada imaju pozitivan predznak.

### h - PARAMETRI

Tranzistor se u NF krugovima predstavlja kao aktivni linearni četveropol, h – parametrima. Za razliku od drugih parametara, h parametri su pogodni za mjerenje, jer imaju nezavisno promjenjive veličine  $I_1$  ni  $U_2$ .

U VF tehnici, upotrebljavaju se admintantni "y" parametri, a ponekad i impedantni "Z" parametri. Rijetko kod tranzistora koristimo "g" i "r" parametre, a "a" i "b" se ne koriste.

Budući da "h" parametri imaju različite dimenzije, još se nazivaju mješani ili hibridni parametri.

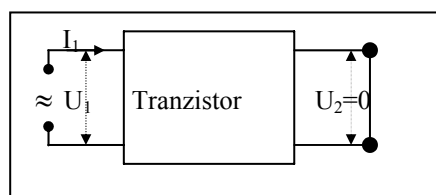
$$\begin{aligned} \text{Definiranje parametara: } U_1 &= f_1(I_1, U_2) \\ I_2 &= f_2(I_1, U_2) \end{aligned}$$

Totalnim diferencijalom i parcijalnom derivacijom, dobiva se:

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} U_2 \\ I_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} U_2 \end{aligned}$$

Z aspoj zajedničkog emitera vrijedi:  $U_1 = U_{BE}$        $i_1 = i_B$   
 $U_2 = U_{CE}$        $i_2 = i_C$

$$\begin{aligned} U_{BE} &= h_{11} i_B + h_{12} U_{CE} \\ i_C &= h_{21} i_B + h_{22} U_{CE} \end{aligned}$$

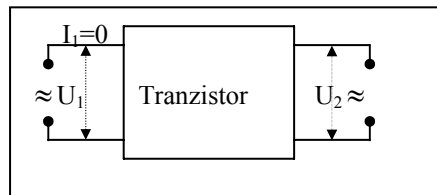


$$h_{11e} = \frac{U_1}{i_2} (\Omega) / U_2 = 0 = \frac{U_{BE}}{i_B} / u_{CE} = 0 = \text{tg } \tau$$

$h_{11e}$  predstavlja prividni ulazni otpor – impedanciju tranzistora uz kratkospojene izlazne stezaljke. Onodgovara “tg  $\tau$ ” ulazne karakteristike.

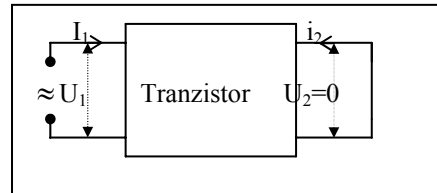
$$h_{12e} = \frac{U_1}{U_2} / i_1 = 0 = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} / i_B = 0 = \text{tg } \vartheta$$

$h_{12e}$  predstavlja faktor naponske povratne veze uz otvorene ulazne stezaljke. Odgovara “tg  $\vartheta$ ” povratne karakteristike



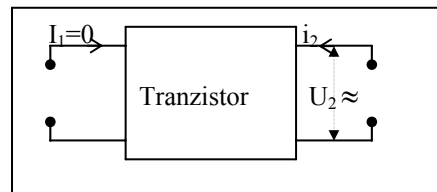
$$h_{21e} = \frac{i_2}{i_1} / U_2 = 0 = \frac{i_C}{i_B} / U_{CE} = 0 = \text{tg } \varphi$$

$h_{21e}$  je faktor strujnog pojačanja tranzistora uz kratko spojene izlazne stezaljke tranzistora. Odgovara “tg  $\varphi$ ” prijenosne karakteristike.. Nema jedinicu kao ni “ $h_{12e}$ ”.



$$h_{22e} = \frac{i_2}{U_2} (S) / i_1 = 0 = \frac{i_C}{U_C} / i_B = 0 = \text{tg } \tau$$

$h_{22e}$  predstavlja prividnu ulaznu vodljivost – admintanciju uz otvorene ulazne stezaljke. Odgovara “tg  $\tau$ ” izlazne karakteristike.



U literaturi se h – parametri označavaju i ovim oznakama:

$$h_{11} = h_i \quad h_{21} = h_f \quad h_{12} = h_r \quad h_{22} = h_o$$

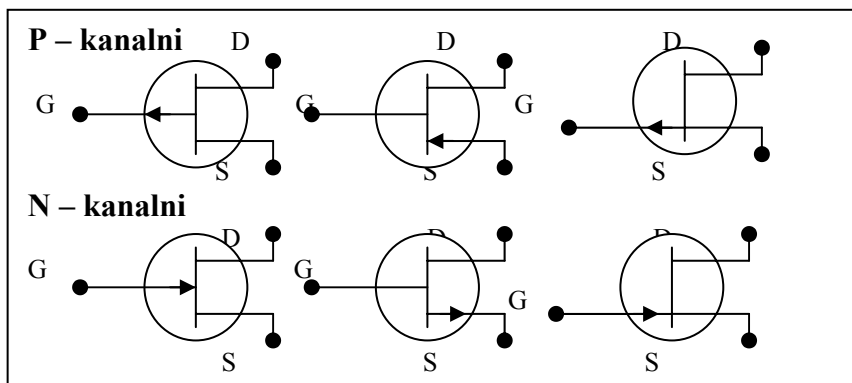
## TRANZISTORI S EFEKTOM POLJA

Osnovna karakteristika unipolarnih tranzistora – tranzistora s efektom polja je ta što u električnoj struji sudjeluju isključivo glavni nosioci naboja i pri tome na svom putu ne prolaze kroz zaporni sloj. Glavnim nosiocima se upravlja električnim poljem – naponom, a ne strujom kao kod bipolarnih tranzistora. Zbog toga su ovi tranzistori slični elektronskim cijevima kojima se također upravlja gotovo bez utroška energije.

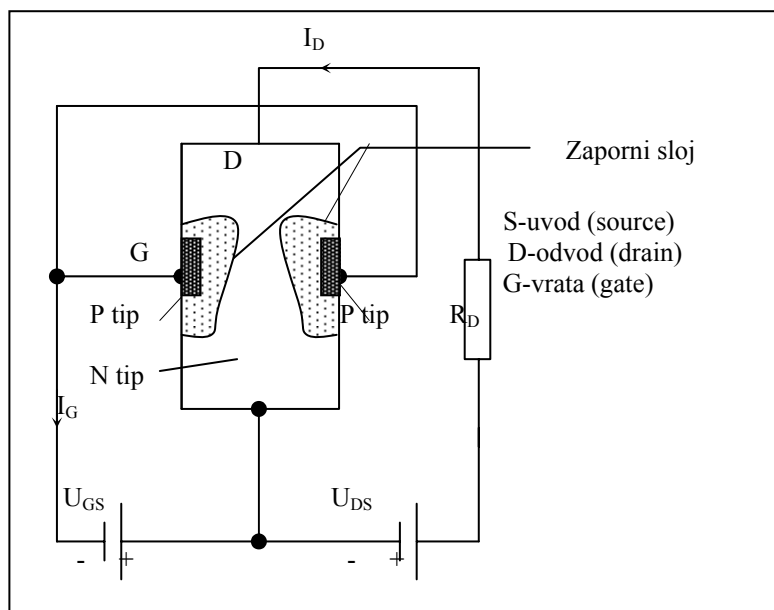
Unipolarne tranzistore dijelimo u dvije osnovne grupe. U prvu spada *spojni FET (ili J FET)*, a u drugu grupu *MOS FET (ili IG FET)* koji ima izoliranu upravljačku elektrodu.

### SPOJNI FET TRANZISTOR

Simboli:



Princip rada:



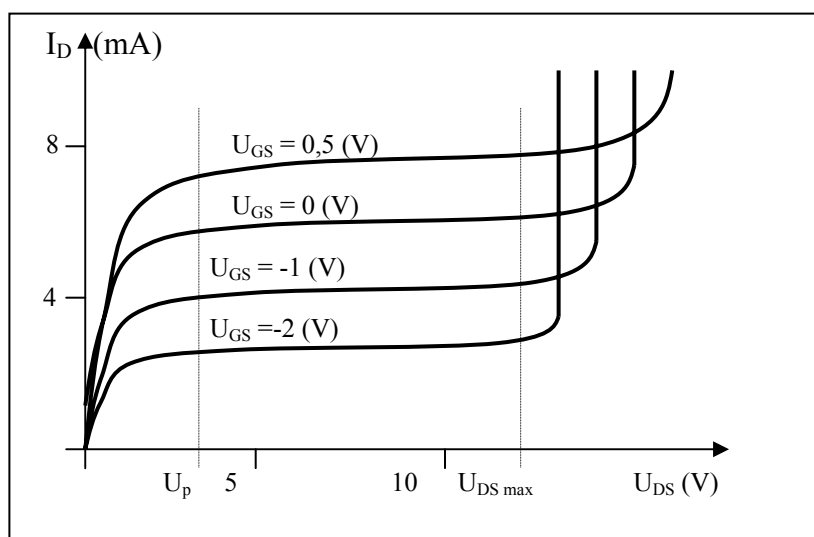
Na krajevima pločice niskoomskog N-tipa “Si”, priključeni su metalni kontakti “S” i “D”, a na sredini pločice, nanešene su s dvije strane primjese trovalentnog indija i tu se formira dobro vodljivi P-tip.

Narinuti napon  $U_{GS}$  PN-spojeve inverzno polarizira i u zapornim slojevima, zbog električnog polja, nema pokretnih nosioca naboja (ne može teći struja elektrona). Poveća li se  $U_{GS}$ , zaporni sloj se širi uglavnom na slabo vodljivu stranu N-tipa. Na taj način se sužuje efektivna površina za vođenje struje u tako formiranom kanalu između uvoda i izvoda. Potpuno zatvaranje i sužavanje kanala nije moguće, jer bi pad napona koji uzrokuje sužavanje kanala pao na nulu.

Uz konstantan napon  $U_{DS}$ , promjenom  $U_{GS}$ , tj. efektom polja, ( $I_G$  je zanemarivo mala), možemo regulirati struju  $I_D$  kroz FET (J FET).

Kanal je uži bliže elektrodi “D” jer je tu napon inverzne polarizacije najviši. Zbog zaporne polarizacije, ulazni otpor spojnog FET-a (J FET-a) između elektroda G i S je vrlo veliki (reda veličina gigaoma).

### KARAKTERISTIKE N-KANALNOG SPOJNOG FET-a U SPOJU ZAJEDNIČKOG UVODA



U području malih napona  $I_D$  raste linearno s naponom  $U_{DS}$ . Taj dio karakteristike nazivamo **nezasićeno, omsko ili triodno područje**. Povećanjem  $U_{DS}$  zbog veće  $I_D$  raste i pad napona u kanalu. On se zužuje, struja više ne raste linearno i krivulje dobivaju **koljeno**. Kad se oba zaporna sloja gotovo dotaknu nemamo više porast struje i ta horizontalna područja karakteristike gdje Y FET ima veliki izlazni otpor i može služiti kao generator konstantne struje, nazivamo **zasićenje**.

Napon  $U_{DS}$  kod kojeg je dosegnuta struja zasićenja za  $U_{GS} = 0$ , nazivamo **napon dodira**  $U_p$ . Ako se napon poveća iznad  $U_{DS \max}$ , dolazi do proboja između G i D i uništavanja FET-a.

Prema krivuljama zaključujemo da povećavanjem negativnosti vratiju dolazi do većeg stezanja (kontrakcije) vodljivog dijela kanala što uvjetuje smanjenje struje  $I_D$ . Za  $U_{GS} = 0,5$  (V)  $I_D$  je nešto veća zbog propusno polariziranih PN prijelaza. Napon proboja  $U_{DS}$  se smanjuje za isti iznos kako se  $U_{GS}$  povećava u negativnom smislu.

## MOS FET TRANZISTORI

Osnovna razlika između J FET-a i MOS FET-a je u tome što je kod MOS FET-a upravljačka elektroda odijeljena od kanala tankim slojem  $\text{SiO}_2$  (kvarc ili kremen) ili  $\text{Al}_2\text{O}_3$  koji potpuno spriječava struju  $I_G$  ( $I_G$  teži ka nuli), pa imamo kondenzatorsko djelovanje. Zbog toga je ulazni otpor MOS FET-a veoma veliki.

Napon upravljačke elektrode može promijeniti polaritet a da ne dođe do struje  $I_G$ . To svojstvo nemaju nijedni drugi tranzistori (uključujući i J FET), niti elektronske cijevi, a ulaz i izlaz dvaju stupnjeva mogu se galvanski vezati.

MOS FET tranzistori mogu biti "P" i "N" kanalni, a oba tipa mogu biti *samozaporni* i *samovodljivi* (P kanalni samovodljivi MOS FET se ne koristi).

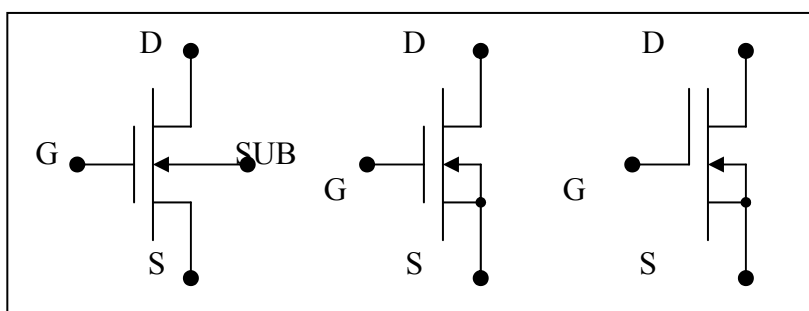
Kod samozapornog tipa za stvaranje kanala i vođenja struje dolazi teka kada se MOS FET obogati glavnim nosiocima naboja.

Kod samovodljivog, kanal je potrebno osiromašiti glavnim nosiocima naboja da bi MOS FET prestao voditi.

Ekperimentalno je utvrđeno da površina "Si" na spoju " $\text{SiO}_2$ " ima tendenciju da postane poluvodič N-tipa. Ako se radi o N-tipu, tada površina postaje još izraženiji (obogaćeni) N-tip. Kod P-tipa, površina će biti slabije izražen P-tip ili čak N-tio, pa kažemo da nastaje inverzija. Sve to vrijedi za  $U_{GS} = 0$ . Ako je  $U_{GS} \neq 0$ , nastati će inverzija ili će se postojeća inverzija pojačati ili slabiti. To su bitni preduvjeti za rad MOS FET-a.

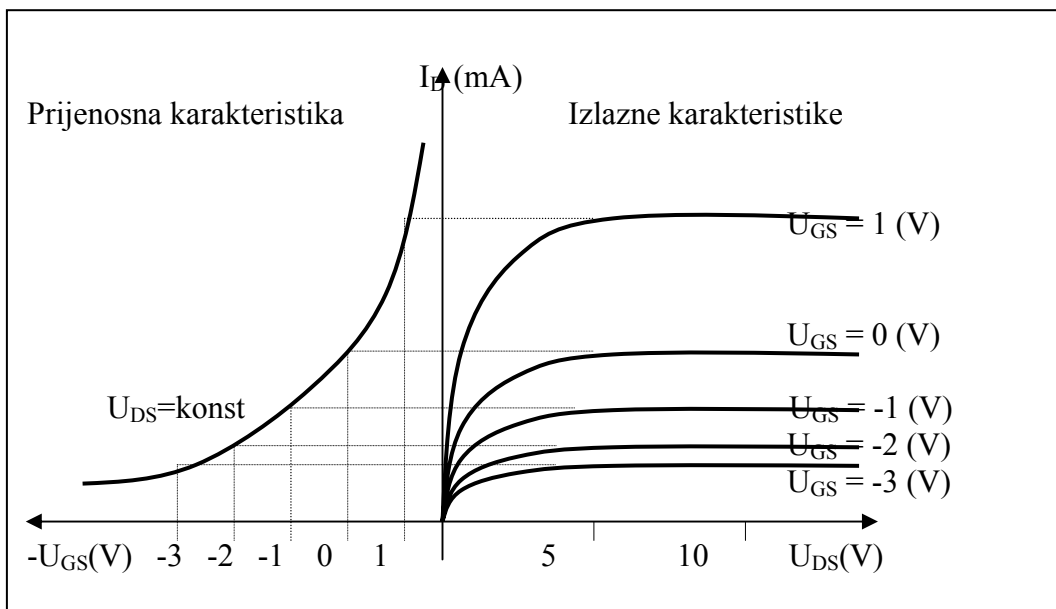
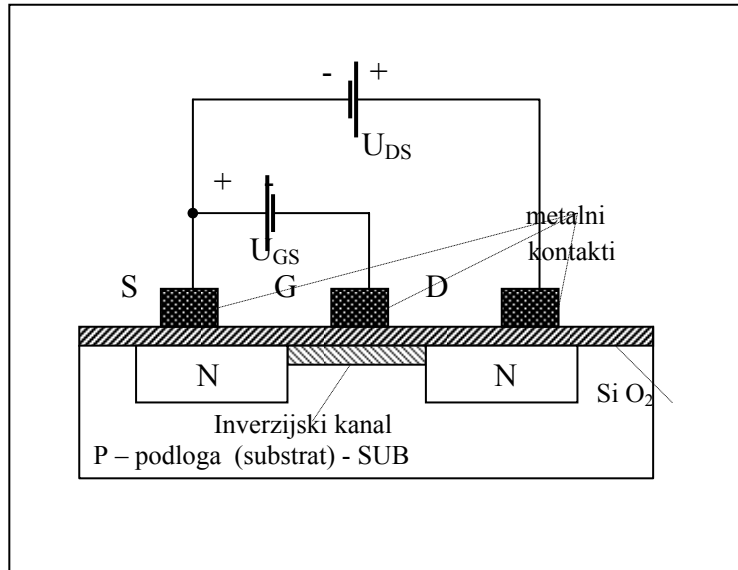
### N – KANALNI SAMOVODLJIVI MOS FET (OSIROMAŠENI TIP)

Simboli:



Izvod SUB može imati ulogu aktivne elektrode i tada se označava i sa "B" (BU) ili  $G_2$ .

Grada:



Ako je koncentracija primjesa u P-tipu mala uz  $U_{GS}=0$ , postoji inverzni kanal na spoju podloge  $Si O_2$  kroz koji može teći struja  $I_D$  pa se ovaj tip MOS FET-a naziva samovodljivi

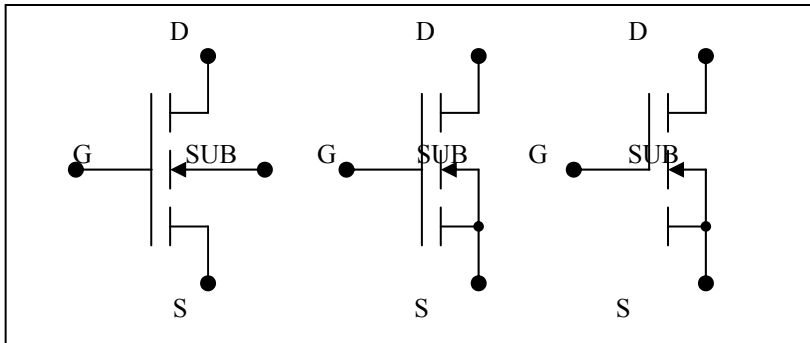
Povećanjem negativnog napona na G, elektroni će biti odbijani od površine i kanal će osiromašiti elektronima, što će rezultirati smanjenjem struje  $I_D$ . Rad je moguć dok inicijalni inverzni kanal kod našeg negativnog napona na G ne nestaje.. Uz  $U_{GS} = 1$  (V), kanal će se obogaćivati eelektronima i struja  $I_D$  će biti veća.

N-kanalni MOS FET može voditi u osiromašenom i obogaćenom modu.

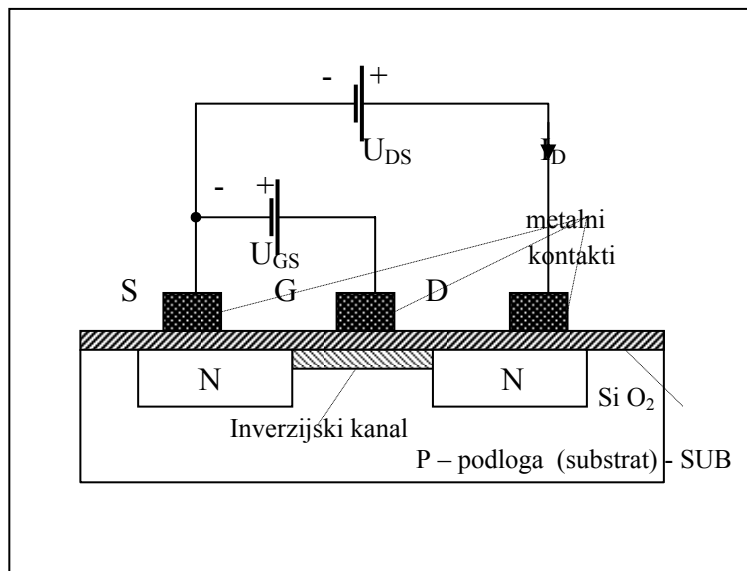


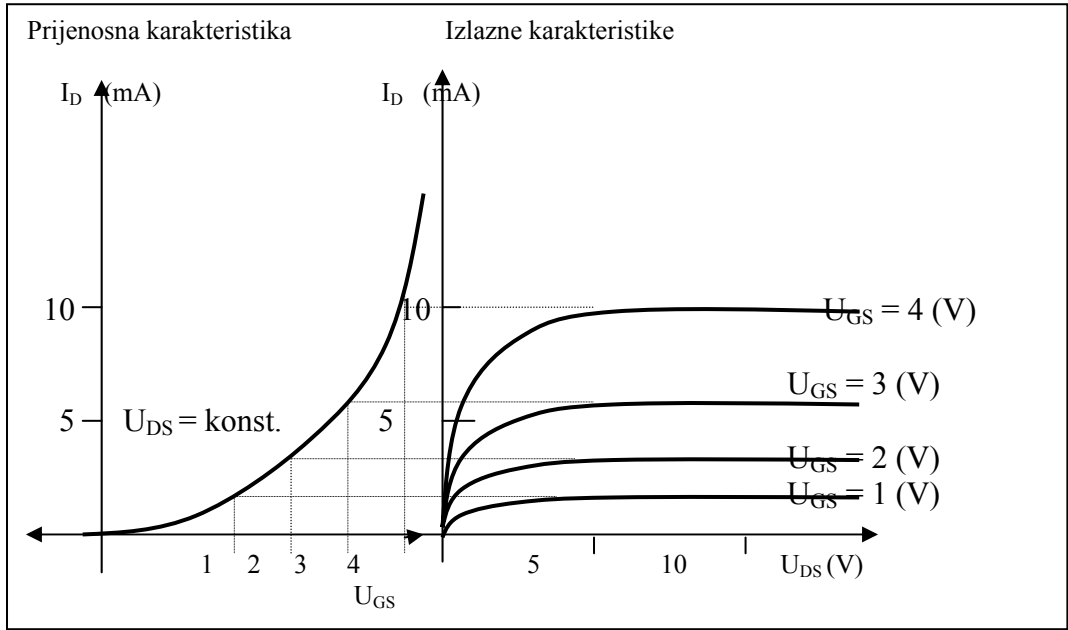
# N KANALNI SAMOZAPORNI MOS FET (OBOGAĆENI TIP)

Simboli:



Građa:



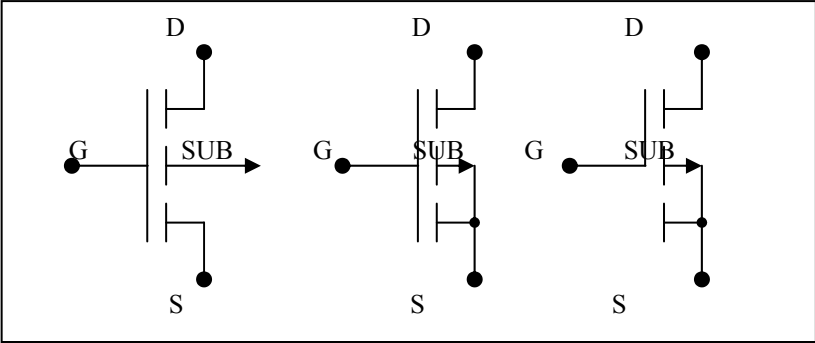


Ako je koncentracija primjesa u P-tipu velika, ne može nastati inverzijski kanal i ne teče struja  $I_D$  za  $U_{GS} = 0$ . Zbog toga ovaj MOS FET nazivamo samozaporni.

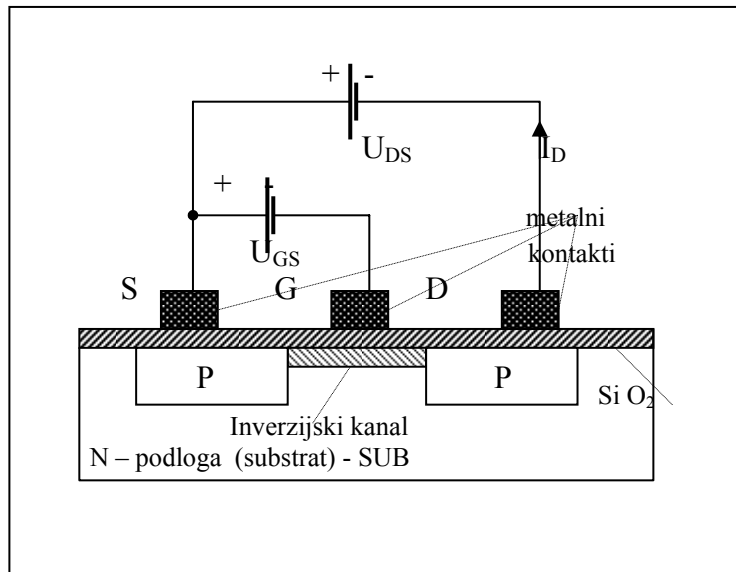
Do stvaranja kanala dolazi uz  $U_{GS} > 0$ , tj kada pozitivan napona na “G” obogati površinski sloj elektronima i stvori inverzijski kanal. Povećanjem  $U_{GS}$  inverzijski kanal se širi i kroz MOS FET teče veća struja..

**P KANALNI SAMOZAPORNI MOS FET  
(OBOGAĆENI TIP)**

Simboli:



Principijelna slika:



Za  $U_{GS} = 0$  elektroni substrata su privučeni na spoj N-tipa  $SiO_2$  i struja kroz MOS FET nije moguća jer ne postoji inverzijski spoj kroz koji bi mogli prolaziti glavni nosioci naboja iz jednog tipa u drugi. Tek kod određenog malog negativnog napona gejta ili vratiju, doći će do privlačenja šupljina i u N-tipu će nastati uzak inverzijski kanal P-tipa, kroz koji može teći struja šupljina. Pošto se pomoćun vanjskog negativnog napona  $U_{GS}$  stvara inverzijski vodljivi sloj obogaćen šupljinama, ovaj tip MOS FET-a nazivamo obogaćeni samozaporni MOS FET..

Karakteristike su slične karakteristikama N-kanalnog samozapornog MOS FET-a.

## PARAMETRI UNIPOLARNIH TRANZISTORA

**STRMINA:**

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \text{ (mS) / uz uvjet } \Delta U_{DS} = 0$$

Ako za manju promjenu  $U_{GS}$ , dobijemo veću promjenu  $I_D$ , imati ćemo strmiju prijenosnu karakteristiku i u određenom omjeru veće naponsko pojačanje.

Strmina ovisi o položaju radne točke i o frekvenciji. J FET imaju strminu od 1 do 4 (mS), a MOS FET-i od 0,1 do 10 (mS).

## DINAMIČKI IZLAZNI OTPOR

$$r_i = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \text{ (M}\Omega\text{)} / \text{uz uvjet } \Delta U_{GS} = 0$$

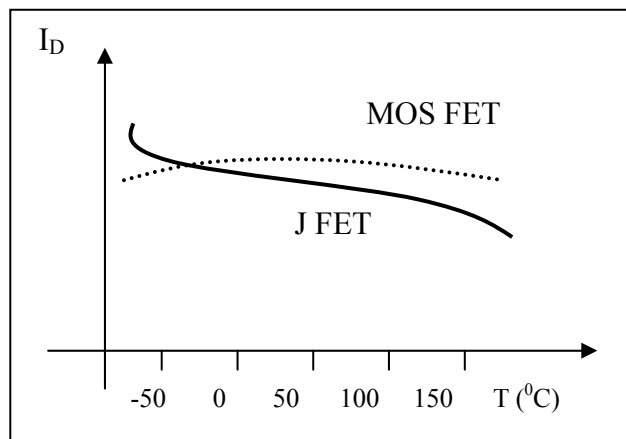
U nezasićenom području je relativno malen (par k $\Omega$ ) a u zasićenom iznosi 0,1 do 1 (M $\Omega$ ).

## FAKTOR NAPONSKOG POJAČANJA

$$\mu = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} / \text{uz konstantno } \Delta I_D = 0$$

## UTJECAJ TEMPERATURE NA UNUPOLARNI TRANZISTOR

Povećanjem temperature, otpor kanala se povećava zbog smanjenja vodljivosti glavnih nosioca naboja usljed povećanog broja njihovih međusobnih srazova. S druge strane, kod J FET-a dolazi do povećanja  $I_G$  što dovodi do međusobne djelomične kompenzacije. Međutim dominantniji je prvi utjecaj. PTC predstavlja značajnu prednost unipolarnih tranzistora, jer se temperatura automatski stabilizira i nema tolike opasnosti od tzv. "termičko bijega" kao kod bipolarnih tranzistora, uz uvjet da se ne prijeđe dozvoljena vrijednost  $P_{D \max}$ .



## SPECIJALNE VRSTE MOS FET-a

- V MOS** – se naziva vertikalni MOS jer je upravljačka elektroda načinjena u obliku slova “V”, a i struja  $I_D$  teče vertikalno. Glavne prednosti V MOS-a u odnosu na bipolarnu tranzistore jesu dobro podnošenje zagrijavanja i linearne karakteristike. Upotrebljavaju se kao pojačavački elementi i kao brze sklopke veće snage uz vrlo male pobudne signale.
- MNS** – su građeni kao MOS FET-i no umjesto Si O<sub>2</sub> imaju izolirajući sloj od nitrida koji ima višu probojnu čvrstoću. Koriste se za rad na višim naponima npr. u TV prijemu.

## UTJECAJ ŠUMA KOD UNIPOLARNIH TRANZISTORA

Toplinski šum nastao zbog slučajnog gibanja glavnih nosioca naboja, osnovni je uzrok šuma kod ovih tranzistora. Šum koji nastaje zbog rekombinacije i difuzije sporednih nosioca naboja (glavni uzrok šuma kod bipolarnih tranzistora) ovdje je znatno manji. To su glavni razlozi da unipolarni tranzistori imaju znatno manji šum od bipolarnih.

## PRIMJENA TRANZISTORA S EFEKTOM POLJA

Spojni FET-ovi su naročito pogodni za pojačanje slabih signala. MOS FET-i se koriste u digitalnoj tehnici za izradu logičkih sklopova u tzv. MOS i C MOS logici. U odnosu na bipolarne tranzistore, dimenzije MOS FET-a su znatno manje i troše manje energije no imaju lošija impulsna svojstva (mala brzina rada).

## RUKOVANJE S MOS FET-om

Zbog velikog ulaznog otpora i tankog oksidnog sloja MOS FET-i su veoma osjetljivi na statički elektricitet. Čak i dodir prstima može na njihovim izvodima stvoriti statički elektricitet koji može uništiti MOS FET. Zbog toga proizvođači propisuju posebne norme ponašanja pri rukovanju s MOS FET-om.

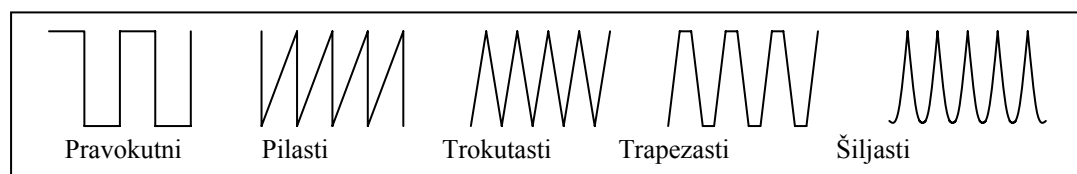
Isporučuju ih s metalnim ili od vodljive gume načinjenim prstenom na izvodima, koji se može skinuti tek kad se MOS FET definitivno zalemi.

Integrirani krugovi s MOS FET-om su obično zabodeni u vodljivu spužvu ili su cijeli zamotani u aluminijsku foliju.

Zabranjena je upotreba pištolja za lemljenje. Lemi se sa isključenim lemilom ili lemi šiljak mora biti uzemljen. MOS FET se ne smije spajati ili odspajati ako je sklop pod naponom. Zaštitne diode koje štite od statičkog elektriciteta proizvođači nerado ugrađuju u MOS FET jer im pogoršava osobine.

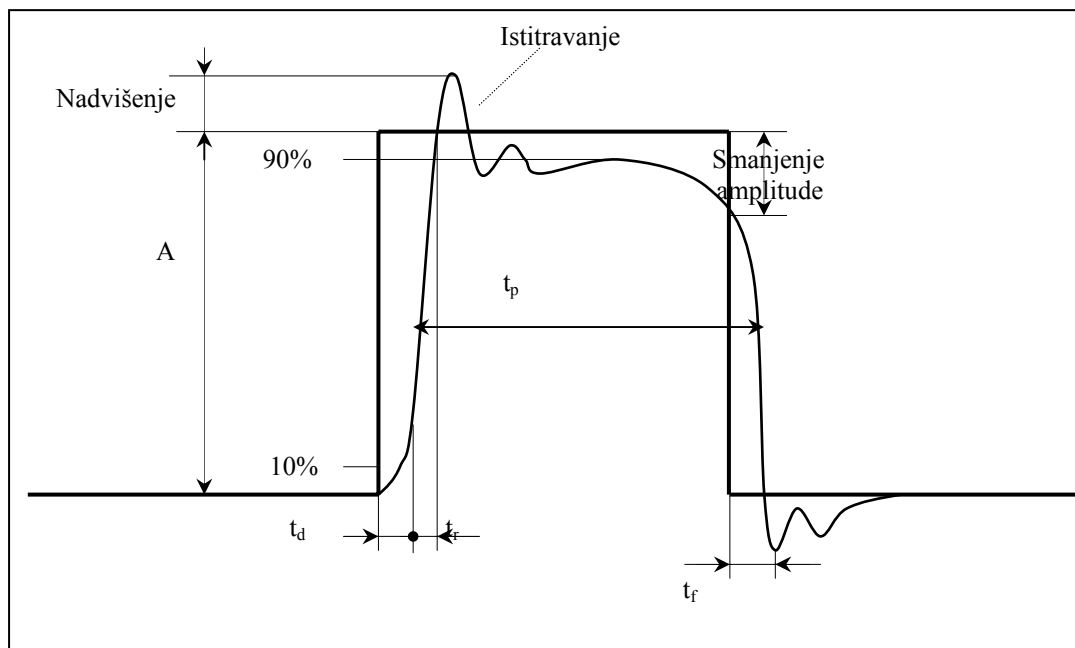
## LINEARNO I NELINEARNO OBLIKOVANJE IMPULSA

Vrste impulsa:



U impulsnoj elektronici, impulsi se generiraju, oblikuju, prenose i pojačavaju. Zbog obično naglih promjena napona ili struja imamo skokovite impulse. Nacrtae valne oblike impulsa u praksi je teško postići zbog prisutnih kapacitivnosti i induktivnosti u sklopu za generiranje impulsa.

## IDEALNI I IZOBLIČENI PRAVOKUTNI IMPULS



A....amplituda  
 $t_p$ ....trajanje impulsa

$t_r$ ....vrijeme porasta  
 $t_f$ ....vrijeme pada

$t_d$ ....vrijeme kašnjenja

Vrijeme kašnjenja je vrijeme koje je potrebno da impuls dosegne 10% amplitude, ponekad se umjesto 10% uzima vrijednost 50%.

Vrijeme porasta je vrijeme za koje impuls poraste sa 10% na 90% amplitude.

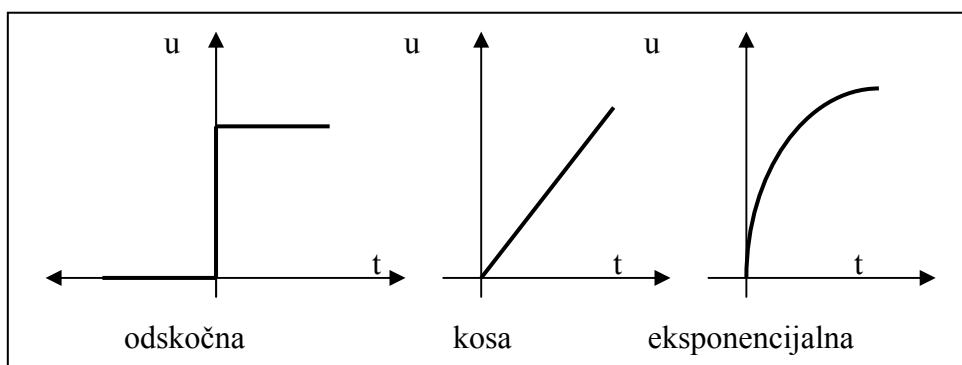
Istitravanje je pojava prigušenih oscilacija nakon nadvišenja.. Zaobljenje je pojava suprotna istitravanju, kad impuls doseže svoju konačnu vrijednost monotonim porastom.

Smanjenje amplitude obično nastaje zbog neprikladne frekventne karakteristike generatora impulsa za NF.

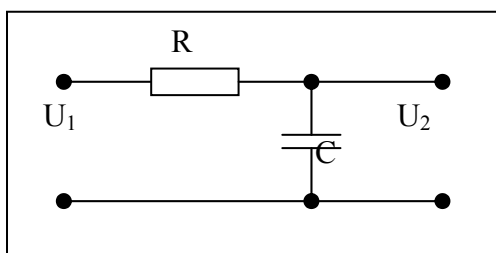
Vrijeme pada je vrijeme za koje impuls padne na 10% amplitudne vrijednosti.

Prilikom proučavanja reagiranja (odziva) impulsnih svojstava sklopa, pored standardnih pobuda, koristimo pojedinačni impuls ili niz pravilnih impulsa.

## STANDARDNE POBUDE



## IMPULSNA SVOJSTVA RC MREŽE



RC mreža se naziva niski propust, jer propušta signale niskih frekvencija, a zbog kondenzatora spojenog paralelno izlazu, znatno prigušuje signal više frekvencije.

f... frekvencija narinutog sinusnog signala

f<sub>g</sub>..gornja granična frekvencija koja se definira kad U<sub>2</sub> padne na  $\frac{U_1}{\sqrt{2}}$

τ ..vremenska konstanta (to je vrijeme za koje izlazna veličina – U<sub>2</sub> – dosegne 63,2% ulazne – U<sub>1</sub> – vrijednosti).

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2}}$$

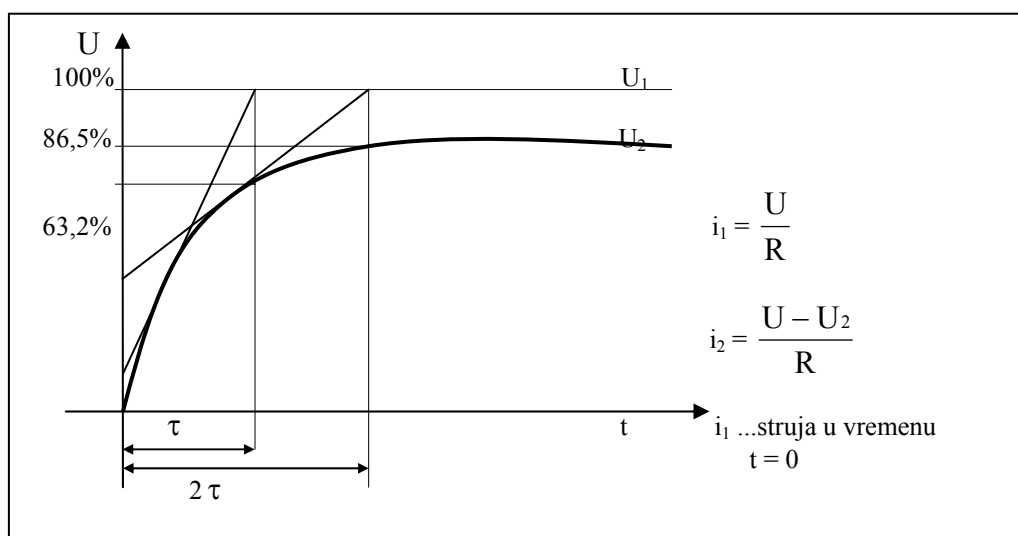
$$\tau = R \times C \text{ (s)}$$

$$f_g = \frac{1}{2\pi \times R \times C} = \frac{1}{2\pi\tau}$$

Fazni pomak između ulaznog i izlaznog napona određuje se relacijom:

$$\text{tg } \varphi = \frac{f}{f_g}$$

## ODZIV RC MREŽE NA ODSKOČNU FUNKCIJU





$\tau$  se graf dobiva tako da se povuče tangenta u ishodištu, na eksponencijalnu krivulju, na presjecištu sa odskočnom funkcijom. Od  $U_1$  se spusti okomica koju određuje  $\tau$ .

Ako se na ulaz RC mreže dovede odskočni impuls koji je za  $t=0$ , trenutno skoči na iznos " $U$ " (iako je " $C$ " bio prazan, cijeli iznos napona će se trenutno naći na otporniku " $R$ "). Kroz njega će proteći maksimalna struja " $i_1$ ", jer prazan kondenzator u trenutku uključivanja predstavlja kratki spoj). Kako se " $C$ " bude punio, tako će se smanjivati naponska razlika između " $U_1$ " i " $U_2$ ", i " $C$ " će se nabijati sve manjom strujom (sve sporije) " $i_2$ ". Napon na " $C$ " rasti će eksponencijalno.

$$u_2 = u \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

$U$ ...amplituda odskočnog impulsa.

Po teoriji,  $U_2$  doseže  $U$  u beskonačnosti. U praksi se uzima da je  $C$  nabijen nakon  $5\tau$ , jer je tada napon na  $C$  99,3%. Uz veću  $\tau$  imati ćemo sporiji rast napona na  $C$  i obrnuto. Ako kondenzator u trenutku skokovite pobude nije bio prazan, već je na njemu vladao početni napon " $U_{poč}$ ",  $U_2$  se određuje na slijedeći način:

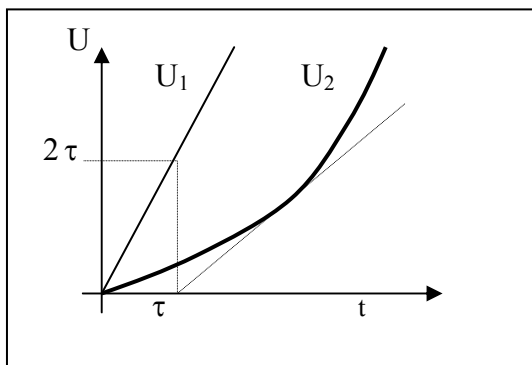
$$U_2 = U_{poč} + (U - U_{poč}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

$$U_2 = U_{poč} + e^{-\frac{t}{\tau}}(U - U_{poč})$$

Ako je  $\tau$  vrlo velika prema trajanju impulsa, RC mreža se koristi kao integrator jer je  $U_2$  približno jednako integralu  $U_1$  (pravokutni napon se pretvara u trokutasti).

Ako  $R$  i  $C$  zamjene svoja mjesta, dobivamo CR mrežu koja ima derivirajuća svojstva ako je  $\tau$  puno manja od trajanja impulsa (pravokutni napon pretvara se u niz pozitivnih i negativnih šiljastih impulsa).

## ODZIV RC MREŽE NA KOSU POBUDU



$$U_1 = \alpha \times t$$

$$U_2 = \alpha(t - \tau) + \alpha\tau e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$\alpha$ ...koeficijent smijera.

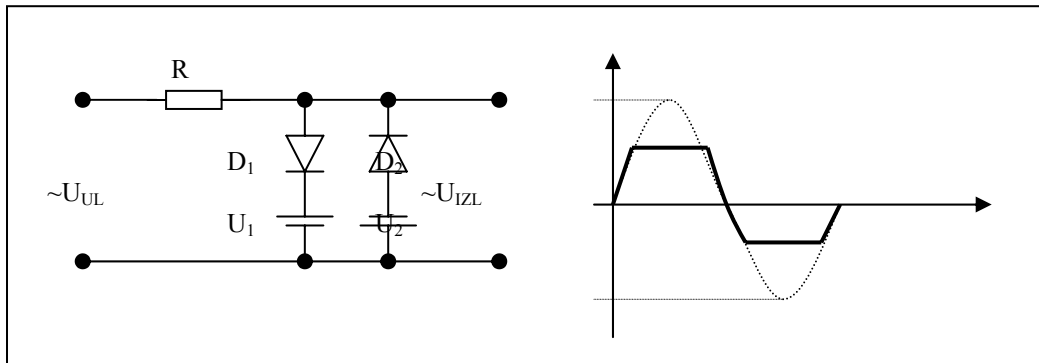
Izlazni napon  $U_2$  čini zbroj pravaca koji je pomaknut iz ishodišta za vrijeme  $\tau$  i tvori eksponencijalnu funkciju.  $U_2$  ispočetka sve više zaostaje za  $U_1$  sve dok se to zaostajanje ne stabilizira na iznosu  $\tau$ , nakon čega pravci rastu

paralelno, a amplitude im se razlikuju za  $\alpha \times \tau$ . Nakon vremena  $\tau$ , kondenzator se nabija konstantnom strujom, pa  $U_2$  linearno raste.

## DIODNI OGRANIČAVAČ (LIMITER)

### DVOOSTRANI PARALELNI OGRANIČAVAČ

Uloga ograničavača amplitude je sprječavanje da napon prijeđe ili padne ispod neke vrijednosti. Limitatori mogu biti serijski ili paralelni. Kod serijskih se napon prenosi na izlaz samo ako dioda vodi. Paralelni ograničavaju napon samo dok dioda radi.



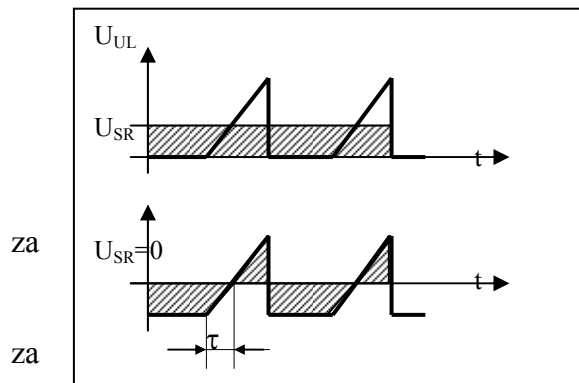
Diode su tako polarizirane da jedna radi za vrijeme dijela pozitivne poluperiode, a druga za vrijeme dijela negativne poluperiode. U intervalu pozitivne poluperiode, dok je  $U_{UL}$  manje od  $U_1$ , dioda  $D_1$  je inverzno polarizirana (katoda je pozitivnija od anode), pa se napon  $U_{UL}$  nepromjenjen prenosi na izlazne stezaljke kao  $U_{IZL}$  jer je i  $D_2$  inverzno polarizirana.

Dioda  $D_1$  počinje raditi i ograničavati napon kod pozitivne vrijednosti  $U_{UL}$ , kad ona postane veća od  $U_1$  (zanemarivi pad napona na diodi  $D_1$ ).

$U_{IZL}$  se ne može povećati iznad  $U_1$ , a zbog struje koja teče kroz  $D_1$  na otporu  $R$  vlada razlika napona do  $U_{UL}$ . Slično vrijedi i za  $D_2$  koja vodi za vrijeme negativne poluperiode, kada je trenutna vrijednost  $U_{UL}$  veća od  $U_2$ .

Na taj način od sinusnog valnog oblika dobivamo trapezni. Limiteri upotrebljavamo kod FM prijemnika gdje odstranjuju smetnje koje se amplitudno namoduliraju na korisni signal.

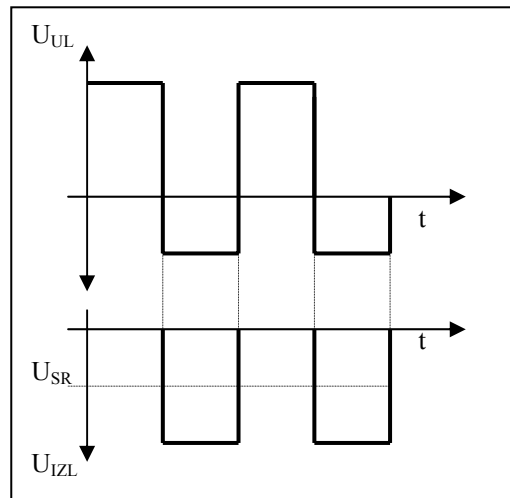
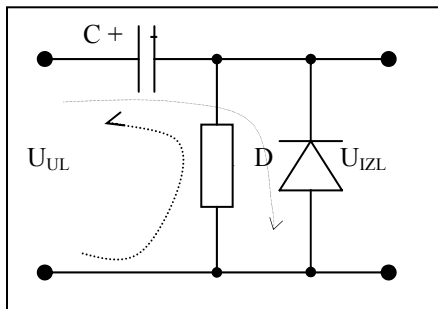
### USPOSTAVLJAČI RAZINE (RESTAURATORI)



Kad impulsi prelaze preko kondenzatora ili transformatora, gube istosmjernu komponentu koja je jednaka srednjoj vrijednosti  $U_{SR}$ .

Kod pilstog impulsnog niza koji služi horizontalni otklon elektronskog snopa kod katodne cijevi, zbog gubljenja istosmjene komponente dolazi do pomaka početka otklona vrijeme  $\tau$ .

## IZVEDBA RESTAURATORA NEGATIVNIH POLUPERIODA



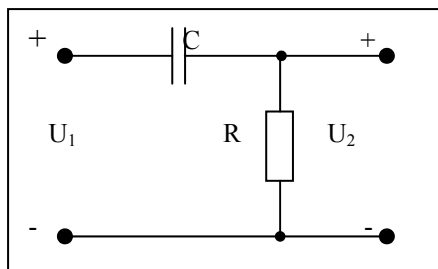
Za vrijeme pozitivnih impulsa nabiti preko diode "D" (otpor diode  $R_D$  manji od  $R$ ), a na izlazu će vladati zanemarivo mali napon, na diodi koja

Za vrijeme negativnog impulsa, dioda je inverzno polarizirana ( $R_D \gg R$ ) i struja će teći preko  $R$ , na kojemu vlada dvostruki napon, jer  $U_{UL}$  i napona na  $C$ , djeluju u istom smjeru.

U praksi nemamo ovakvu idealnu situaciju, jer treba uzeti u obzir unutrašnji otpor izvora  $U_{UL}$ , pad napona na diodi koja vodi, a i kapacitet se ne može odmah nabiti na maksimalnu vrijednost napona  $U_{UL}$ .

"C" će se je puno vodi.

## IMPULSNA SVOJSTVA CR MREŽE



Ovo je filter koji prigušuje signal visoke frekvencije.

$f$ ...frekvencija narirutog izmj. sinusnog signala

$f_d$ ..donja granična frekvencija CR mreže

$\varphi$ ..fazni kut

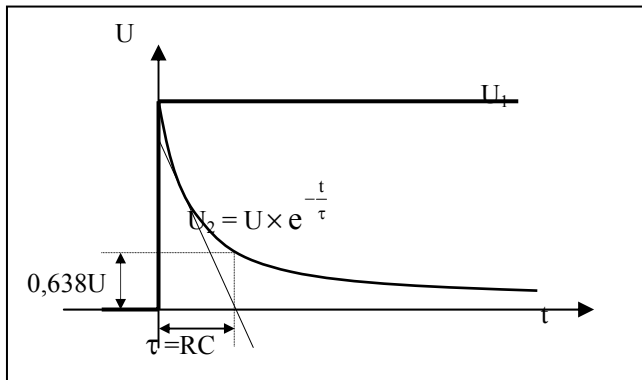
$\omega = 2\pi f$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_d/f)^2}}$$

$$f_d = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$\text{tg } \varphi = \frac{f_d}{f}$$

## ODZIVI CR MREŽE NA ODSKOČNU POBUDU



$$i = \frac{U}{R}$$

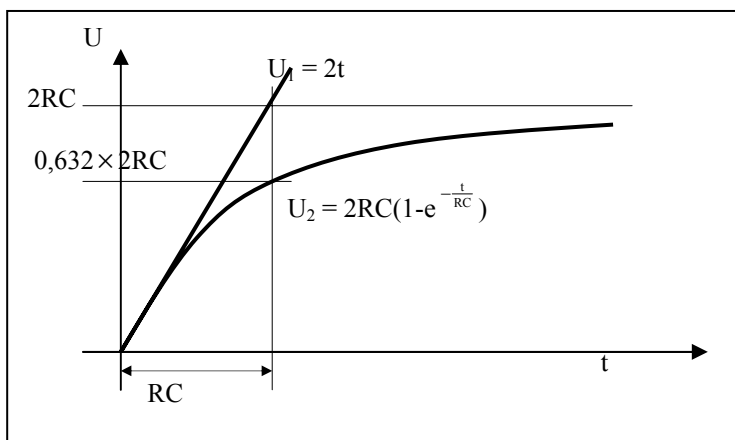
$$i = \frac{U - U_c}{R}$$

Ako se na ulaz CR mreže dovede, cijeli će se nabiti na otporu R uz pretpostavku da je C prije nailaska pobude bio prazan. Struja će postepeno nabijati C i s obzirom da je C na početku bio prazan, struja je u tom trenutku najveća  $i = \frac{U}{R}$ .

Kako se C nabija, tako se struja postepeno smanjuje, jer napon sa C djeluje suprotno prema ulaznom naponu  $i = \frac{U - U_c}{R}$ .

Vidi se da s porastom  $U_c$ , struja biva sve manja, prema eksponencijalnom zakonu, a to je ujedno i izlazni napon CR mreže. Eksponencijalna krivulja će brže padati što je  $\tau$  manji i obrnuto. Ako je u trenutku dovođenja skokovite pobude na ulaz CR mreže postojao početni napon na C (prema tome i na otporu), onda će izlazni napon biti  $U_2 = (U_{poč} + U) e^{-\frac{t}{\tau}}$ .

## ODZIV CR MREŽE NA KOSU POBUDU

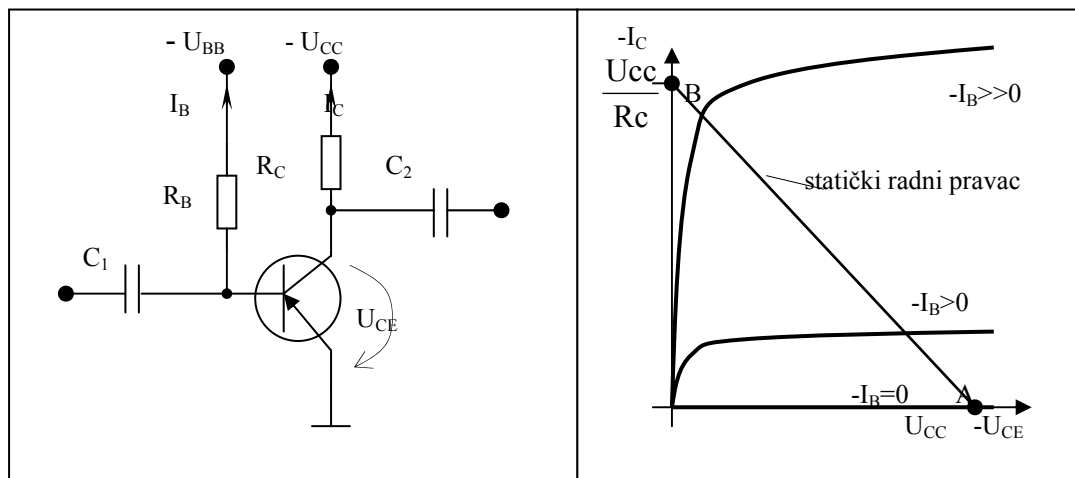


To je rastuća eksponencijalna krivulja koja teži stalnoj vrijednosti  $2RC$ . Ovdje je  $RC = \tau$ .

Izlazni napon u početku prati ulazni, ali kasnije sve više odstupa od ulaznog. Kondenzator se nabija i na R preostaje samo pad napona  $2RC$ , usljed stalne struje koja nabija C. Odstupanje izlaznog napona nastupiti će prije ako je

vremenska konstanta manja.

## STATIČKA RADNA TOČKA I RADNI PRAVAC TRANZISTORA U SPOJU ZAJEDNIČKOG EMITERA



$R_C$ ...kolektorski opteretni otpornik  
 $R_B$ ...otpornik baze  
 $C_1$  i  $C_2$ ...vezni kondenzatori

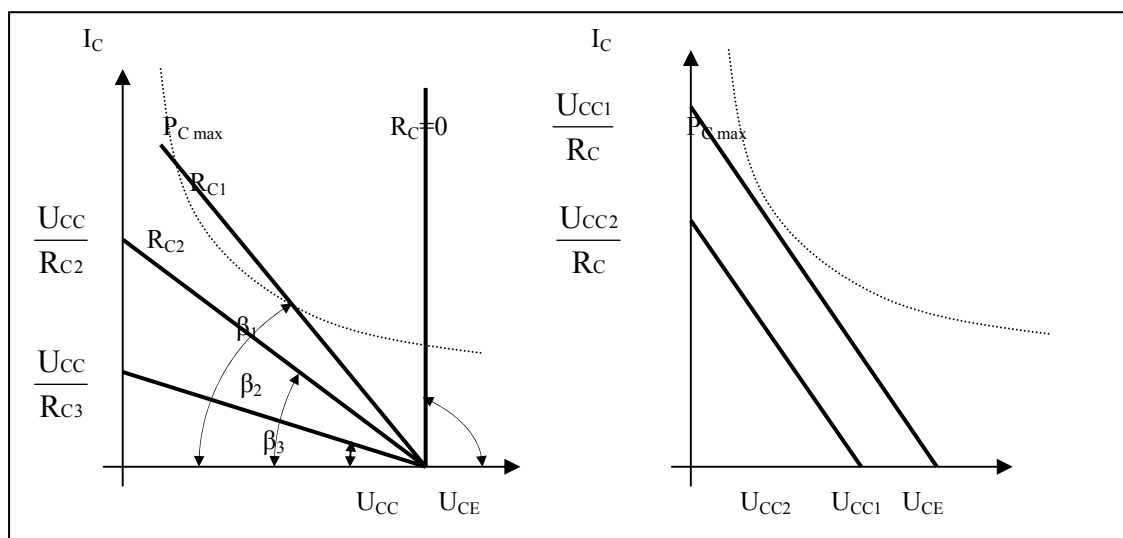
Navedeni spoj sa nezavisnim prednaponom baze u praksi malo koristimo jer je termički nestabilan. U pojačalima se izborom radne točke istovremeno rješava problem njene stabilizacije.

Statički radni pravac (SRP) i radnu točku najlakše određujemo grafički u sklopovima gdje postoje nelinearni elementi – tranzistori.. Da bi se pravac mogao nacrtati, potrebno je poznavati dvije točke ili jednu točku i nagib pravca. Dvije točke najlakše određujemo na osima koordinatnog sustava.

Točka "A"  $U_{CC} = I_C R_C + U_{CE}$  ako je  $I_C = 0$  tada je  
 $U_{CC} = U_{CE}$

Točka "B"  $U_{CC} = I_C R_C + U_{CE}$  ako je  $U_{CE} = 0$  tada je  
 $I_C = \frac{U_{CC}}{R_C}$

Presjecište radnog pravca sa bilo kojom krivuljom daje statičku radnu točku. Uobičajeno je da se ona smješta na sredinu, između točaka A i B (to ne mora uvijek biti slučaj), jer tada imamo najmanja izobličenja i najveći hod signala koji pojačavamo. Mijenjanjem  $I_B$  pomoću  $U_{BB}$  i  $R_B$  možemo radnu točku pomicati po pravcu. Na položaj radnog pravca možemo utjecati promjenom  $U_{CC}$  i  $R_C$ .



$$R_{C3} > R_{C2} > R_{C1}$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1}{R_C + \dots + R_n}$$

$$U_{CC1} > U_{CC2}$$

$R_c$  mora biti dovoljno veliki jer bi uz njegovu malu vrijednost SRP mogao presjeći  $P_{C \max}$  i doći u zabranjeno područje. Uz prevelik  $R_c$ , smanjuje se  $I_c$  a time i  $h_{fe}$ . Uz konstantnu vrijednost  $R_c$ , smanjenjem  $U_{cc}$ , radni pravac će se paralelno pomicati prema ishodištu.

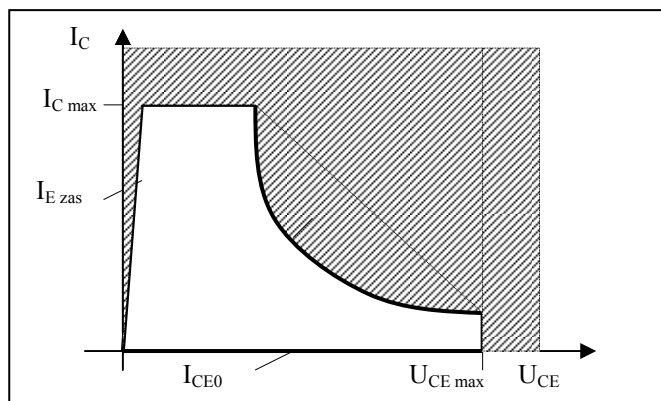
## PODRUČJE RADA TRANZISTORA

Okolina točke "A" naziva se područje preostalih struja (područje rezanja). Tu teče  $I_{CE0}$  koja između emitera i baze stvara pad napona  $U_{BE}$ . Ako vanjskim naponom promjenimo polaritet  $U_{BE}$ ,  $I_{CE0}$  prestaje teći, obje "tranzistorske diode" su inverzno polarizirane, tranzistor između E i C ima vrlo veliki otpor i može predstavljati otvorenu sklopku, pa kažemo da se nalazi u zakočenju.

Područje između točaka "A" i "B", naziva se normalno radno područje i tu se tranzistor koristi kao pojačalo.

U okolini točke "B", uz velike struje baze i male napone kolektora, zbog pada napona  $r_{bb}$  (koji postoji zbog velike  $I_B$ ), potencijal kolektora je viši od potencijala baze. Objе diode su propusno polarizirane, otpor između E i C je vrlo mali, a struja  $I_c$  je ograničena gotovo samo sa  $R_c$ . Ovo preuzbuđeno područje nazivamo zasićenje tranzistora i tu tranzistor može predstavljati zatvorenu sklopku.

## IZBOR RADNE TOČKE



Kada tranzistor radi kao pojačalo, radna točka se mora nalaziti unutar crtkanog područja koje je ograničeno:

- Hiperbolom  $P_{C \max}$
- Maksimalno dozvoljenim naponom  $U_{CE \max}$  kod kojeg nije došlo do proboja.
- Preostalom strujom kolektora  $I_{CE0}$
- Naponom zasićenja  $U_{CE \text{ zas}}$
- Maksimalno dozvoljenom strujom  $I_{C \max}$ .

Ako želimo mali šum, radnu točku smještamo u područje malih  $I_C$ . Pri konstrukciji pojačala, teži se da radni pravac bude što bliže hiperboli  $P_{C \max}$ , čak je i može djelomično prijeći, uz uvjet da je statička radna točka ispod nje. Pošto je napon napajanja obično unaprijed određen, jedino pomoću  $R_c$  možemo utjecati na radni pravac.

Primjer:

Za tranzistor BC 107 određeno je  $P_{C \max}=300(\text{mW})$ , kod temperature okoline  $25^\circ\text{C}$ ,  $I_{C \max}=100(\text{mA})$ ,  $U_{CE \max}=10(\text{V})$ . Kolika struja smije teći tada kroz njega?

$$P_{D \max} = U_{CE} \times I_C$$

$$I_C = \frac{P_{C \max}}{U_{CE}} = \frac{300}{10} = 30(\text{mA})$$

Kroz tranzistor smije teći struja  $I_C=30(\text{mA})$  bez obzira na  $I_{C \max}$ , jer je  $P_{C \max}$  već na granici dopuštene opteretljivosti. Ako je temperatura u uređaju gdje se nalazi tranzistor  $50^\circ\text{C}$ ,  $P_{C \max}$  pada na  $250(\text{mW})$ .

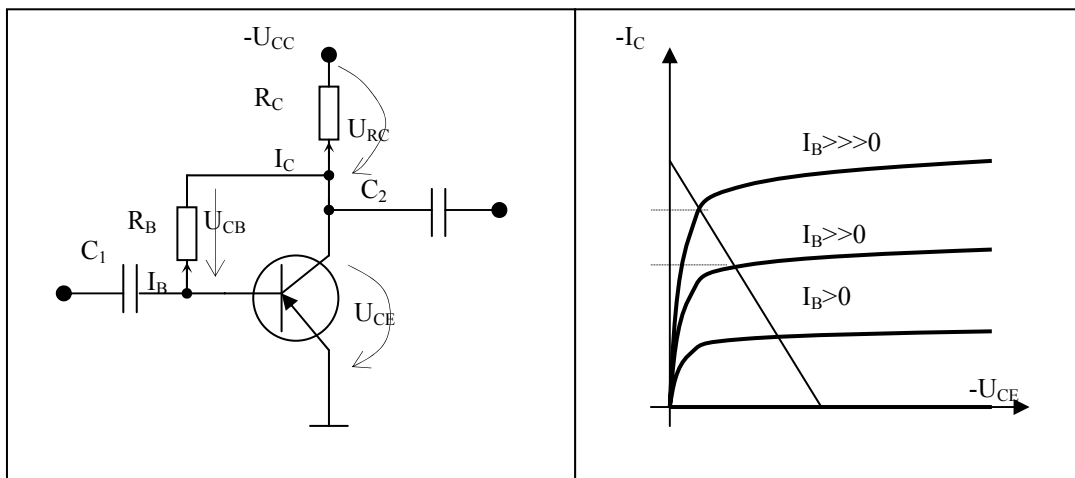
## STABILIZACIJA RADNE TOČKE

Da bi tranzistor ispravno radio kao pojačalo, potrebno mu je stabilizirati radnu točku. Ako radna točka nije stabilizirana, dolazi do njenog pomicanja zbog:

- Promjena temperature
- Promjena napona napajanja
- Zamjene tranzistora drugim, istog tipa (serijska proizvodnja ne uspijeva proizvesti tranzistore dovoljno velikih tolerancija).
- Starenja tranzistora (preostala struja kolektora može se nakon 5000 sat rada promijeniti i za 25%).

Na sve navedene faktore nije isplativo utjecati, a najvažnije je smanjiti utjecaj temperature i osigurati zamjenjivost tranzistora.

### NAPONSKA POVRATNA VEZA (REAKCIJA) IZMEĐU KOLEKTORA I BAZE



$$T \uparrow \quad I_C \uparrow \quad U_{RC} \uparrow \quad U_{CE} \downarrow \quad U_{CB} \downarrow \quad I_B \downarrow \quad I_C \downarrow$$

Ako porastom temperature, poraste  $I_C$ , na  $R_C$  će nastati veći pad napona. Smanjiti će se  $U_{CE}$ , a time i  $U_{CB}$  što će uzrokovati smanjenje  $I_B$ . Zbog toga će se smanjiti  $I_C$  koja, iako nešto veća, ipak je znatno manja nego što bi bila da nije stabilizirana.

Ako je radna točka određena sa  $U_{CE}$ ,  $I_C$  i  $I_B$ , tada se  $R_C$  i  $R_1$  izračunavaju na slijedeći način:

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CB}}{I_C}$$

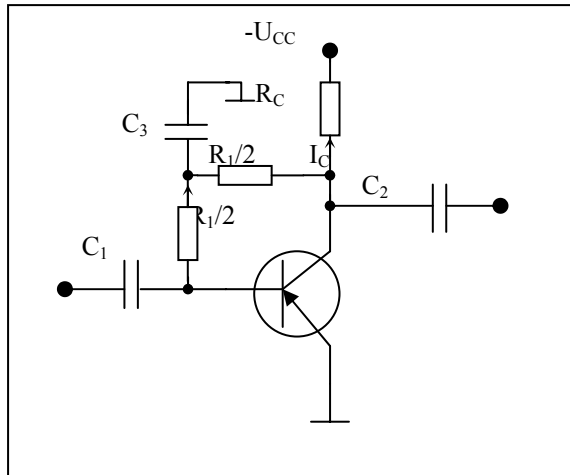
$$R_1 = \frac{U_{CC} - I_C \times R_C}{I_B}$$



Pri izračunavanju  $R_C$ , zanemaruje se relativno mala  $I_B$ , a kod izračunavanja  $R_1$ , zanemaruje se  $U_{BE}$  jer je puno manja od  $U_{CE}$  (za Si tranzistore,  $U_{BE}$  iznosi 0,6-0,9 (V), a za Ge tranzistore  $U_{BE}=0,1-0,4$  (V)).

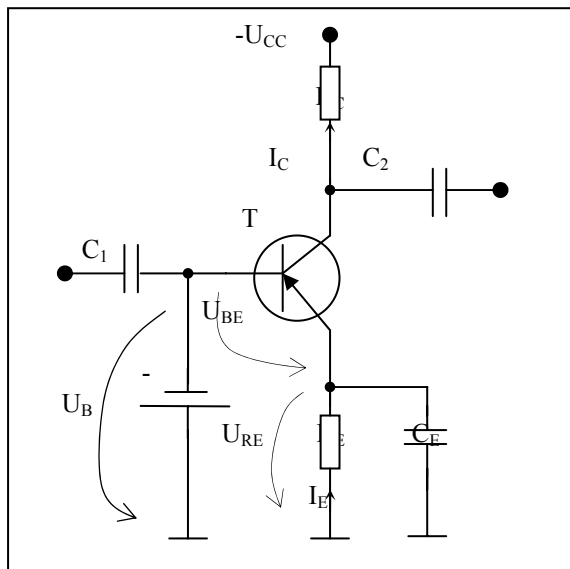
Uz veći  $R_C$  i manji  $R_1$ , imamo bolju stabilizaciju.

$$U_{CC} = I_C R_C + U_{CE}$$



Da bi se izbjegla negativna povratna veza izmjeničnog signala kojeg pojačavamo, preko  $R_1$  sa C na B (ona smanjuje pojačanje), otpornik  $R_1$  se dijeli na dva jednaka dijela, a srednja točka se preko  $C_3$  uzemlji. Time se izmjenična komponenta ne vraća na bazu, već teče linijom manjeg otpora preko  $C_3$

## STABILIZACIJA STRUJNOM POVRAATNOM VEZOM (OTPORNIKOM U EMITERU)



$$U_B = U_{BE} + U_{RE}$$

$$U_{RE} = I_E R_E$$

$$T \uparrow \quad I_C \uparrow \quad U_{RE} \uparrow \quad U_{BE} \downarrow \quad I_B \downarrow \quad I_C \downarrow$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

$$I_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C + R_E}$$

$$\text{tg } \beta = \frac{1}{R_C + R_E}$$

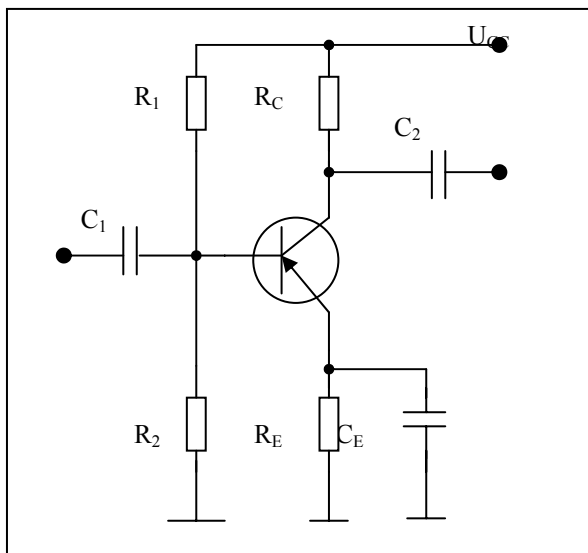
Stabilizacija sa  $R_E$  daje bolje rezultate od prethodne stabilizacije.. Zasniva se na činjenici da su  $I_E$  i  $I_C$  približno jednake, pa stabilizacija jedne struje održava konstantnim drugu.

Povećanjem temperature, rastu  $I_E$  i  $I_C$ , pa se na  $R_E$  stvara veći pad napona  $U_{RE}$  što uvjetuje smanjenje  $U_{BE}$ . Zbog toga se smanjuje  $I_B$  čija je posljedica smanjenje  $I_C$ .  $R_E$  mora biti dovoljno velik da na njemu vlada dovoljno veliki regulacijski napon, no ne smije biti prevelik jer se na njemu troši dio napona  $U_{CC}$  pa bi se smanjilo pojačanje.

U praksi se  $R_E$  odabire tako da na njemu vlada najviše 10%  $U_{CC}$ .

Da bi se izbjegao izmjenični pad napona korisnog signala na  $R_E$ , on se premoštava kondenzatorom  $C_E$  koji za izmjeničnu komponentu ima vrlo mali otpor. U NF sklopovima, kapacitet  $C_E$  iznosi od 10-100 ( $\mu F$ ), a u VF sklopovima oko 0,1 ( $\mu F$ ).

## STABILIZACIJA DJELITELJEM NAPONA BAZE I OTPORNIKOM U EMITERSKOM KRUGU



Ovaj sklop se najviše koristi za stabilizaciju radne točke. Umjesto još jednog izvora (pogledaj prethodu shemu), koristi se otpornik (djelitelj napona) –  $R_1$ ,  $R_2$ , a  $R_E$  na već opisani način stabilizira radnu točku.

Djelitelj osigurava približno konstantan napon baze, bez obzira na struju baze koja može biti različita kod istog tipa tranzistora. Na taj način se osigurava zamjenjivost tranzistora drugim.

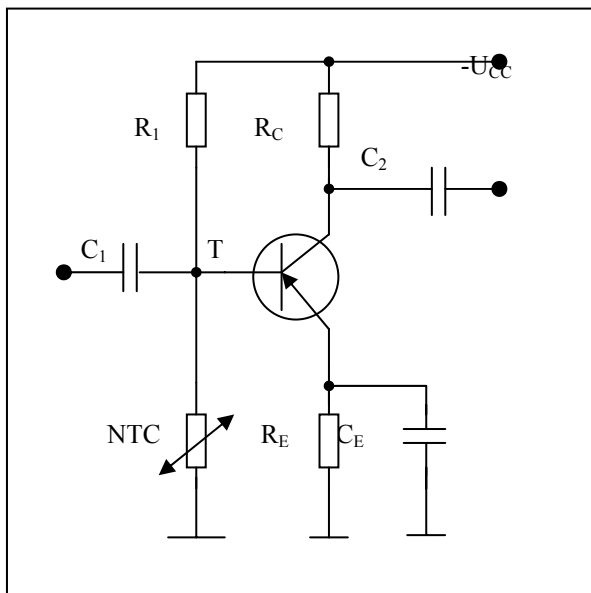
Što je otpor djelila napona manji, tj. struja djelila veća od struje baze, to će napon baze manje ovisiti o promjenama struje baze.

Budući da su  $R_1$  i  $R_2$  -  $R_B$  (priključeni paralelno ulaznom signalu) mali,  $R_B$   
 $= \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$ , on smanjuje ulazni otpor tranzistora, a time i pojačanje. Relativno velika struja djelila, opterećuje  $U_{CC}$  što je naročito nepoželjno za prijenosne uređaje.. Zbog navedenog, u praksi se uzima da struja djelila iznosi oko  $10 I_B$ .

# STABILIZACIJA RADNE TOČKE NELINEARNIM ELEMENTIMA

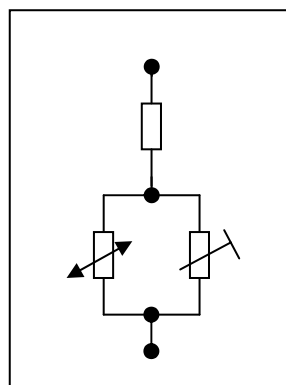
## a) POMOĆU TERMISTORA

Navedeni načini stabilizacije nisu najpogodniji za izlazna pojačala snage kod kojih je radna točka u blizini hiperbole maksimalne snage i koja su jako termički nestabilna.



U takvim slučajevima stabilizacija se provodi NTC ili PTC otpornicima.

NTC otpornik povećanjem temperature smanjuje otpor i to približno eksponencijalno.



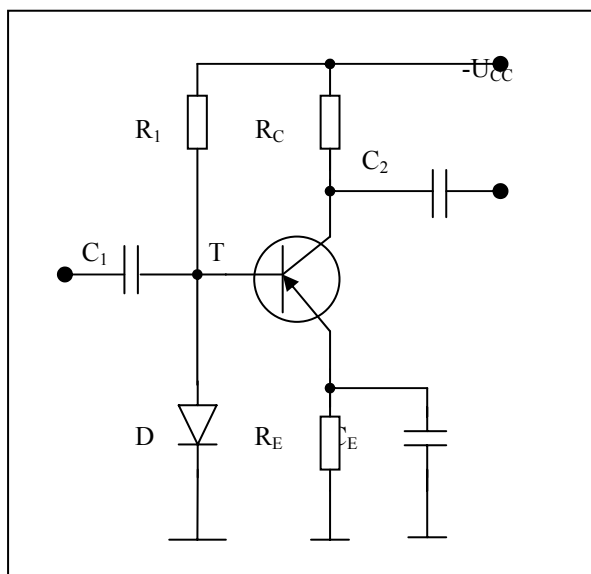
se u

Spaja  
djelitelj  
napona,  
fizički  
smješta u  
blizini  
tranzistora i  
termički s

termistora smanjuje se otpor, napon  $U_{BE}$  tranzistora te  $I_B$  i  $I_C$ . Promjena otpora termistora obično je neodgovarajuća za određeni tranzistor. Da bi se karakteristika prilagodila potrebama spajaju se serijski i paralelno sa termistorom otpornici stalne i polupromjenjive vrijednosti (trimeri) kojim se namješta najpogodnija vrijednost otpora.

Ukoliko se koristi PTC termistor, spaja se u djelitelj napona umjesto  $R_1$ . Povećanjem temperature smanjuje temperaturu djelitelja a time i napon  $U_{BE}$ .

## b) POMOĆU DIODE



Dioda služi kao temperaturo ovisan otpor. Mora biti izrađena od istog materijala kao i tranzistor i termički vezan s njim.

Porastom temperature smanjuje se otpor propusno polarizirane diode i napon na diodi. Time se smanjuje  $U_{BE}$ ,  $I_B$  i  $I_C$  pa se radna točka stabilizira. Dioda se odabire tako da je :

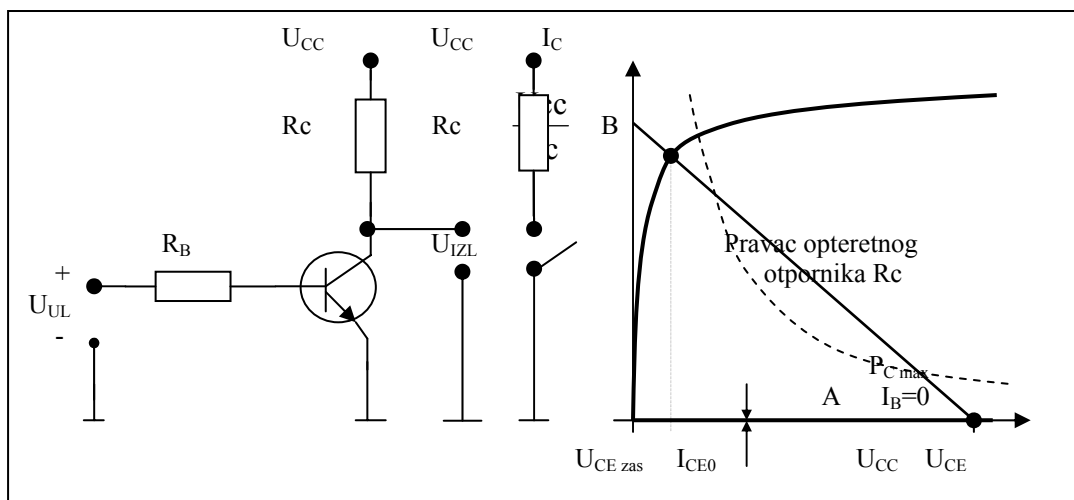
$$\frac{\Delta U_D}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}$$

## TRANZISTOR KAO SKLOPKA

Tranzistor se kao sklopka upotrebljava u impulsnim i digitalnim krugovima. U isključenom stanju (zakočenju), tranzistor između emitera i kolektora ima veliki otpor i ponaša se kao otvorena sklopka. U uključenom stanju (zasićenje), tranzistor se ponaša kao zatvorena sklopka.

Najčešće se koristi spoj zajedničkog emitera i sa relativno malom pobudom preko baze mogu se uključivati i isključivati jače struje u kolektorskom krugu.

## STATIČKA SVOJSTVA TRANZISTORSKE SKLOPKE



Dozvoljava se da radna točka, krećući se radnim pravcem između točaka A i B, prolazi područjem iznad  $P_{C\max}$ , jer je taj prolaz vrlo brz, a u stabilnim točkama "A" i "B", tranzistor nije preopterećen.

Za  $I_B=0$  (točka A), između kolektora i emitera teče preostala struja  $I_{CE0}$ . Za Ge tranzistor, ta struja je relativno velika pa je za dobro zakočenje potrebno osigurati inverznu polarizaciju PN spoja B-E od barem 0,1 (V). Si tranzistori za  $I_B=0$  su dobro zakočeni. Čak se dozvoljava propusna polarizacija P-N spoja B-E (0,1-0,3 V), jer značajniji porast struje nastupa tek kod  $U_{BE}=0,5$  (V).

Po definiciji stanje zakočenja je određeno sa  $I_E=0$ . Tada između kolektora i baze teče vrlo mala struja  $I_{CB0}$  koja je kod Ge tranzistora veličine  $\mu A$ , a kod Si nA..

Ako bazu tranzistora propusno polariziramo i relativno velikom strujom dovedemo radnu točku u zasićenje (točka B), između C i E će vladati vrlo malo napon ( $U_{CE\text{zas}}=0,3$  V za Si tranzistor i 0,1 V za Ge tranzistor). Napon  $U_{BE}$  zasićenja iznosi 0,7-0,8 (V) za Si, i 0,3 za Ge tranzistore.

$$I_{C\text{zas}} = \frac{U_{CC} - U_{CE\text{zas}}}{R_C} \quad I_{B\text{zas}} = \frac{U_{UL} - U_{BE\text{zas}}}{R_B}$$

Da bi tranzistor bio u zasićenju mora biti zadovoljen uvjet zasićenja koji glasi:

$$I_{B\text{zas}} \geq \frac{I_{C\text{zas}}}{h_{fe}}$$

Primjer: Koliki mora biti minimalni faktor pojačanja tranzistora da bi Si tranzistor uz  $U_{CC}=10$  (V),  $U_{UL}=5$  (V),  $R_C=1$  (k $\Omega$ ) i  $R_B=20$  (k $\Omega$ ), bio u zasićenju.

$$I_{C\text{ zas}} = \frac{10 - 0,3}{1000} = \frac{9,7}{1000} = 0,0097 \text{ (A)} = 0,7 \text{ (mA)}$$

$$I_{B\text{ zas}} = \frac{5 - 0,8}{20000} = \frac{4,2}{20000} = 0,00021 \text{ (A)} = 0,21 \text{ (mA)}$$

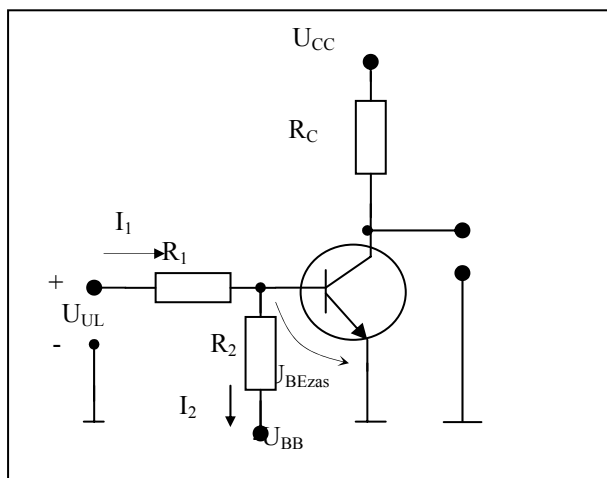
$$I_{B\text{ zas}} \geq \frac{I_{C\text{ zas}}}{h_{fe}} \quad h_{fe} \geq \frac{I_{C\text{ zas}}}{I_{B\text{ zas}}} = \frac{0,0097}{0,00021} = 46,2$$

Zbog tolerancije otpornika, napona, ako nije stabiliziran i faktore pojačanja tranzistora, uvijek se uzima tranzistor sa većim faktorom pojačanja.

## TRANZISTORSKA SKLOPKA S DJELILOM U BAZNOM KRUGU

Ako imamo dvije tranzistorske sklopke u nizu, tada se ulazni napon druge tranzistorske sklopke dobiva sa kolektora prethodnog tranzistora. Uz prethodnu tranzistorsku sklopku u zakočenju, ova sklopka se promatra u zasićenju i obrnuto. Za Si tranzistore struja zakočenja se postiže malim naponom  $U_{CE\text{ zas}}$  prethodnog tranzistora. Za sigurnije zakočenje, a naročito za Ge tranzistore, potrebna nam je inverzna polarizacija P-N spoja B-E, što postizemo pomoću još jednog izvora  $-U_{BB}$  i djelilom, u krugu baze, čime dobivamo i bolja impulsna svojstva.

### a) ZASIĆENJE



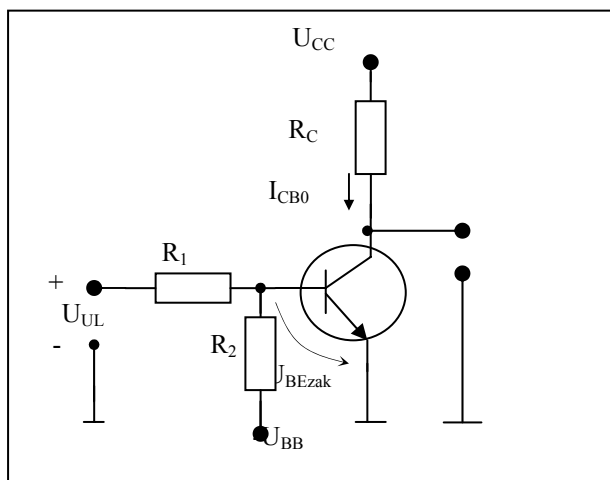
$$I_{B\text{ zas}} = I_1 - I_2$$

$$I_{B\text{ zas}} = \frac{U_{UL} - U_{BEzas}}{R_1} = \frac{U_{BE} + U_{BEzas}}{R_2}$$

Struja baze  $I_{B\text{ zas}}$  sastoji se od struje  $I_1$  i  $I_2$  koje teku u suprotnim smjerovima.

## b) ZAKOČENJE

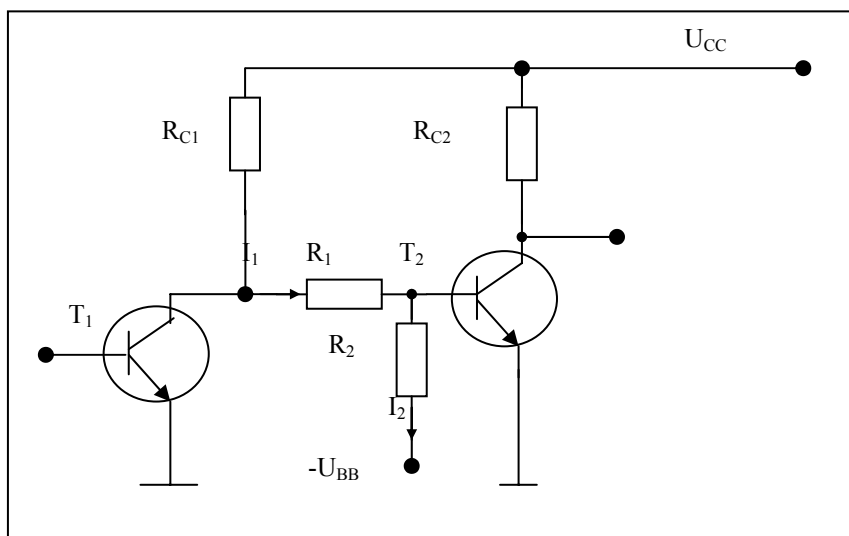
$$U_{BE\text{ zak}} = U_{UL} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BB} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + I_{CB0} \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$



Za Si tranzistore, treći član relacije se zanemaruje jer ima vrlo mali iznos.

U navedenim izrazima, već su uzeti u obzir polariteti napona, pa prilikom računanja treba uvrštavati vrijednosti bez predznaka.

Primjer: Za tranzistorsku sklopku (Si tranzistor) s djelilom u krugu baze, dani su slijedeći podaci:  $h_{fe}=50$ ,  $R_{C1,2}=1$  (k $\Omega$ ),  $R_1=10$  (k $\Omega$ ),  $R_2=50$  (k $\Omega$ ),  $U_{CC}=10$  (V),  $U_{BB}=10$  (V). Sklopka dobiva pobudu od iste takve tranzistorske sklopke. Koliki je napon na bazi kad je tranzistor  $T_2$  u zakočenju? Dali je tranzistor  $T_2$  u zasićenju kada vodi?



$$U_{BE2\text{ zak}} = U_{CE1\text{ zas}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BB} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0,3 \frac{50}{60} - 10 \frac{10}{60} = -1,416 \text{ (V)}$$

$$I_{B2\text{ zas}} = \frac{U_{CC} - U_{BE2\text{ zas}}}{R_{C1} + R_1} - \frac{U_{BB} + U_{BE2\text{ zas}}}{R_2} = \frac{10 - 0,7}{(1 + 10) \times 10^3} - \frac{10 + 0,7}{50 \times 10^3} = \frac{9,3}{11 \times 10^3} - \frac{10,7}{50 \times 10^3}$$

$$I_{B2\text{ zas}} = 0,631 \text{ (mA)}$$

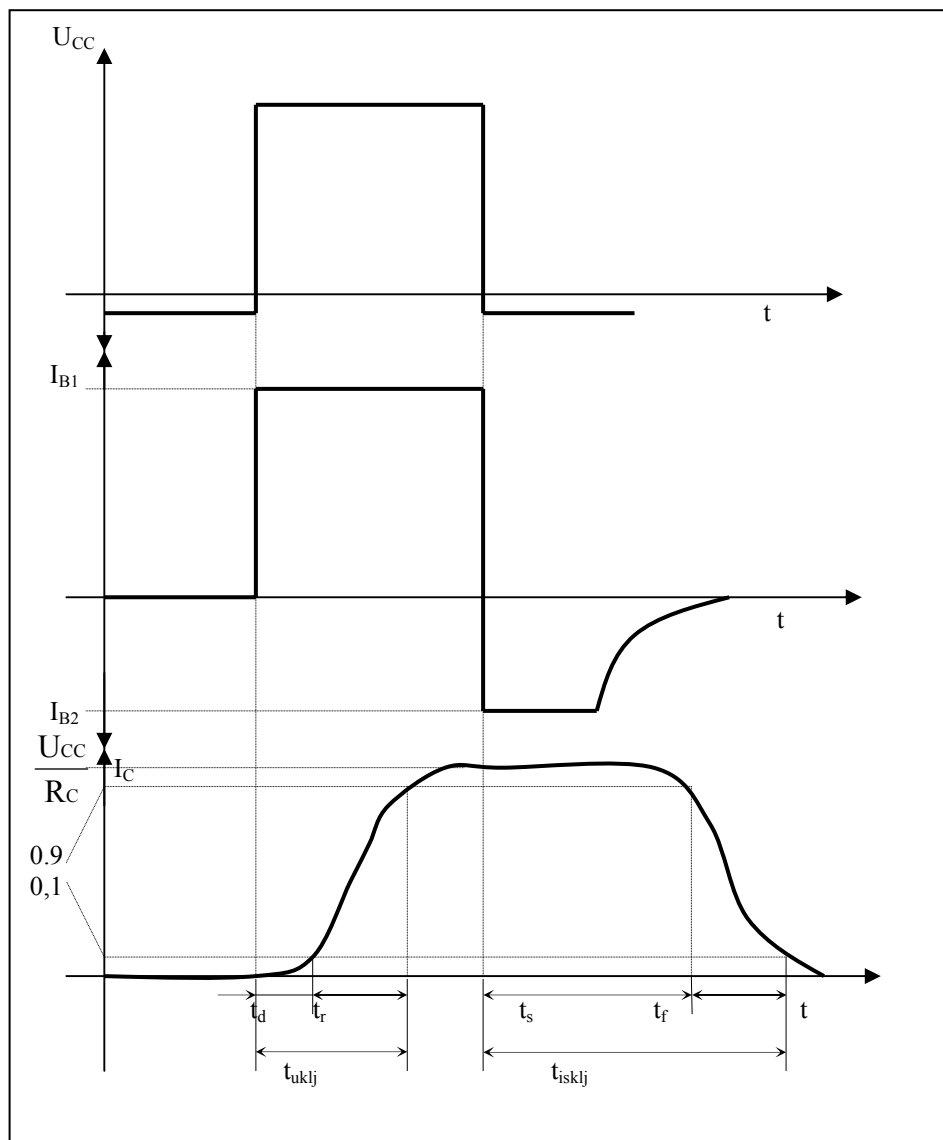
$$I_{C2\text{ zas}} = \frac{U_{CC} - U_{CE2\text{ zas}}}{R_{C21}} = \frac{10 - 0,3}{1 \times 10^3} = 9,7(\text{mA})$$

$$I_{B2\text{ zas}} \geq \frac{I_{C\text{ zas}}}{h_{fe}} = \frac{9,7 \times 10^{-3}}{50} = 0,194(\text{mA})$$

0,631 > 0,194 – tranzistor je sigurno u zasićenju

## IMPULSNA SVOJSTVA TRANZISTORSKE SKLOPKE

Prebacivanje iz uključenog u isključeno stanje i obrnuto, ne dešava se trenutno, jer izlazna struja ne može u istom trenutku slijediti promjene ulaznog napona zbog vremena koje je potrebno da se odstrani ili akumulira naboj prvenstveno unutar baze tranzistora. Postignuta vremena prebacivanja iznose oko  $10^{-9}$  s.



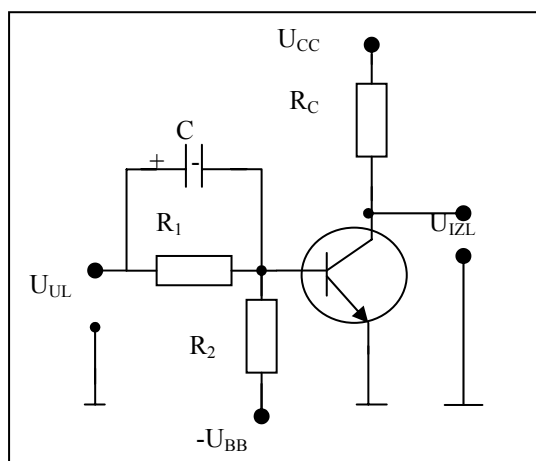
$$t_{\text{uklj}} < t_{\text{isklj}}$$

Dok je pravokutni impuls negativan, PN-spoj baza-emiter tranzistorske sklopke je inverzno polariziran pa su  $I_B$  i  $I_C=0$ . U trenutku naglog skoka  $U_{UL}$  na pozitivnu vrijednost, tu promjenu slijedi  $I_B$ , a  $I_C$  počinje teći tek nakon vremena " $t_d$ ". Za to vrijeme tranzistor iz zakočenja dolazi na rub aktivnog područja i suzuju se potencijalne barijere. Nakon " $t_d$ ",  $I_C$  raste prema konačnoj vrijednosti  $U_{CC}/R_C$  ( $U_{CE}$  zanemaren) po eksponencijalnom zakonu zbog prisutnih kapacitivnosti i otpornosti unutar tranzistora, koje čine vremensku konstantu (RC konstanta).

Za vrijeme dok je  $I_C$  konst., u bazi se akumulira naboj. Kad  $U_{UL}$  naglo poprimi suprotan polaritet  $I_C$  i dalje teče za vrijeme " $t_s$ " jer se troši akumulirani naboj baze. Nakon toga nastupa vrijeme " $t_f$ " za koje  $I_C$  pada na 10% svoje vrijednosti.

Vrijeme " $t_{\text{isklj}}$ " se može smanjiti većim inverznim naponom na bazi, jer je tada  $I_{B2}$  veća pa se brže odstrani akumulirani naboj baze.

Vrijeme " $t_{\text{uklj}}$ " skraćuje se većom  $I_{B1}$  pomoću većeg  $U_{UL}$ . To nije najpovoljnije jer je uz veliku  $I_{B1}$  tranzistor duboko u zasićenju., imamo puno akumuliranog naboja pa je " $t_{\text{isklj}}$ " duže. Zbog toga se za precizan i brz rad koristi djelilo u krugu baze i ubrzavajući kondenzator.



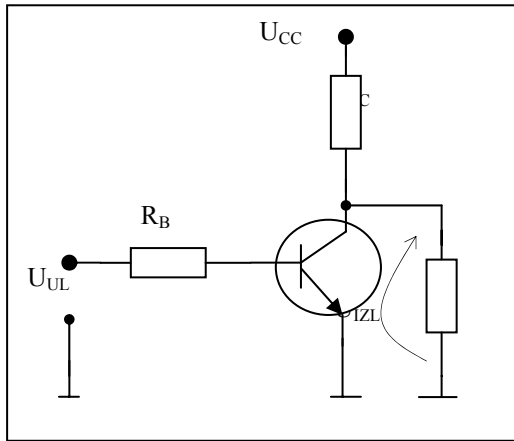
Pomoću  $R_1$  osiguravamo odgovarajuću struju baze za vrijeme uključanja, a pomoću  $R_2$  inverzni napon na bazi za vrijeme isključenja.

Kroz kondenzator  $C$  u trenutku uključanja naglo proteče struja nabijanja pa se skraćuje vrijeme " $t_{\text{uklj}}$ ", a pri isključenju, zbog odgovarajuće polarizacije, kondenzator "izvlači" naboj iz baze i time skraćuje vrijeme " $t_{\text{isklj}}$ ".



## OTPORNO OPTEREĆENJE TRANZISTORSKE SKLOPKE

### a) OPTEREĆENJE PREMA MASI



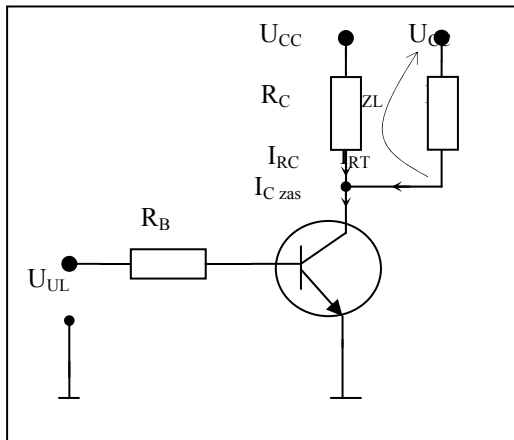
$$U_{IZL} = U_{CC} \frac{R_T}{R_T + R_C}$$

$$\left( I = \frac{U_{CC}}{R_T + R_C} \quad U_{IZL} = I R_T \right)$$

Ako je tranzistor u zakočenju, izlazni napon nije jednak  $U_{CC}$ , već je manji zbog djeljenja napona na  $R_C$  i  $R_T$ .

Ako je tranzistor u zasićenju, na  $R_T$  vlada mali napon  $U_{CE\text{ zas}}$  pa ovo opterećenje nema praktički utjecaj na rad sklopke.

### c) OPTEREĆENJE PREMA IZVORU $U_{CC}$

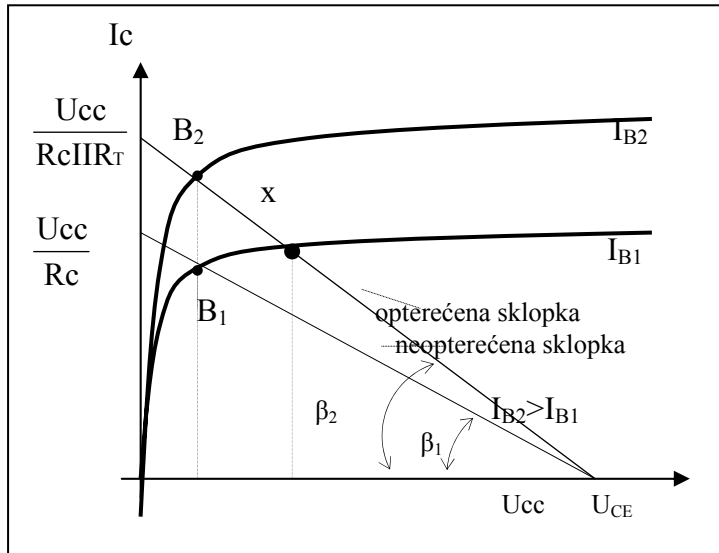


$$I_{C\text{ zas}} = I_{RC} + I_{RT}$$

$$I_{C\text{ zas}} = \frac{U_{CC} - U_{CE\text{ zas}}}{R_C} + \frac{U_{CC} - U_{CE\text{ zas}}}{R_T}$$

Ovo opterećenje nema utjecaja kada je tranzistor u zakočenju, jer je na kolektoru napon  $U_{CC}$ , bez obzira na prisutnost  $R_T$ .

Kad je tranzistor u zasićenju, kolektorska struja je povećana i sastoji se iz dvije komponente. Zbog navedenog, za ispravan rad tranzistorske sklopke je bitno zadovoljiti uvjete zasićenja.



$$\text{tg } \beta_1 = \frac{1}{R_c}$$

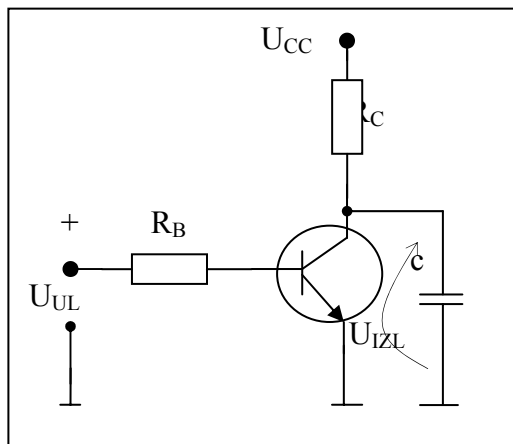
$$\text{tg } \beta_2 = \frac{1}{R_c I I R_T}$$

Ukoliko tranzistora

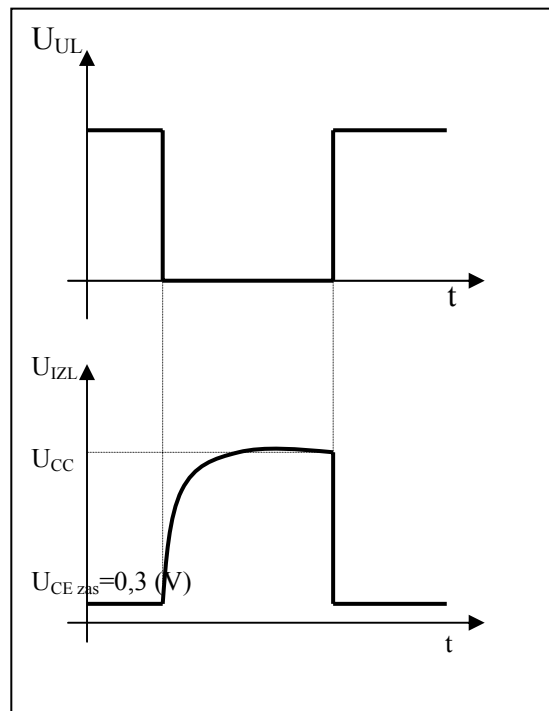
sklopka nije opterećena, radna točka u zasićenju je  $B_1$ . Ako priključimo trošilo  $R_T$  prema  $U_{cc}$ , vrijedi drugi radni pravac i za istu struju baze  $I_{B1}$ , dobivamo radnu točku "X". U točki X tranzistor nije

u zasićenju jer je napon  $U_{CE}$  puno veći. Da bi tranzistor opet bio u zasićenju potrebno je povećati struju baze na iznos  $I_{B2}$  i time dolazimo u točku  $B_2$ .

## KAPACITIVNO OPTEREĆENJE



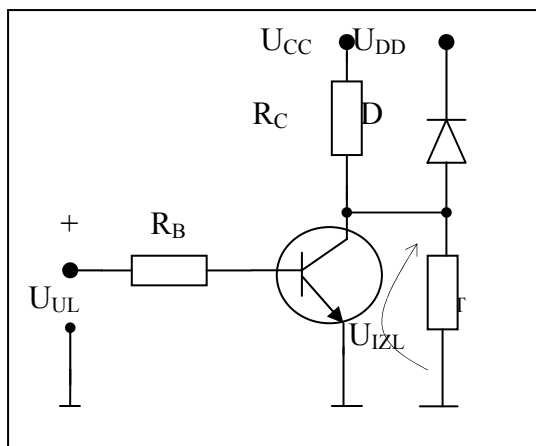
Izlazni napon kapacitivno opterećene sklopke pobuđivane pravokutnim naponom biti će zaobljen postupnog nabijanja i izbijanja kondenzatora. Vrijeme nabijanja je duže vremena izbijanja jer je  $R_{CE}$  tranzistora u zasićenju puno manji od  $R_c$ .



zbog  
od

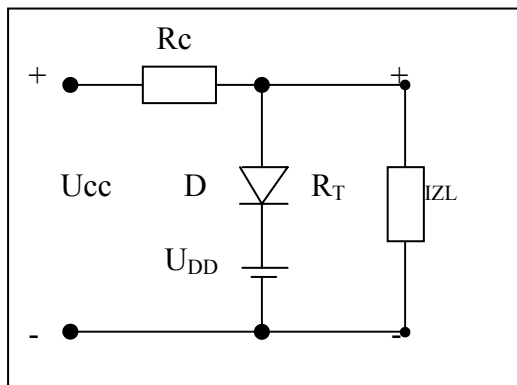
## PRIDRŽAVANJE

Pri otpornom opterećenju prema masi, izlazni napon neće biti konstantan promjenom  $R_t$ .  $U_{izl}$  se može učiniti konstantnim u određenom opsegu pridržavanjem.

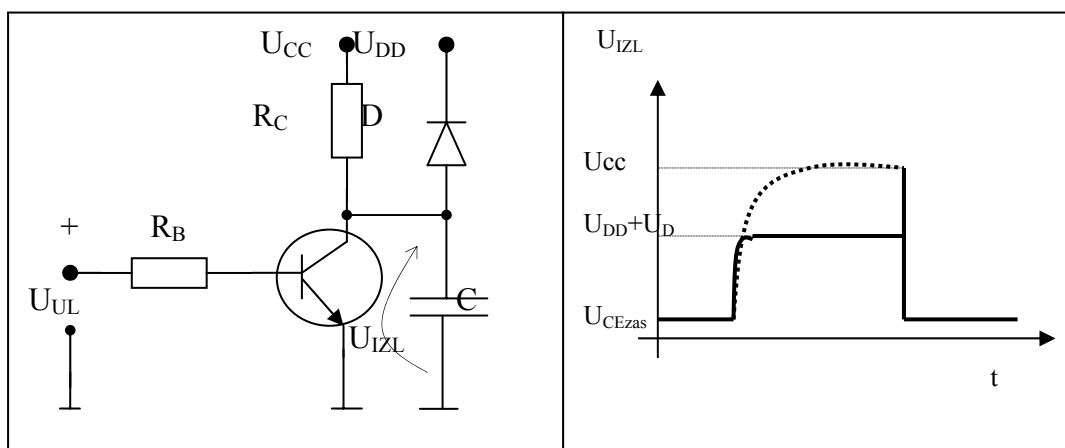


Ako je tranzistor u zasićenju dioda je inverzno polarizirana i ne vodi. Prelaskom tranzistora u zakočenje, napon  $U_{IZL}$  počinje rasti. Sve dok je katoda diode pozitivnija od anode dioda ne vodi. Vođenje diode i održavanje konstantnog izlaznog napona  $U_{IZL} = U_{DD} + U_D$  početi će ako je  $U_{IZL} = U_{CC} \frac{R_T}{R_T + R_C}$ , taj napon mora biti veći ili jednak  $\geq U_{DD} + U_D$ .

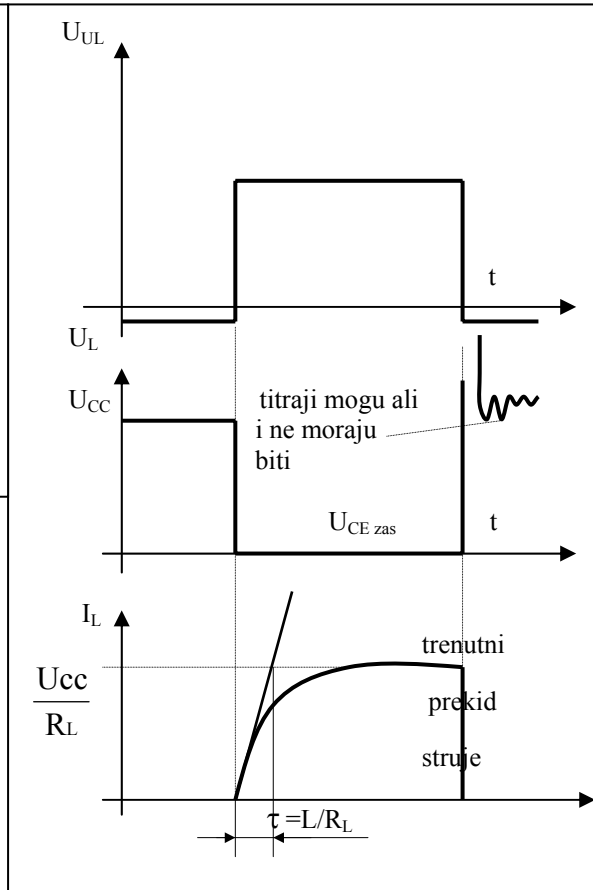
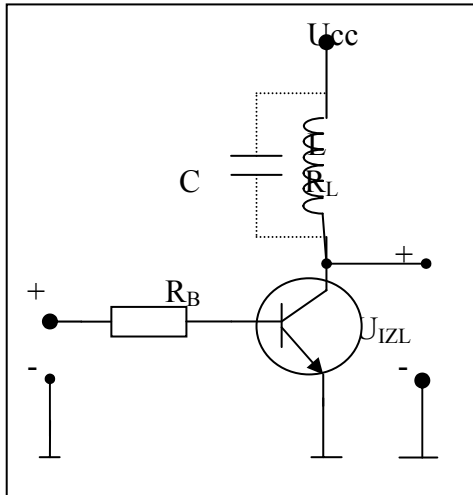
Dioda ovdje ima ulogu limitera izlaznog napona.



Pri kapacitivnom opterećenju, pridržavanjem popravljamo oblik izlaznog napona. Kada napon  $U_{IZL}$  punjenjem kondenzatora dostigne vrijednost  $U_{DD} + U_D$  dioda provede i limitira  $U_{IZL}$ .



## INDUKTIVNO OPTEREĆENJE TRANZISTORSKE SKLOPKE

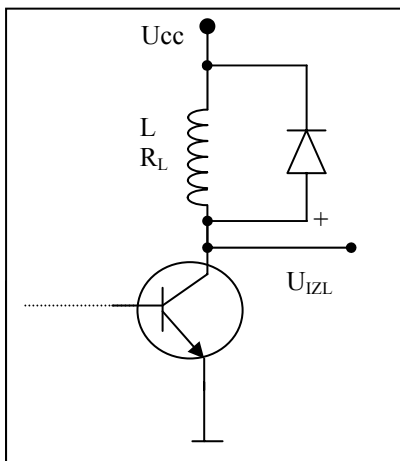


Ovaj sklop koristimo kod slučaja kada tranzistorska sklopka uključuje i isključuje elektromagnetski relej.

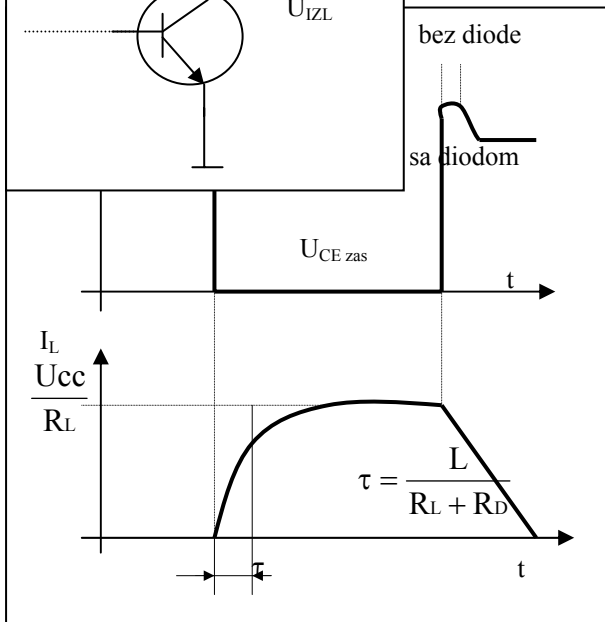
Ako bi karakteristika tranzistora i induktiviteta bila idealna, skok napona na kolektoru u trenutku zakočenja bio bi neizmjerljivo velik. Zavojnica pored induktiviteta "L" ima i omski otpor "R<sub>L</sub>" i razmjernu kapacitivnost "C". Usljed proticanja električne struje u zavojnici se uspostavi električno polje energije  $W_C = L I^2/2$ . Ako se struja prekine, na zavojnici se javlja protunapon (napon samoindukcije) određen kapacitivnošću namotaja.

Ako struja nije prekinuta trenutno, inducirani protunapon biti će manji. Ustvari, on je nekoliko puta veći od napona napajanja  $U_{CC}$  i taj napon može uništiti tranzistor.

Ako je tranzistor zakočen, a na kolektoru se pojavi napon jednak ili veći od probojnog, dolazi do proboja (lavina).

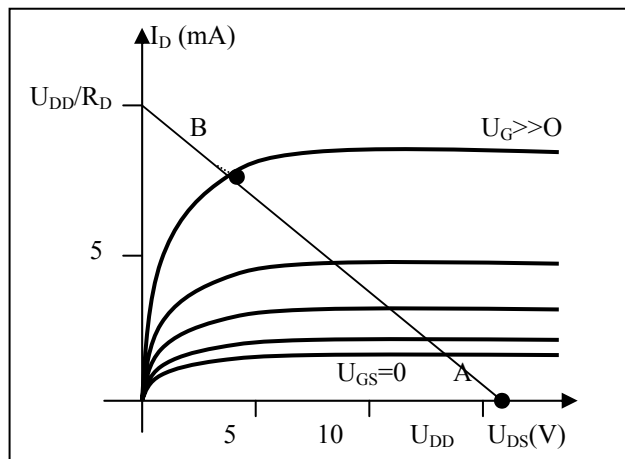
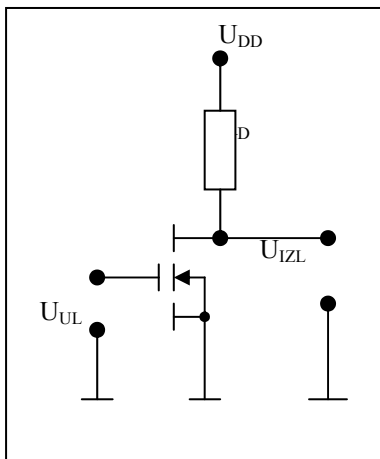


Dioda – paralelno vezana induktivitetu pri induktivnom opterećenju.



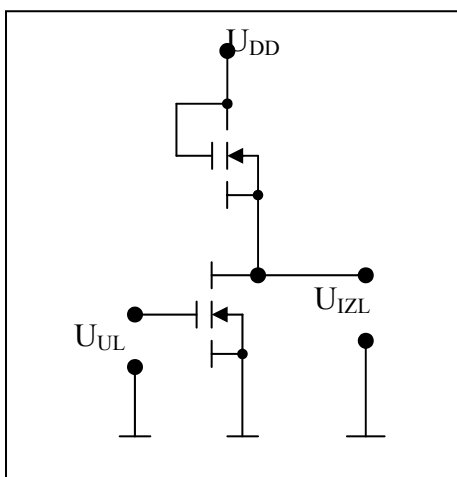
Struja kroz zavojniciu sada postepeno ide ka nuli, sve dok se ne utroši energija nagomilana u zavojnici.

## MOS FET KAO SKLOPKA



Zbog velikog ulaznog otpora MOS-feta, u ulaznom krugu nije potreban otpornik. Za  $U_{GS}=0$  MOS-fet se nalazi u zakočenju (točka A) i predstavlja otvorenu sklopku. Za  $U_{GS}>0$  (točka B), MOS-fet se nalazi u nezasićenom području i predstavlja zatvorenu sklopku.

U odnosu na bipolarni tranzistor pad napona između elektroda S i D u točki B je znatno viši. Umjesto omskog  $R_D$  u integriranim krugovima se češće koristi još jedan MOS-fet.



U prekidačkim digitalnim krugovima više od ostalih tipova koristimo N-kanalne samozaporne MOS-fete, jer imaju napon istog polariteta na elektrodama D i G pa su pogodni za direktno

vezivanje. Osim toga, N-kanalni MOS-feti su brži u radu od P-kanalnih jer elektroni imaju oko 2 puta veću pokretljivost od šupljina.

P-kanalnih jer elektroni

## MULTIVIBRATORI

Multivibratori su pojačala s dva stupnja s jakom pozitivnom povratnom vezom. spadaju u grupu okidnih generatora impulsa. Obično se sastoje od dva tranzistora koji rade izmjenično, imaju ulogu sklopke, a na izlazu daju pravokutan napon.

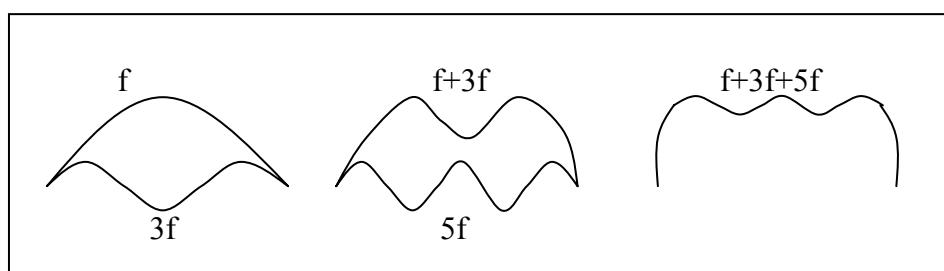
Multivibratori mogu biti u stabilnim i kvazistabilnim stanjima.

**Bistabilni multivibrator (flip-flop)** ima oba stanja stabilna. Da bi prebacio iz jednog u drugo stanje moramo mu dovesti impuls. Koristi se kao osnovni element za pamćenje u registrima, kao djelatelj frekvencija i elektronička sklopka s dva stabilna stanja.

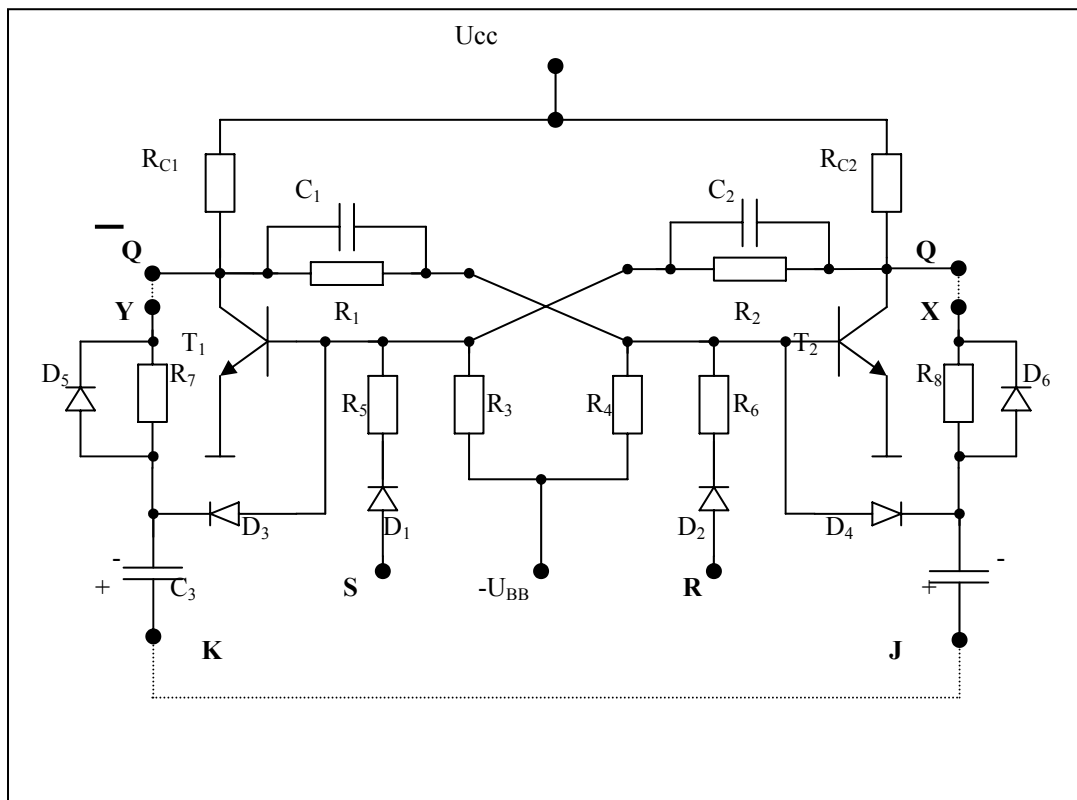
**Monostabilni multivibrator** ima jedno stanje stabilno i jedno kvazistabilno stanje. Dovođenjem impulsa prelazi u kvazistabilno stanje iz kojeg se automatski vraća nakon određenog vremena. Koristi se kao sklop za kašnjenje i djeljenje frekvencija.

**Astabilni multivibrator** ima oba stanja kvazistabilna i koristi se kao oscilator koji generira pravokutan napon.

Zbog toga što se pravokutan napon može rastaviti na mnoštvo sinusnih valova (neparnih harmničnih članova), sklopovi su dobili ime **multivibratori**.



## BISTABILNI MULTIVIBRATOR



Q – glavni izlaz bistabila

$\bar{Q}$  – sporedni izlaz bistabila

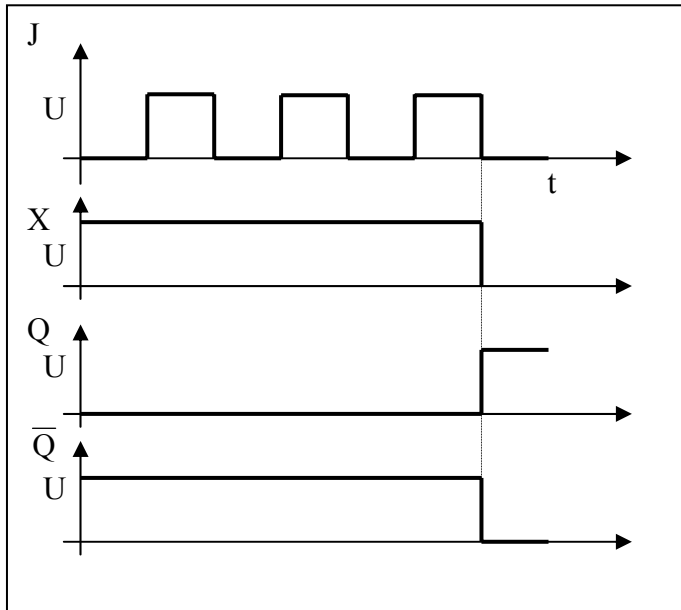
Pri uključanju napona napajanja, zbog nesimetrije kolektorskih struja, proteći će, recimo struja  $I_{C1}$ . Zbog toga je  $U_{C1}$  manji od  $U_{C2}$ , pa će baza  $B_2$  preko  $R_1$  dobiti slabiju pobudu. Smanjiti će se  $I_{C2}$  i povećati  $U_{C2}$ , što će izazvati daljnje povećanje  $I_{B1}$  i  $I_{C1}$ , a smanjenje  $U_{C1}$ . Zbog međusobnog potpomaganja  $T_1$  će vrlo brzo doći u zasićenje, a  $T_2$  u zakočenje. To je jedno stabilno stanje u kojem je  $Q=1$  a  $\bar{Q}=0$

U drugom stanju situacija je obrnuta. Ubrzavajući kondenzatori  $C_1$  i  $C_2$  omogućavaju bržu izmjenu stanja, a  $R_1$ ,  $R_4$ , i  $R_2$ ,  $R_3$  čine djelitelje napona baze.

Ulazi "S" i "R" nazivaju se statički.

Ulazi "J" i "K", nazivaju se dinamički.

Promjena stanja bistabila postiže se dovođenjem pozitivnog impulsa na bazu tranzistora koji ne vodi. Tada taj tranzistor provede, a drugi ode u zasićenje.  $C_4$ ,  $R_8$  sa  $D_4$  je istosmjerno upravljiva CR mreža gdje  $D_4$  služi kao sklopka koja propušta negativne impulse.



Ako je npr.  $T_2$  u zasićenju, a na "J" ulazu dolaze pozitivni impulsi, uz točku X na pozitivnom potencijalu, ne dolazi do promjene stanja. Izjednačavanjem potencijala točke X sa nulom, prvi impuls koji naiđe na "J" ulazu izaziva promjenu stanja. To se dešava zbog toga što taj impuls brzo nabije  $C_4$  zbog diode  $D_6$ . Završetkom impulsa,  $C_4$  se ponaša kao izvor negativnog napona koji preko  $D_4$  izvlači naboj iz baze  $T_2$ . Zbog toga  $T_2$  brzo dolazi u zakočenje.

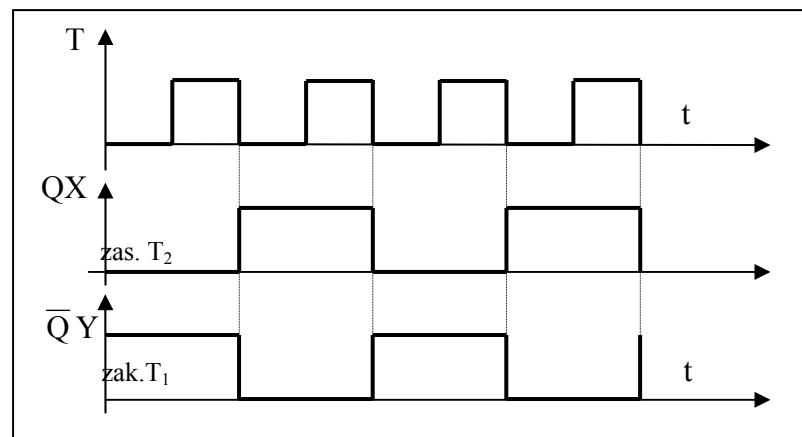
Spajanjem točke X sa Q i Y sa  $\bar{Q}$ , uvijek će onaj tranzistor koji vodi biti spreman za prebacivanje.

Zbog toga možemo spojiti ulaze J i K, pa dobivamo komplementaran ulaz T. Nakon svakog impulsa dovedenog na T ulaz, imatićemo prebacivanje u drugo stanje jer će impuls djelovati samo na bazu tranzistora koji vodi.

Bistabilni multivibrator ovdje ima ulogu djelitelja frekvencije impulsa sa T ulaza koje dijeli sa 2.

Kod različitih izvedbi bistabila, uvijek se pobudom nastoji izvući tranzistor iz zasićenja da bi onda međusobnim

potpomaganjem brže došlo do promjene stanja, što je mnogo bolje nego dovoditi tranzistor iz zakočenja u zasićenje.

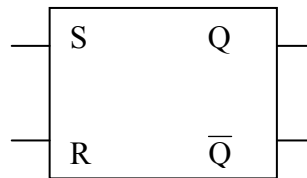




## RS BISTABIL

Tablica stanja			
Ulazi		Stanje izlaza Q uz početno stanje	
S	R	0	1
0	0	0	1
0	1	0	0
1	0	1	1
1	1	Neodređeno	

Simbol:



RS bistabil ima dva ulaza i dva izlaza. Ulaz "S" služi za postavljanje u stanje (set), a ulaz "R" za postavljanje u stanje "0" (reset).

Kada je na oba ulaza bistabila logička nula, stanje izlaza se ne mijenja. Ako je početno stanje na izlazu Q "0" ( $T_1$  bistabila u zakočenju, a  $T_2$  u zasićenju) i na ulaz "S" dovedemo impuls,  $T_1$  će prijeći u zasićenje, a  $T_2$  u zakočenje. Na izlazu "Q" dobiti ćemo logičku "1".

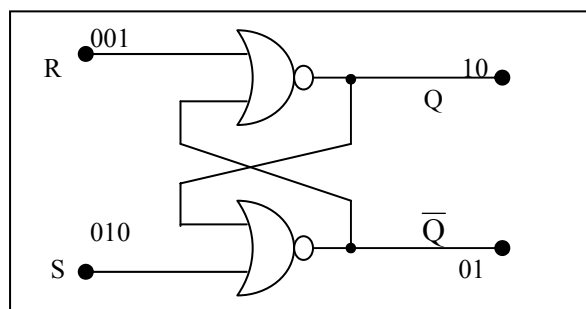
Ako je bistabil bio u stanju "1", on ostaje u tom stanju.

Kada se na ulaz R dovede impuls, bistabil će prijeći u stanje "0", ako je bio u stanju "1" ili će ostati u stanju "0" ako je bio u tom stanju.

Dovedemo li istovremeno na oba ulaza impulse, stanje u koje će se bistabil postaviti nije niti određeno.

U digitalnoj elektronici isključivo se koriste integrirani logički sklopovi, pa se RS-bistabil može sastaviti od logičkih sklopova NILI.

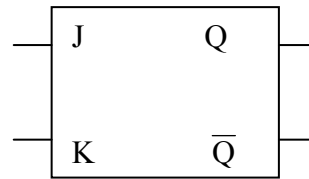
Uz  $R=0$  i  $S=0$  pretpostavimo da je bistabil u stanju "1". Kada se na S ulazu pojavi "1", na izlazu Q će se zadržati stanje "1" jer je otprije prvi ulaz donjeg sklopa NILI bio u stanju "1". Ako se na R pojavi signal, na ulazu u gornji sklop imati ćemo "1" i "0", što na izlazu iz sklopa daje nulu. To se prenosi na ulaz donjeg sklopa gdje imamo dvije nule, pa na izlazu "Q" imamo "1".



## JK BISTABIL

Tablica stanja			
Ulazi		Stanje izlaza Q uz početno stanje	
J	K	0	1
0	0	0	1
0	1	0	0
1	0	1	1
1	1	1	0

Simbol:



Nedostatak RS bistabila je da mu je izlaz neodređen kada su oba ulaza u stanju “1”. Ovaj nedostatak otklonjen je kod JK bistabila.

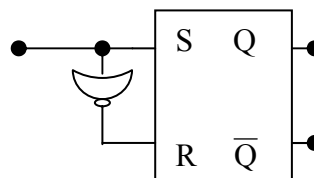
Ako je  $J=0$ ,  $K=1$ , i uz postojeće stanje  $Q=0$ , tranzistor  $T_1$  će biti u zakočenju, a  $T_2$  u zasićenju, i bistabil će zadržati postojeće stanje.

Ako je  $Q=1$ , bistabil će prebaciti u stanje  $Q=0$ , jer pozitivan impuls na “K” prebacuje  $T_1$  u zakočenje.

Za  $J=1$ ,  $K=1$  i  $Q=1$ ,  $T_1$  je u zasićenju a  $T_2$  u zakočenju. Djelovati će samo impuls na  $T_1$  koji će prijeći u zakočenje, a zbog toga  $T_2$  u zasićenje pa ćemo imati stanje “0” na izlazu “R”.

## D BISTABIL

Tablica stanja		
Ulazi	Stanje izlaza Q uz početno stanje	
D	0	1
0	0	0
1	1	1



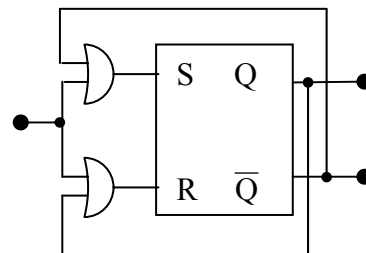
Ako je  $Q=0$  i na ulaz dovedemo “1”, stanje izlaza će se promijeniti i postati jednako stanju ulaza..

Uz  $Q=1$ , zadržati će se to stanje. Možemo zaključiti da je stanje izlaza jednako stanju na ulazu uz doređeno kašnjenje.

D bistabil se upotrebljava kod prijenosa podataka iz jednog u drugi izvor.

## T BISTABIL

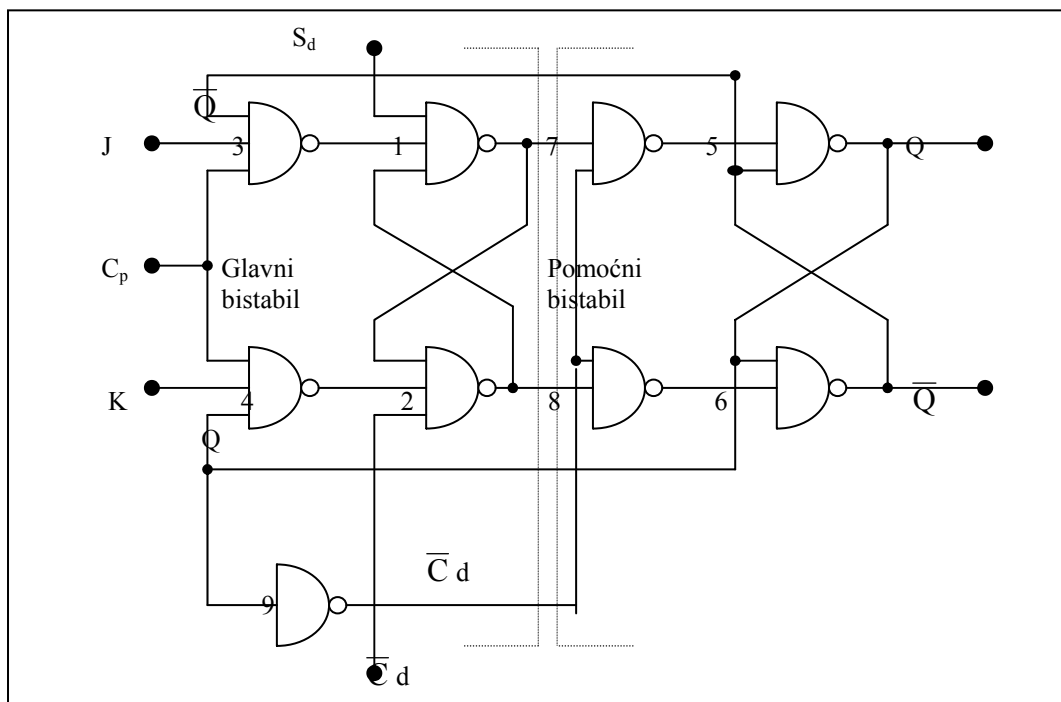
Tablica stanja		
Ulazi	Stanje izlaza Q uz početno stanje	
T	0	1
0	0	1
1	1	0



Ako dodamo dvoja "T" vrata RS bistabilu, dobivamo "T" bistabil.

Ako nema ulaznog impulsa, stanje izlaza ostaje nepromjenjeno. Svaki dovedeni impuls mijenja stanje bistabila pa se ovaj bistabil koristi u brojačima.

## MS BISTABIL

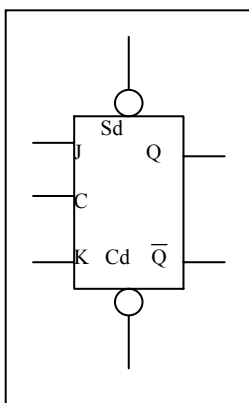


U radu JK bistabila, mogu se javiti teškoće jer se dijeljenje ulaza JK temelji na povratnim signalima sa izlaza, a stanje tih izlaza se želi mijenjati. Također, kod nekih izvedbi može doći do osciliranja. Utjecaj mogućih smetnji može se smanjiti pomoću tzv. bridom okidnih bistabila kod kojih se promjena stanja ulaza događa za vrlo kratko vrijeme dok na ulazu djeluje brid okidnog impulsa. Za ispravan i potpuno siguran rad danas se najviše koristi dvostruki upravljani MS bistabil koji se sastoji od glavnog i pomoćnog bistabila.

Zbog ulaznih sklopova 3 i 4 moći će se mijenjati stanje bistabila samo uz prisutnost impulsa ritma  $C_p$  (clock pulse) (takt impulsi).

Ako je  $C_p=0$  izlazi NI sklopova su stalno na "1", pa glavni bistabil ne mijenja stanje. Impulsi  $C_p$  dovode se direktno na glavni bistabil preko inventora (sklop 9) na pomoćni bistabil. Zbog toga, kada je  $C_p=0$  na pomoćnom bistabilu, zbog invertora je "1" pa postoji izravna veza između bistabila i da su jednakim stanjima. Npr. neka su oba bistabila u stanju "0", a da oba ulaza (J i K) u stanju "1". Nailaskom takt impulsa  $C_p$ , sklop 3 ima na ulazu sve tri "1", na izlazu daje "0" pa se glavni bistabil postavlja u stanje "1". Pomoćni bistabil ne mijenja stanje zbog invertora.. Završetkom  $C_p$  impulsa uspostavlja se veza između glavnog i pomoćnog bistabila. Sklop 7 daje dvije "1" na ulazu, na izlazu daje "0" što postavlja pomoćni bistabil u stanje "1". Ulazi  $\bar{S}_d$  i  $\bar{C}_d$  služe za asinkrono izvana postavljanje u stanje "1" ( $\bar{S}_d$ ) i u stanje "0" (brisanje -  $\bar{C}_d$ ).

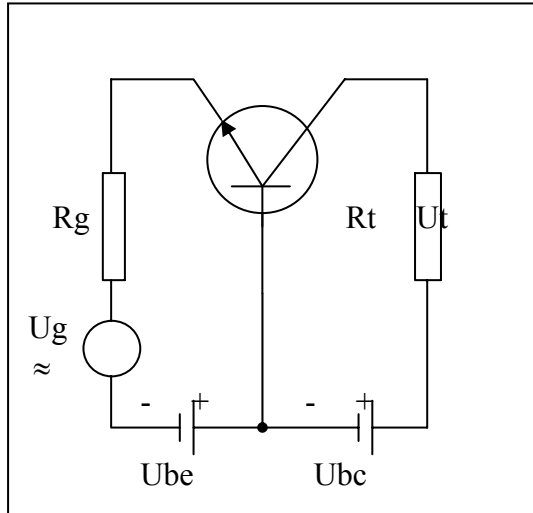
U normalnom stanju na  $S_d$  i  $C_d$  imamo logiku "1". Želimo li glavni bistabil postaviti u stanje "1" na " $S_d$ " dovodimo "0", a ako želimo glavni bistabil postaviti u stanje "0", na " $C_d$ " također dovodimo "0".



Simbol MSbistabila na ulazu  $C_p$  ima kružić. Time se naznačuje da će se na izlazima Q i  $\bar{Q}$  MS bistabila pojaviti novo stanje tek kada impuls  $C_p$  ode na "0". Za vrijeme trajanja impulsa  $C_p$  ne smije se mijenjati stanje na ulazima J i K jer je tada stanje izlaza neoređeno.

# TRANZISTORSKA POJAČALA

## TRANZISTOR U SPOJU ZAJEDNIČKE BAZE



Karakteristika ovog spoja je veoma mali ulazni otpor (propusna polarizacija spoja emiter baza  $10-50 \Omega$ ) i vrlo veliki izlazni otpor (inverzna polarizacija PN spoja kolektor baza  $300 \text{ k}\Omega - 2 \text{ M}\Omega$ ). Zbog toga je ovaj spoj neprikladan za NF pojačala jer je teško postići prilagođenje izlaznog i ulaznog otpora između dva stupnja pojačanja.

Najpovoljnije je da je u ulaznom krugu unutrašnji otpor  $R_g$  generatora signala kojeg pojačavamo jednak ulaznom otporu tranzistora, a u izlaznom krugu izlazni otpor  $R_{BC}$  jednak opteretnom otporniku  $R_t$ . Tada imamo optimalno prilagođenje otpora i maksimalno pojačanje snage..

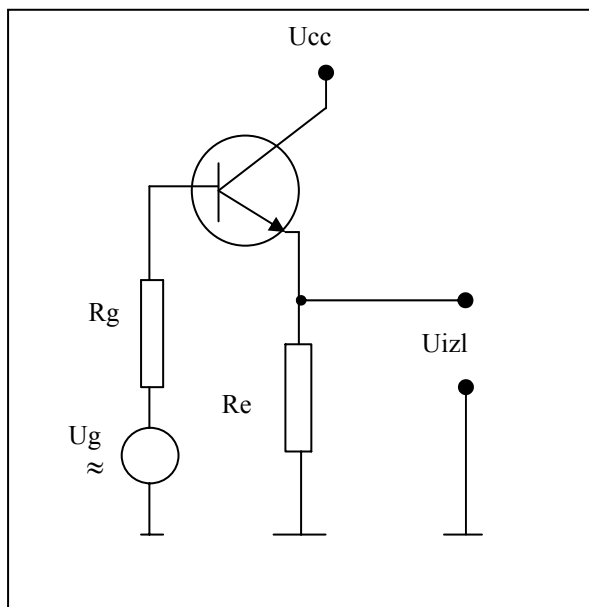
$R_t$  može biti vrlo veliki, pa ovaj spoj daje veliko pojačanje napona. Pojačanje snage je nešto manje nego u spoju zajedničkog emitera, jer je strujno pojačanje manje od "1".

Ovaj temperaturno stabilan spoj ( $I_{CB0}$ ) upotrebljava se u pojačalima VF signala jer ima naponsko pojačanje približno konstantno sve do vrlo visokih frekvencija i ta prednost je značajnija od lošeg prilagođenja otpora.

Na visoke frekvencije naročito nepovoljno djeluje kapacitet inverzno polariziranog PN spoja ( $C_{CB}$ ). Kod spoja zajedničkog emitera  $C_{CB}$  povezuje ulazni i izlazni krug, pa struje viših frekvencija teku preko njega što je vrlo nepovoljno. Kod ovog spoja  $C_{CB}$  se nalazi paralelno izlazu gdje manje smeta.

Ulazni i izlazni signali su u fazi.

## TRANZISTOR U SPOJU ZAJEDNIČKOG KOLEKTORA (EMITERSKO SLJEDILO)



$$A_i = \frac{1 + h_{fe}}{1 + h_{0e} \times R_e}$$

$$h_{0E} < 1$$

$$A_i \approx 1 + h_{fe}$$

Ovaj spoj se odlikuje jakom negativnom povratnom vezom što je i razlog da ima veliki ulazni otpor

$$R_{ul} = h_{ie} + A_i \times R_e.$$

Struja pojačanja  $A_i$  je malo veća nego u spoju zajedničkog emitera.

Naponsko pojačanje  $A_u$  je nešto manje od "1", jer ulazni napon mora

pokrenuti mali pad napona  $U_{BE}$  i izlazni napon  $U_{izl}$ .

$$A_u = 1 - \frac{h_{ie}}{R_{UL}} \quad R_{izl} = \frac{1}{h_{0e} + \frac{1 + h_{eE}}{h_{iE} + R_g}}$$

Izlazni otpor je vrlo mali (30-40  $\Omega$ )

Zbog velikog  $R_{ul}$  i malog  $R_{izl}$  ovaj spoj se koristi kao transformator impedancije jer visokoomski izlaz prethodnog stupnja može prilagoditi niskoomskom ulazu slijedećeg stupnja.

Pojačanje snage je nešto manje od spoja zajedničke baze i spoja zajedničkog emitera. Ulazni i izlazni signal je u fazi za razliku od spoja zajedničkog emitera gdje je izlazni napon u protufazi sa ulaznim, a gornja granična frekvencija je niska kao i kod spoja zajedničkog emitera.

## **VIŠE STUPNJEVA NF POJAČALA I NEKI POSEBNI SPOJEVI POJAČALA**

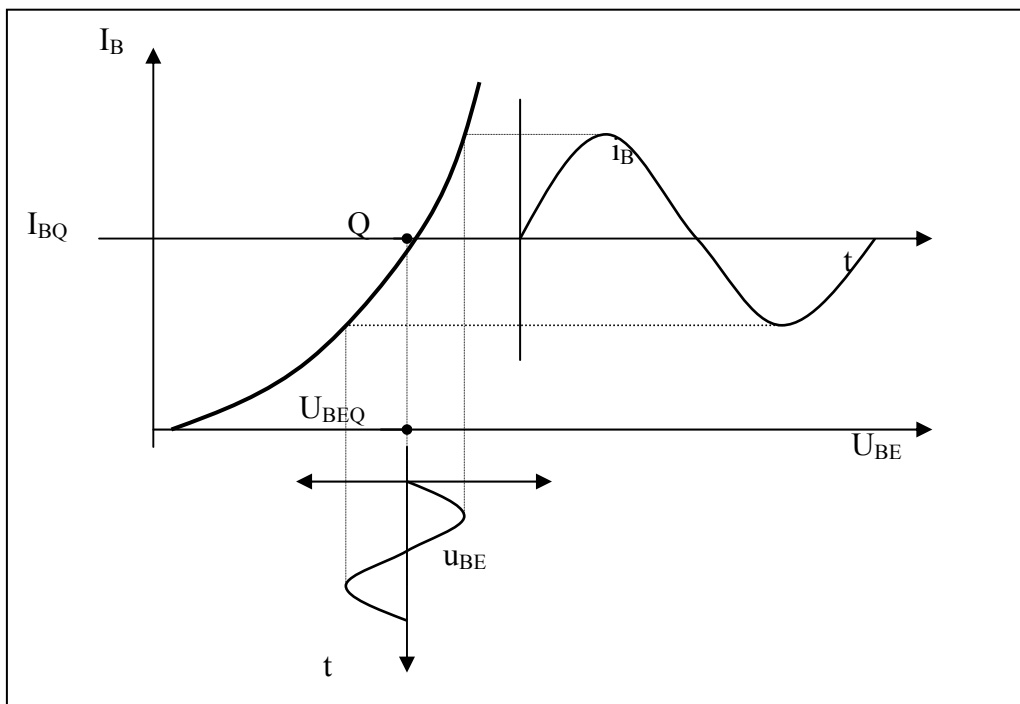
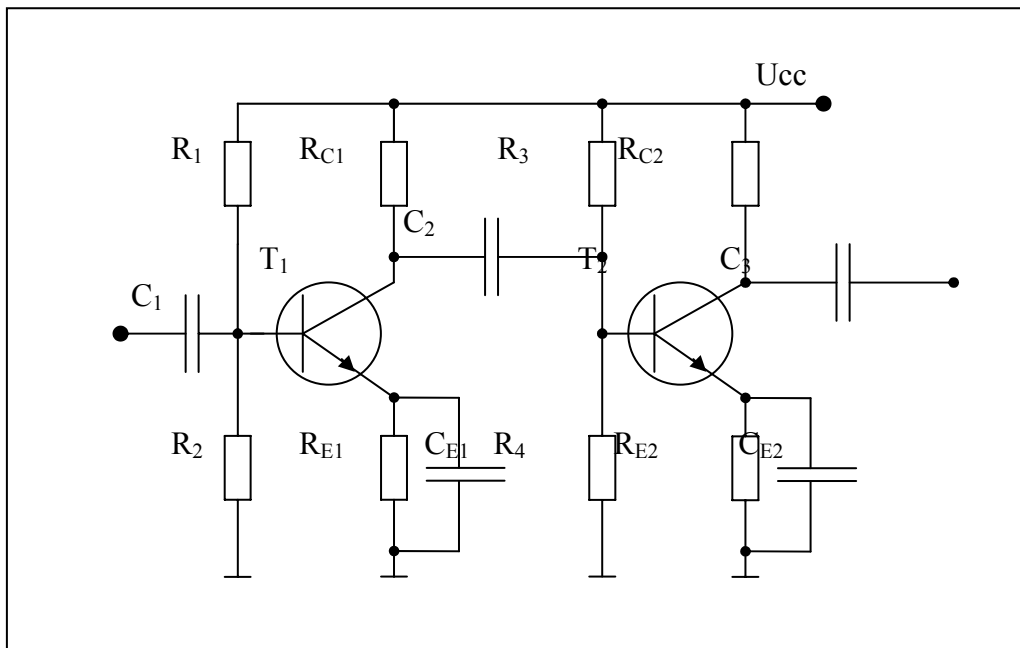
### **VEZE IZMEĐU STUPNJEVA**

Postoje pojačala sa kapacitivnom vezom između stupnjeva (RC pojačala), transformatorskom vezom, induktivno-kapacitivnom vezom (LC pojačala) i direktno vezana pojačala (istosmjerna pojačala).

Kod transformatorske veze imamo idealno prilagođenje ulaznih i izlaznih otpora. Transformator ima i velike nedostatke (skupoća, veličina, težina, izobličenje signala, loša frekventna karakteristika) pa se uglavnom upotrebljava u predizlaznim i izlaznim stupnjevima gdje je prilagođenje otpora dosta bitno, a izobličenja se više ne pojačavaju.

Pojačalo sa LC mrežom se rijetko koristi jer je  $X_L$  ovisan o frekvenciji pa na različitim frekvencijama imamo različito pojačanje.

## RC POJAČALO S DVA STUPNJA



Radna točka  $T_1$  i  $T_2$  određuje se i stabilizira djelateljima napona i emiserskim otpornicima. pojačani izmjenični signal sa kolektora  $T_1$  dovodi se preko  $C_2$  na bazu tranzistora  $T_2$ .  $C_2$  služi za galvanjsko odvajanje pojedinih stupnjeva, tj. da se spriječi utjecaj većeg kolektorskog istosmjernog napona prethodnog stupnja na bazu slijedećeg stupnja.

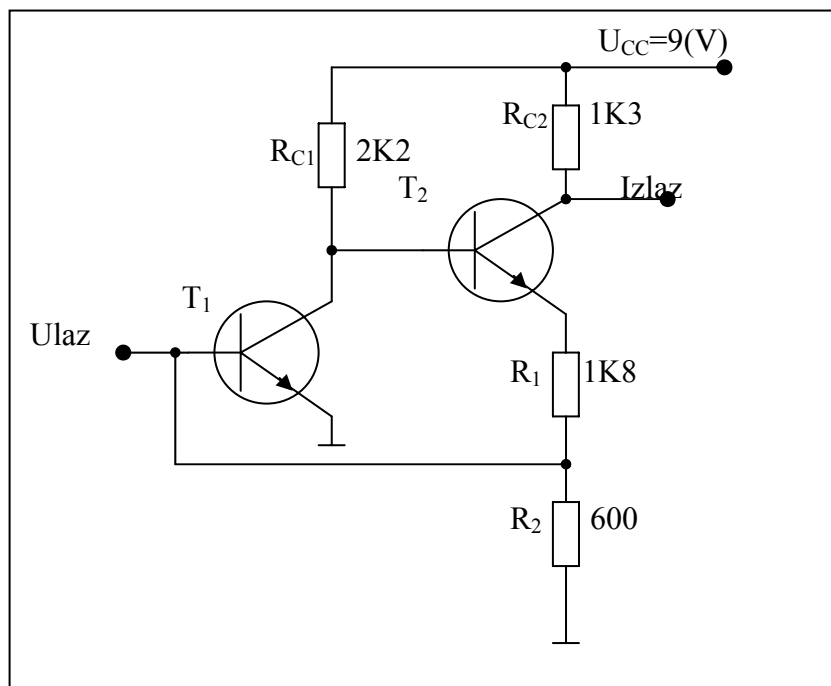
Zbog manjih izobličenja, potrebno je osigurati da istosmjerna struja baze  $I_{BEQ}$  u statičkoj radnoj točki  $Q$  bude veća od amplitude izmjenične komponente " $i_B$ ".

Zbog različitih ulaznih i izlaznih otpora, nemamo idealno prilagođenje pa se gubitak snage kompenzira upotrebom više stupnjeva pojačanja. Ukupno pojačanje jednako je

produktu pojačanja pojedinih stupnjeva, a širina prenešenog frekventnog opsega manja je nego kod pojačala s jednim stupnjem.

## ISTOSMJERNA POJAČALA

Primjer proračuna jednog istosmjernog pojačala.



Za direktno vezano pojačalo sa Si tranzistorima izvesti statičku analizu!

Zbog toga što Si tranzistori imaju relativno velike faktore strujnog pojačanja, struja baze se može zanemariti. Za napon  $U_{BE}$  uzesti ćemo iznos od 0,7 (V).

$$I_{E2} = \frac{U_{BE1}}{R_2} = \frac{0,7}{0,6} = 1,17 \text{ (mA)}$$

$$U_{BE2} = I_{E2} (R_1 + R_2) = 1,17 (0,6 + 1,8) = 1,17 \times 2,4 = 2,8 \text{ (V)}$$

$$U_{CE2} = ?$$

$$U_{C2} = U_{CC} - I_C R_{C2} = 9 - 1,17 \times 1,3 = 9 - 1,5 = 7,5 \text{ (V)}$$

$$U_{CE2} = U_{C2} - U_{E2} = 7,5 - 2,8 = 4,7 \text{ (V)}$$

$$U_{CE1} = U_{B2} = U_{E2} + U_{BE2} = 0,7 + 2,8 = 3,5 \text{ (V)}$$



$$I_{C1} = ?$$

$$I_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{CE1}}{R_{C1}} = \frac{9 - 3,5}{2,2} = \frac{5,5}{2,2} = 2,5 \text{ (mA)}$$

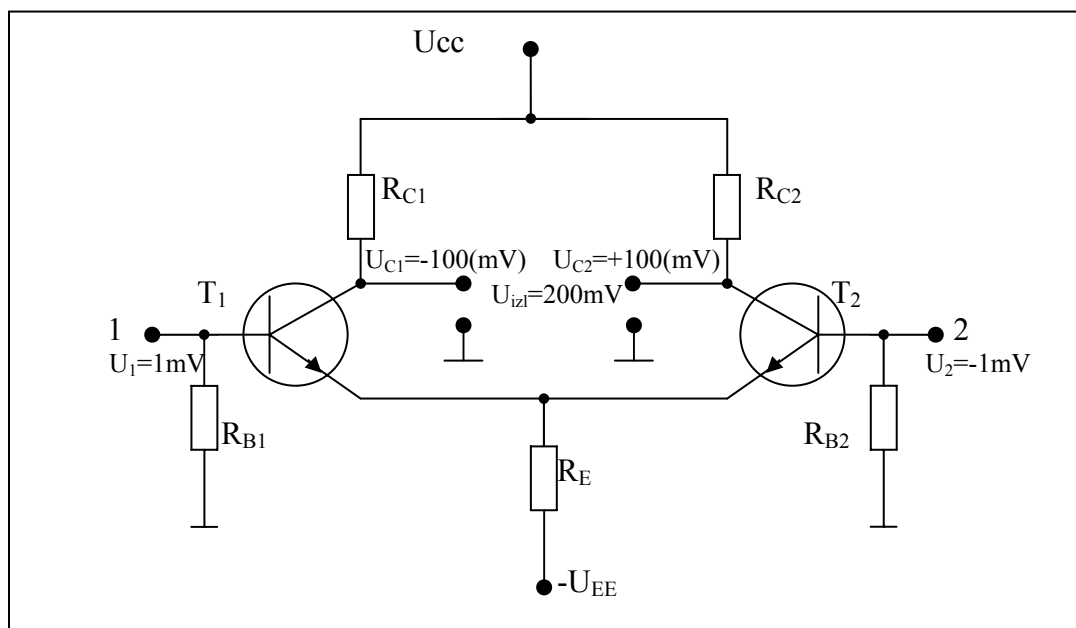
## DIFERENCIJALNO POJAČALO

Da se izbjegnu problemi oko klizanja radne točke, kao istosmjerna pojačala najviše se koriste diferencijalna pojačala. Upotrebljavamo ih u ulaznim stupnjevima integriranih operacijskih pojačala za pojačanje signala, a mogu služiti i za dobivanje protufaznih signala (okretači faze). Ova direktno vezana pojačala pojačavaju razliku (diferenciju) a ne pojačavaju istofazne signale jednake amplitude.

Signali koji se pojačavaju dovode se na ulaze "1" i "2" ( $U_1$  i  $U_2$ ), a možemo ih uzimati simetrično između kolektora tranzistora (diferencijalni izlaz  $U_{izl}$ ) ili asimetrično, između jednoga kolektora i mase ( $U_{C1}$ ,  $U_{C2}$ ).

Da bis klop mogao vršiti svoju funkciju,  $T_1$  i  $T_2$  te  $R_{C1}$  i  $R_{C2}$  moraju biti potpuno jednaki.

$R_E$  je visokoomski otpornik koji služi kao izvor približno konstantne struje.  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$  mogu biti unutrašnji otpori generatora signala kojeg pojačavamo.



Ako je  $U_1 = 1$  (mV), a  $U_2 = -1$  (mV) (protufazni signali fazno pomaknuti za  $180^\circ$ ) i ako je  $U_{IZL} = 200$  (mV), uz postojeću razliku signala od 2 mV, diferencijalno pojačanje je jednako 100. Na asimetričnim izlazima dobije se za pola manje pojačanje.

Zbog pozitivnije baze  $T_1$  će voditi veću struju, a zbog niskoomskog  $R_E$  (zbroj emitorskih struja je približno konstantan) i negativnije baze, kroz  $T_2$  će teći manja struja.  $U_{C1}$  će se smanjiti na  $-100$  (mV), a  $U_{C2}$  povećati na  $+100$  (mV). To znači da smo dobili i zakretanje faze.

Diferencijalno pojačalo možemo koristiti i ako jedan ulaz uzemljimo. Za  $U_1 = 2$  (mV) i  $U_2 = 0$ , pojačanje će biti jednako kao i u prethodnom slučaju, jer pojačalo pojačava razliku signala.

Smetnje koje uzrokuju klizanje radne točke (promjena napona napajanja, inverznih struja, promjena temperature),  $T$  i  $R_c$  se izvode tako da su na istoj temperaturi i moraju biti simetrični. Ako zbog smetnje dođe do istofazne promjene, napon obiju faza će se promijeniti za jednak iznos pa će se promijeniti  $U_{C1}$  i  $U_{C2}$ , pa se  $U_{izl}$  neće promijeniti.

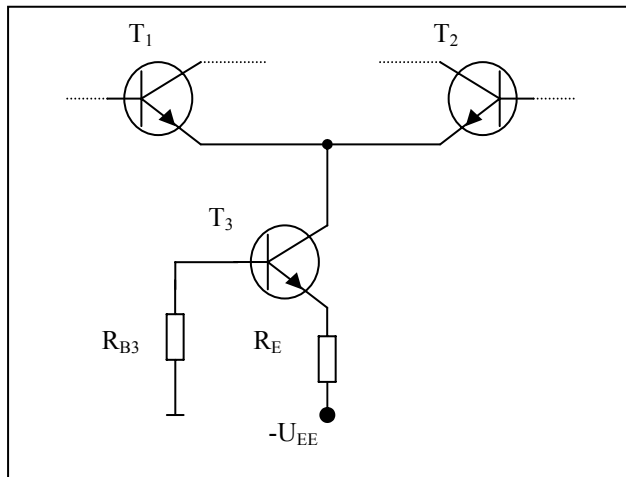
Faktor potiskivanja smetnje  $F_p = \frac{A_d}{A_c}$  biti će veći uz veći  $R_E$  i simetričniji sklop.

$A_d$ ...diferencijalno pojačanje razlike signala

$A_c$ ...pojačanje istofaznih signala

$F_p$ ...faktor potiskivanja smetnji

Veliki  $R_E$  znači i velik  $(-U_{EE})$  što je nepraktično pa se koristi još jedan tranzistor ( $T_3$ ) koji uz stalan potencijal baze predstavlja izvor konstantne struje.



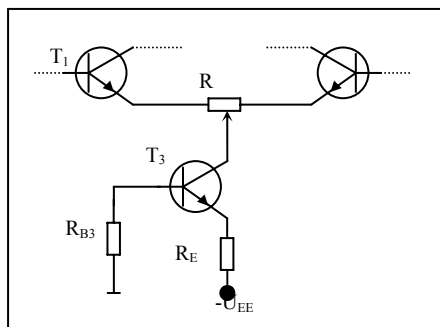
Uz konstantan  $I_E$ ,  $I_c$  ostaje približno konstantan jer strujni izvor ima veliki unutrašnji otpor za izmjenični signal, a u statičkim uvjetima (radna točka  $Q$ ), taj otpor je relativno mali.

Dok na ulazima nema signala, statički otpor  $R_{ST}$  je reda veličine  $k\Omega$ , a u dinamičkim prilikama  $R_{DIN}$  je reda veličine  $M\Omega$ .

$$R_{ST} = \frac{I_{CBQ}}{I_{CQ}} \quad R_{DIN} = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C}$$

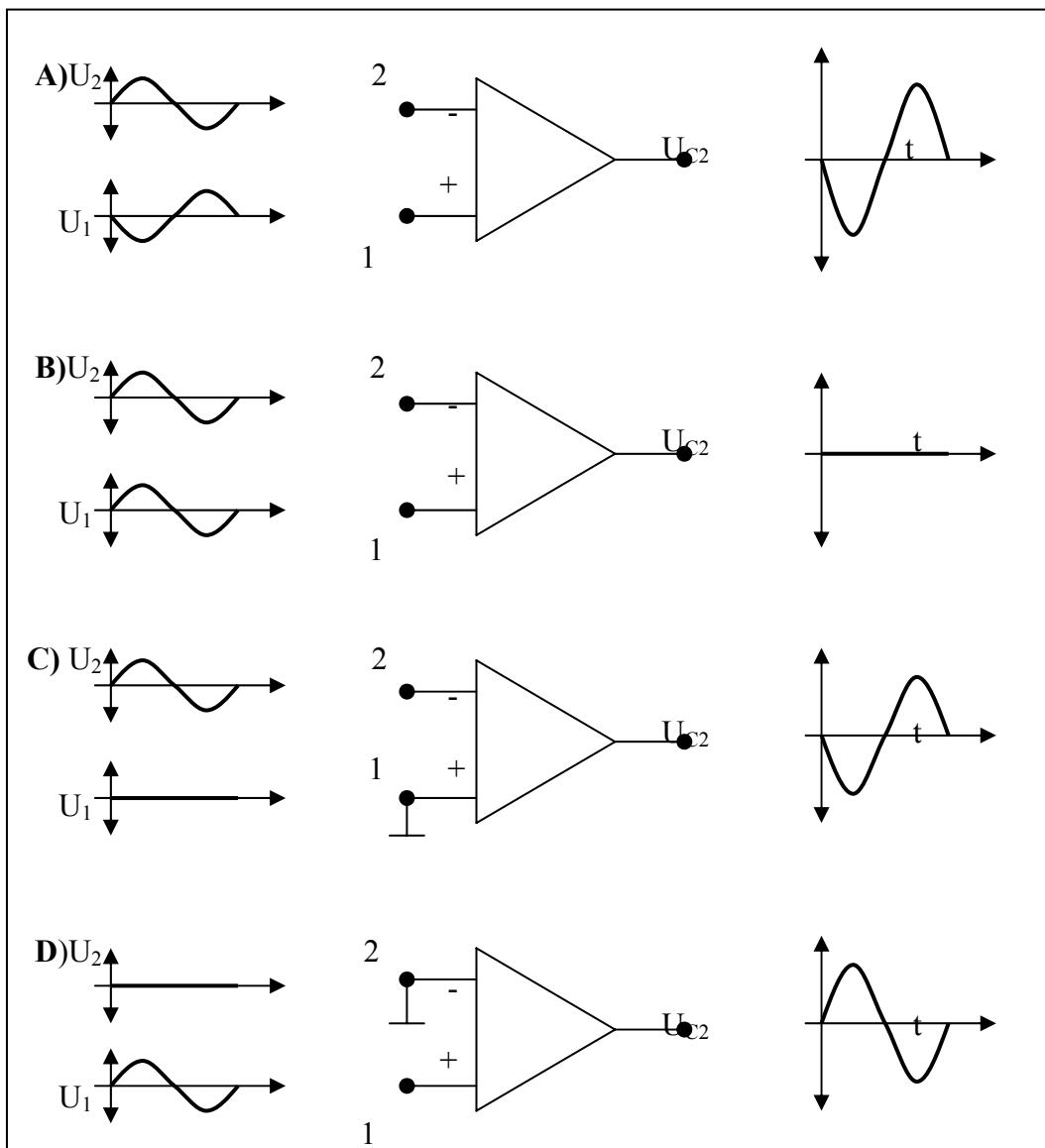
Ako tranzistori nisu jednakih karakteristika, što je obično slučaj u

praksi, simetriranje sklopa se izvodi ubacivanjem potenciometra  $R$  malog otpora kojim se na jednaki iznos podešavaju emitterske struje.



Vrijednost  $R$  ne smije biti velika jer smanjuje pojačanje. Da se nebi mijenjale struje, u praksi se simetriranje vrši tako da se mjeri napon na diferencijalnom izlazu, koji mora biti jednak nuli ako su ulazi kratko spojeni na masu.

## VALNI OBLICI SIGNALA



U "A" slučaju protufazni signali na asimetričnom izlazu  $U_{C2}$  su pojačani.

U slučaju "B" istofazni signali su znatni prigušeni.

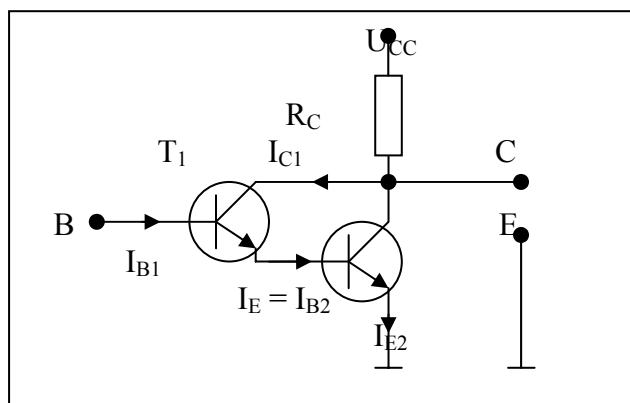
Prema "C" slučaju, dobiva se pojačan signal u protufazi sa ulaznim. Za taj izlaz, ulaz "2" se naziva invertirajući i označava se sa minus (-).

U "D" slučaju, na izlazu  $U_{C2}$  dobiva se pojačan signal u fazi sa ulaznim, pa se taj ulaz za isti izlaz naziva neinvertirajući i označava se sa plus (+).

## DARLINGTONOV SPOJ (kompaundni spoj)

Kada je potrebno ostvariti veliko strujno pojačanje i veliki ulazni otpor, kristimo 2 ili 3 direktno vezana tranzistora u darlington spoju koji se izrađuje i u integriranoj tehnici, na jednoj poluvodičkoj pločici.

Spoj zajedničkog emitera:



$$\beta_2 = \frac{I_{c2}}{I_{b2}} = \frac{I_{c2}}{I_{b1} + I_{c1}}$$

$$I_{c2} = \beta_2 (I_{b1} + I_{c1})$$

$$\beta_{uk} = \frac{I_{c1} + I_{c2}}{I_{b1}}$$

$$\beta_{uk} = \frac{I_{c1} + \beta_2 * I_{b1} + \beta_2 * I_{c1}}{I_{b1}}$$

$$\beta_{UK} = \beta_1 * \beta_2$$

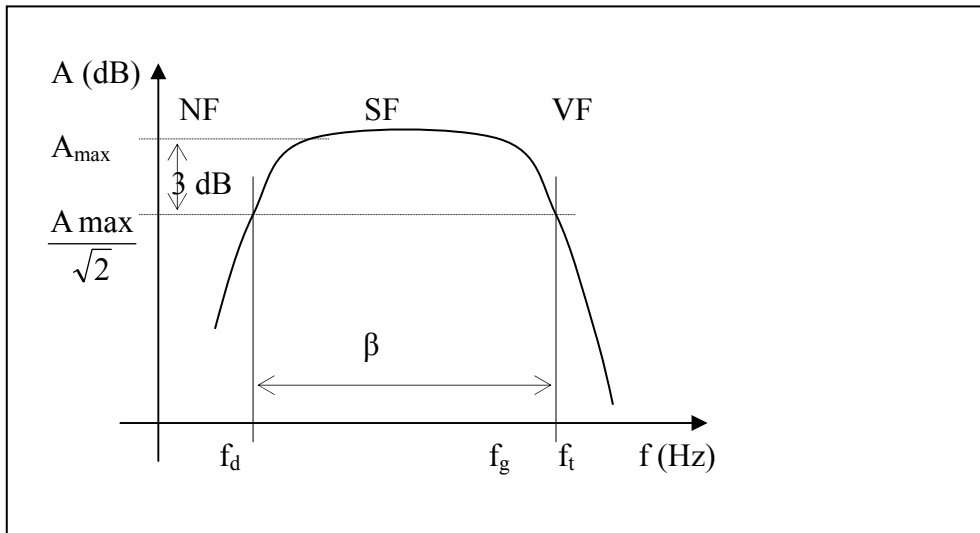
Ovim spojem postigli smo strujno pojačanje dvaju stupnjeva a da nismo utrošili nikakav dodatni materijal

Osim u pojačalima, Darlington spoj koristimo kada je potrebno dobiti velike struje (stabilizirani ispravljači) pomoću snažnih tranzistora. Ti tranzistori zahtijevaju veliku struju baze koju daje prvi tranzistor manje snage.

## FREKVENCIJSKA KARAKTERISTIKA POJAČALA U SPOJU ZAJEDNIČKOG EMITERA

Pojačanje pojačala slabi na niskim i visokim frekvencijama. Kod niskih frekvencija, pojačanje je manje zbog veznih i emitorskih kondenzatora. Da bi kondenzator na niskoj frekvenciji imao mali otpor za izmjenični signal koji pojačavamo, treba imati vrlo veliki kapacitet što je nepraktično (dimenzije, neekonomično) jer se to frekventno područje u praksi rijetko koristi.

Zbog toga se kod niskih, kao i kod visokih frekvencija, dozvoljava izvjesni pad pojačanja. Na visokim frekvencijama, pojačanje slabi zbog parazitnih kapaciteta i tzv Müllerovog efekta.



Na srednjim frekv. pojačanje je konstantno, a smanjenje pojačanja za  $\sqrt{2}$  ili za 3 dB definira donju i donju graničnu frekvenciju ( $f_d$  i  $f_g$ ). Nakon toga, pojačanje pada za 6 dB po oktavi i tu se pojačala ne upotrebljavaju. Frekvencijsko područje  $\beta$ , gdje je pojačanje zadovoljavajuće, određena je razlikom između  $f_g$  i  $f_d$ .

Frekvencija na kojoj strujno pojačanje padne za "1", naziva se tranzitna frekvencija ( $f_t$ ).

Odnos napona ili struja ( $U_2 : U_1$ )	Broj dB
1 : 1	0
$\sqrt{2} : 1$	3
2 : 1	6
4 : 1	12
10 : 1	20
100 : 1	40
1000 : 1	60
1 : 10	-20
1 : 100	-40

Ako se frekvencije odnose 1:2, tada je prva frekvencija za jednu oktavu niža od druge.

Primjer:

100 (Hz), 200 (Hz), 400 (Hz). Razmak između susjednih frekvencija iznosi 1 oktavu.

## POJAČALA SNAGE

Kod do sada obrađenih pojačala, iznos pojačanja nije bio naročito bitan. Najbitnije je bilo da pojačani signal sadrži što manje izobličenja.

Osnovni zadatak pojačala snage je da daje što veću snagu i imaju što veći stupanj djelovanja uz određeno dozvoljeno izobličenje signala.

Prilagođenje između stupnjeva je ovdje bitno pa se koriste vezni transformatori ili se stupnjevi direktno vežu. Zbog dobivanja što veće snage, radna točka se nalazi u blizini hiperbole  $P_{max}$ , pa treba voditi računa da se zbog termičke nestabilnosti hiperbola trajno ne prijeđe.

Najviše se koristi spoj zajedničkog emitera jer daje najveće pojačanje snage, a izobličenja kompenziramo povratnom vezom.

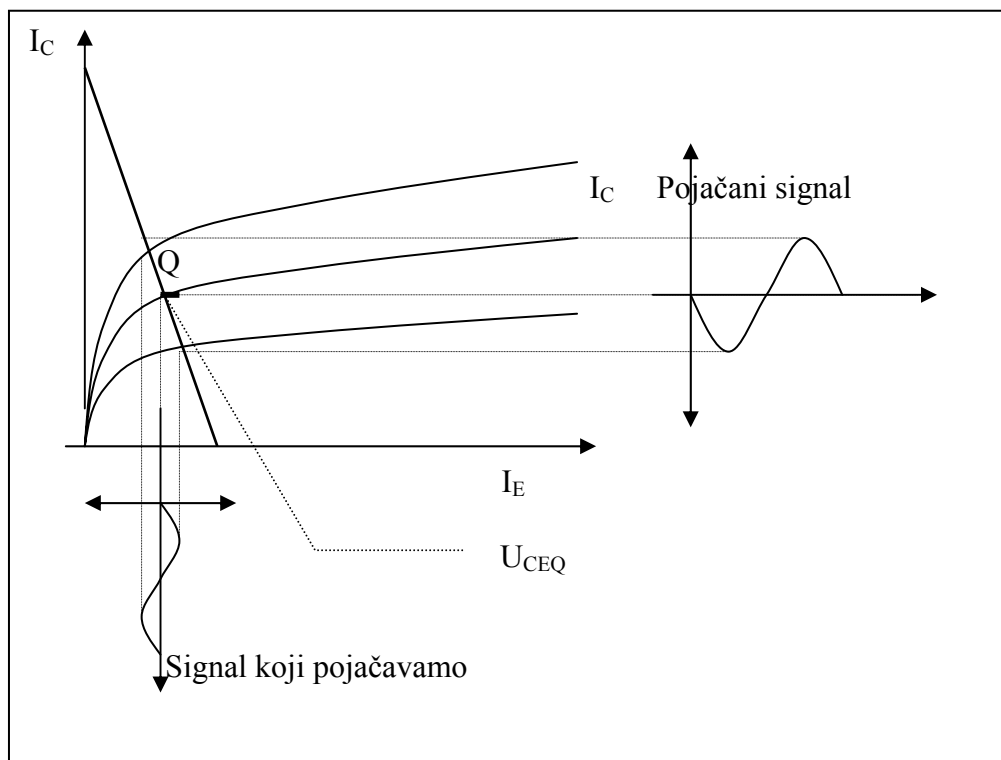
Spoj sa zajedničkom bazom ima manja izobličenja, bolju frekventnu karakteristiku i manje pojačanje snage.

Spoj sa zajedničkim kolektorom se koristi za prilagođenje otpora i omogućava izostavljanje veznih transformatora.

Pojačala mogu raditi u klasama A, AB, B, a pojačala visoke frekvencije rade u klasi C.

### A - KLASA

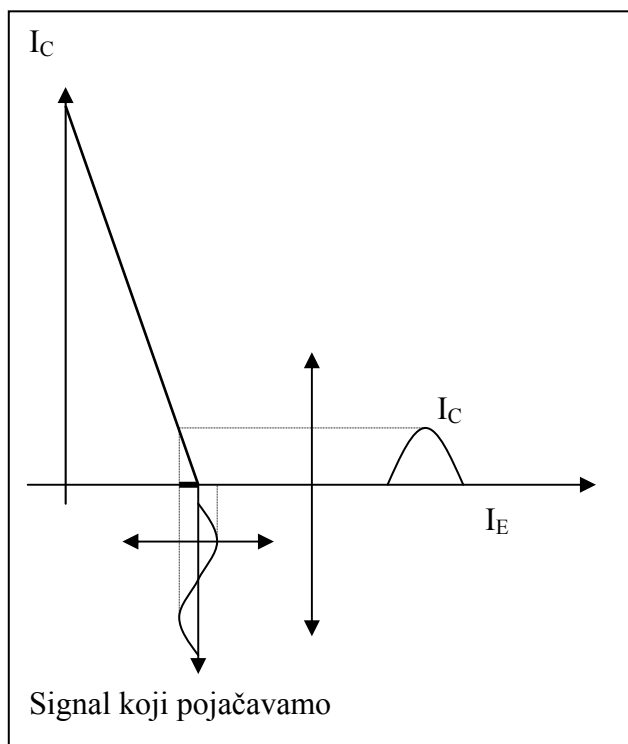
Statička radna točka se nalazi u sredini radnog pravca.  $I_C$  teče za vrijeme cijele periode bez obzira na prisutnost signala kojeg pojačavamo, što je neekonomično. Zbog toga ova klasa je pogodna za prijenosne uređaje, a zbog malih izobličenja, najčešće se upotrebljava u predpojačalima.



## AB – KLASA

Radna točka se nalazi između radnih točki klasa A i B., bliže radnoj točki B klase.  $I_C$  teče za vrijeme koje je duže od jedne poluperiode, a kraće od vremena cijele periode. Zbog malih izobličenja u odnosu na klasu B, često se upotrebljava.

## B – KLASA

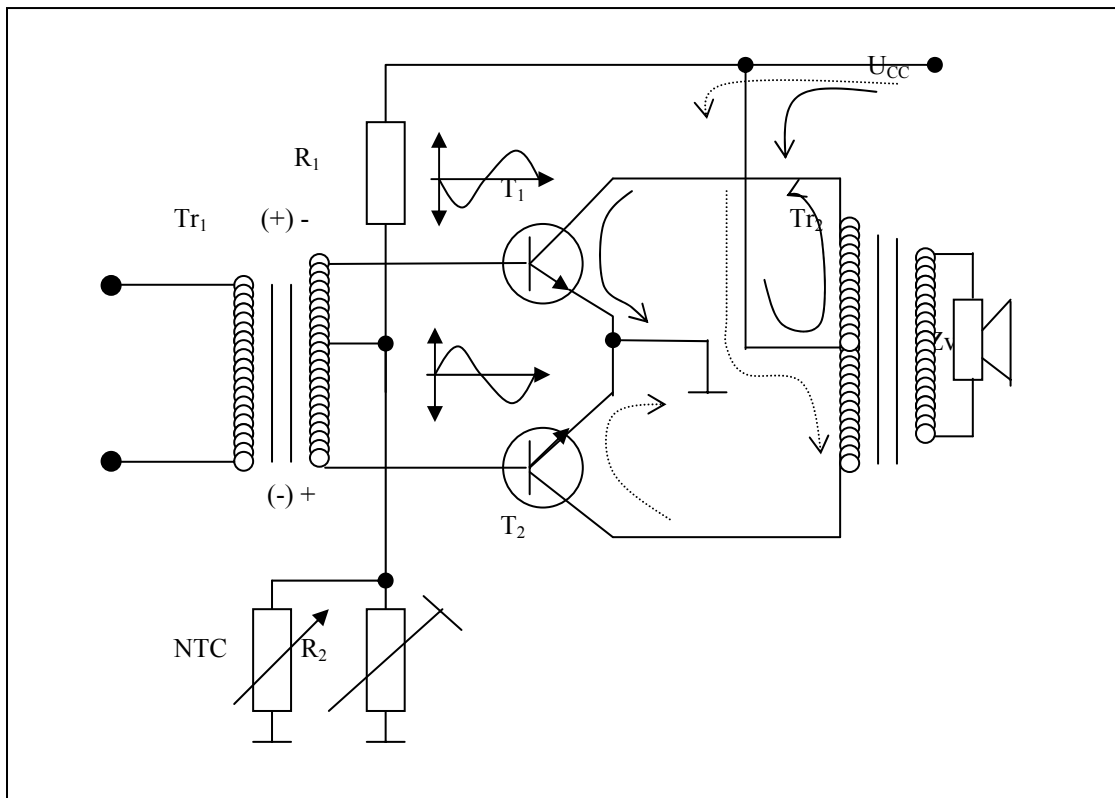


Struja teče samo za vrijeme jedne poluperiode, pa su pojačala ove klase ekonomična. Za pojačanje kompletnog signala potrebna su nam dva tranzistorska stupnja, jedan za jednu a drugi stupanj za drugu poluperiodu signala koji želimo pojačati.

## C – KLASA

Radna točka se nalazi u području zakočenja, desno od radne točke klase B, pa kroz tranzistor teče struja samo za vrijeme vrha jedne poluperiode. Zbog ovog je stupanj djelovanja vrlo velik. Ova klasa se koristi u pojačalima većih snaga predajnika, a kod pojačala niske frekvencije praktički nema značenja.

## PROTUTAKTNO POJAČALO SNAGE KLASE "B" SA TRANSFORMATORIMA



Da bismo pojačali obje poluperiode signala, koristimo simetričnu vezu dva tranzistora koji rade protutaktno i izmjenično. Ulazni transformator "Tr1", osim prilagođenja otpora i galvanskog odvajanja stupnjeva, daje bazama tranzistora protufazne napone jednake amplitude.

Tranzistori su odabrani tako da imaju jednake karakteristike i termički su vezani.  $R_1$  i  $R_2$  čine djelitelj napona baza, a NTC otpornik stabilizira radnu točku smanjenjem prednapona baza pri višim temperaturama. "Tr2" prilagođava otpor zvučnika na izlazni otpor pojačala i onemogućava prolaz istosmjerne komponente kroz zvučnik.

Za vrijeme jedne poluperiode, kada je gornje stezaljka sekundara transformatora Tr1, pozitivnija od donje, radi  $T_1$ , a  $T_2$  je u zakočenju negativnim naponom na bazi. Za vrijeme slijedeće poluperiode, situacija je obrnuta.



## ANALIZA POJAČALA

U praksi se analiza pojačala obično vrši uz određenja zanemarivanja, što ju bitno pojednostavnjuje. Pretpostavlja se da je transformator idealan, sa zanemarivim otporom zavoja, bez gubitaka usljed vrtložnih struja. Zbog toga je statički radni

pravac okomit.

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{1}{R_{\text{zavoja}}} = \frac{1}{0} \rightarrow \infty, \operatorname{tg} (+\infty) = 90^{\circ}$$

Dinamički radni pravac, koji vrijedi za dinamičke radne uvjete, kada je signal prisutan, crta se pod kutem :  $\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_c}$  je preslikan otpor zvučnika u kolektorski krug. Ako je omjer

transformacije  $n = N_1 : N_2$ , tada je:

$$R_c = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \times R_{zv} = \frac{n^2}{4} \times R_{zv}$$

Maksimalna korisna snaga  $P_K = U_{ce} \cdot I_c = \frac{U_{ce \max}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{c \max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{ce \max} \times I_{c \max}}{2}$

$$P_K = \frac{U_{cc} \times \frac{U_{cc}}{R_c}}{2} = \frac{U_{cc}^2}{2R_c}, \quad U_{ce \max} = U_{cc}$$

$$I_{c \max} = \frac{U_{cc}}{R_c}$$

Da bismo izračunali stupanj djelovanja pojačala “ $\eta$ ” potrebno je izračunati i uloženu snagu koju daje izvor  $U_{cc}$ . Pošto u B klasi nema stalne istosmjerne komponente kolektorske struje, koristi se srednja vrijednost izmjenične kolektorske struje  $I_{c \text{ sr}}$  koja pri maksimalnoj pobudi iznosi  $I_{c \text{ sr}} = \frac{I_{c \max}}{2\pi}$ . Ukupna uložena maksimalna snaga  $P_{cc}$  za oba tranzistora

iznosi

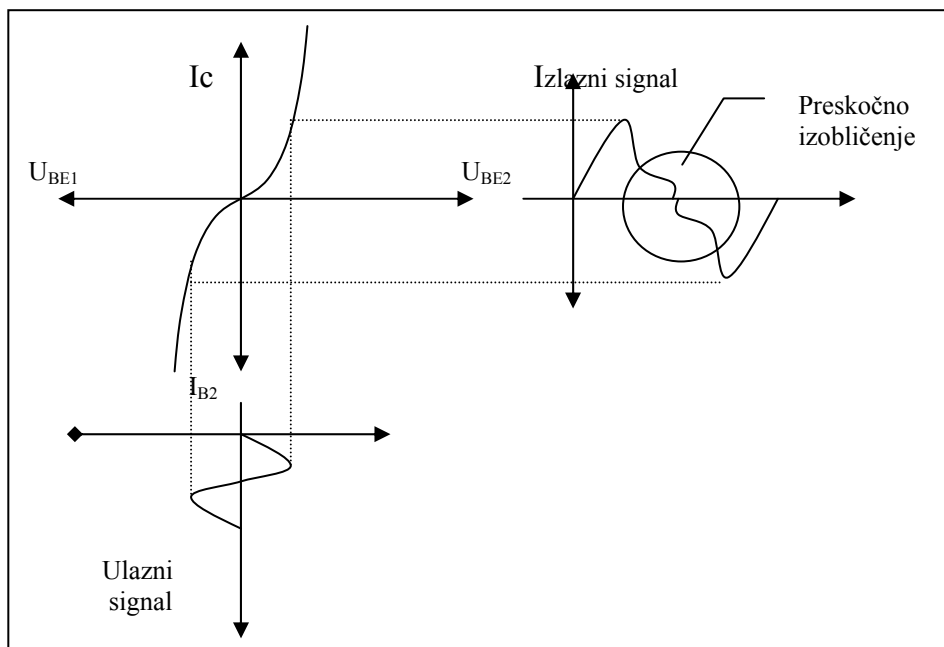
$$P_{cc} = \frac{P_r}{P_{cc}} = \frac{\frac{U_{cc}^2}{2R_c}}{2U_{cc} \times \frac{I_{c \max}}{\pi}} = \frac{U_{cc} \times \pi}{4R_c \times I_{c \max}} =$$

$$\frac{U_{cc} \times \pi}{4U_{cc}} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

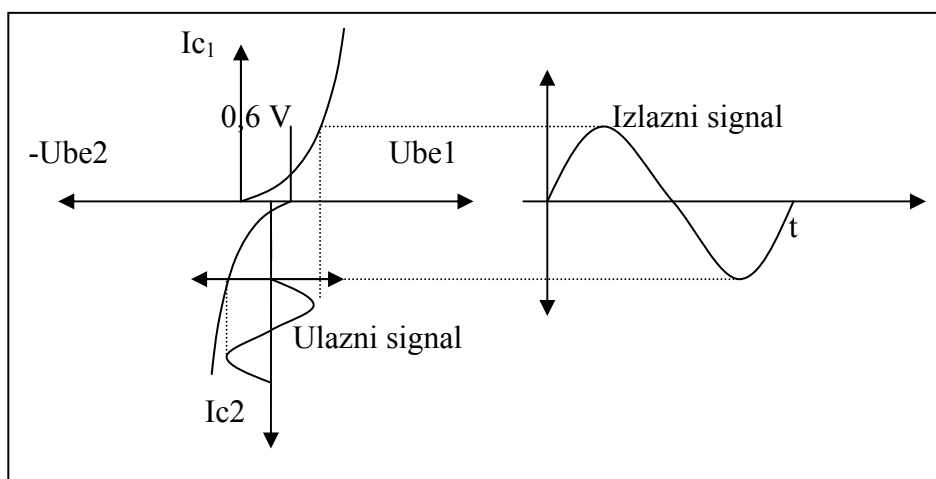
Maksimalna teorijska vrijednost “ $\eta$ ” iznosi 78,5%, a u praksi obično ne prelazi vrijednost 65-70%.

## IZOBLIČENJA POJAČALA KLASE B

Zbog nelinearnosti ulaznih i prijenosnih karakteristika koje su naročito izražene pri malim naponima baze, ulazni sinusni signal na izlazu je izobličen..



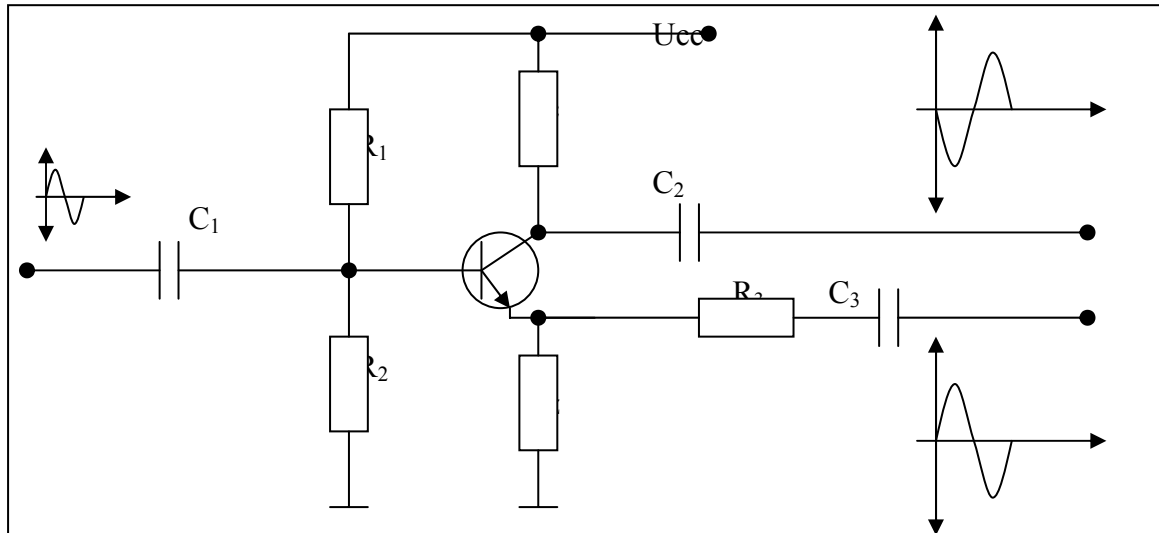
Da bi se izbjegla preskočna izobličenja, radnu točku se iz klase "B" pomiče u klasu "AB", malim prednaponom baze oko 0,2 (V) za Ge i oko 0,6 (V) za Si tranzistor. i to promjenama vrijednosti otpora  $R_2$ .



Prednaponom baze, karakteristike leineariziramo, nos istovremeno se smanjuje stupanj djelovanja  $\eta$ . Bez obzira na to, ova klasa se dosta koristi jer nam bitnije smanjuje izobličenja.

## OKRETAČ FAZE

Zbog već poznatih razloga, izbjegava se uporaba transformatora za dobivanje protufaznih izmjeničnih napona. Umjesto "Tr1", može se koristiti okretač faze sa tranzistoro.

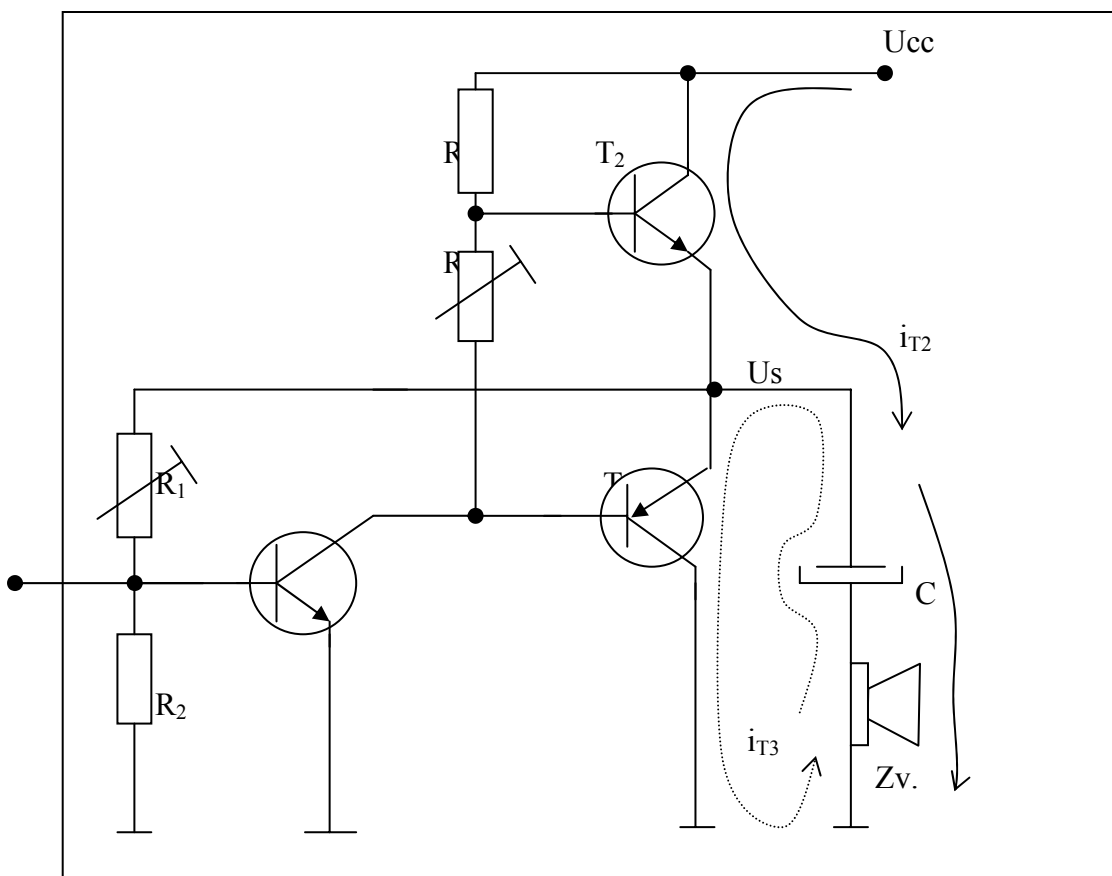


Tranzistor sa izlazom na emiter, ponaša se kao, spoj zajedničkog kolektora koji ima mali izlazni otpor. Da bismo izjednačili izlazne otpore, radi simetrije, spaja se otpornik  $R_3$ .

Ukoliko izlazni stupanj traži veću pobudnu struju, koristimo okretač faze sa dva tranzistora (darlington spoj tranzistora).

## PROTUTAKTNO POJAČALO S KOMPONENTARNIM TRANZISTORIMA

Komplementarne tranzistore čine dva tranzistora PNP i NPN tipa, sa što obočnijim karakteristikama. Zbog toga što su različitog tipa, nije nampotreban ulazni transformator ili okretač faze.



T1 radi u klasi "A" i čini pobudni stupanj (driver), čiji je zadatak osiguranje dovoljne snage za pobuđivanje izlaznih tranzistora. Kada na bazama tranzistora T2 i T3 imamo pozitivne poluperiode signala kojeg pojačavamo, radiće T2. Struja " $i_{T2}$ " koja će nabiti kapacitet "C" (par stotina do par tisuća mikrofarada). Iduću poluperiodu T2 ne vodi, a T3 vodi struju " $i_{T3}$ " kojom puni kapacitet "C". Napon točke  $U_s$  treba iznositi polovinu napona  $U_{cc}$ , što podešavamo pomoću "R1".

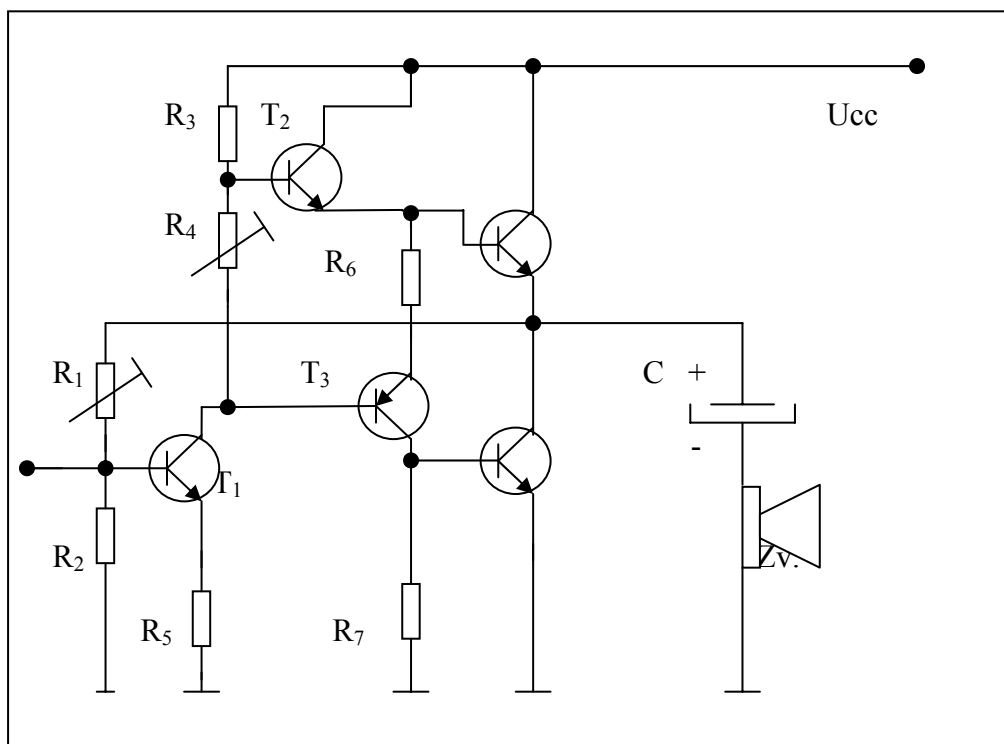
Podešavanje struje mirovanja vrši se trimmer potencijetrom R1 i R4.

T2 i T3 rade u spoju uzemljenog kolektora koji ima malo izlazni otpor. Zbog tog je moguće niskoomski zvučnik direktno spojiti bez izlaznog transformatora.

Nedostatak ovog spoja je što je potreban veliki ulazni napon, jer je naponsko pojačanje spoja manje od "1". Spoj zajedničkog emitera daje veće pojačanje, ali bi zbog velikog izlaznog otpora trebali koristiti izlazni transformator.

## PROTUTAKTNO POJAČALO SNAGE SA KVAZIKOMPLEMENTARNIM TRANZISTORIMA

Zbog tog što su snažni komplementarni tranzistori skupi i teško se nabavljaju, zamjenjuju se jeftinijim snažnim tranzistorima koji se pobuđuju komplementarnim tranzistorima manje snage.



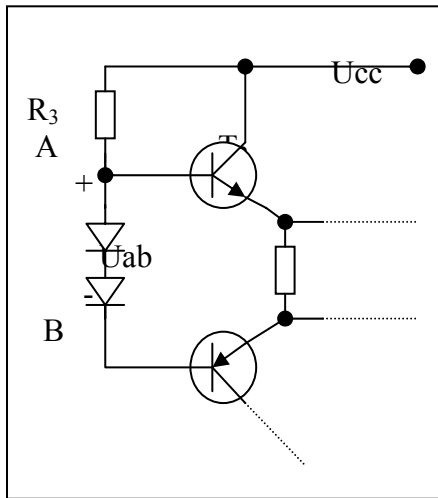
Nakon  $T_1$  koji čini drajverski stupanj, slijedi komplementarni tranzistorski par  $T_2$  i  $T_3$ , koji ima ulogu okretača faze i koje pogoni snažne izlazne komplementarne tranzistore  $T_4$  i  $T_5$ .

Za ovaj spoj uglavnom slijedi sve ono što je rečeno za komplementarni spoj.

## STABILIZACIJA STRUJE MIROVANJA U KLASI AB

Zbog smanjenja izobličenja, izlazni stupanj obično radi u klasi AB sa malom strujom mirovanja, koja određuje radnu točku. Promjenom temperature i napona napajanja, mijenja se i struja, što nije povoljno, pa se zato struja mirovanja stabilizira. Najjednostavnije se to izvodi tako da se umjesto trimera potencijometra R4 sa prethodne sheme, spoji jedna ili više dioda u seriju. Obično se stavlja onoliko dioda koliko ima PN spojeva između baze i emitera tranzistora ima od točaka A do B (pogledaj slijedeću sliku).

Za Si tranzistore upotrebljavamo Si diode. Podešavanje struje mirovanja vrši se mijenjanjem prednapona  $U_{ab}$  na bazama tranzistora, izborom kolektorske struje tranzistora T1 i odgovarajućih dioda. Porastom temperature mijenja se otpor propusno polariziranih



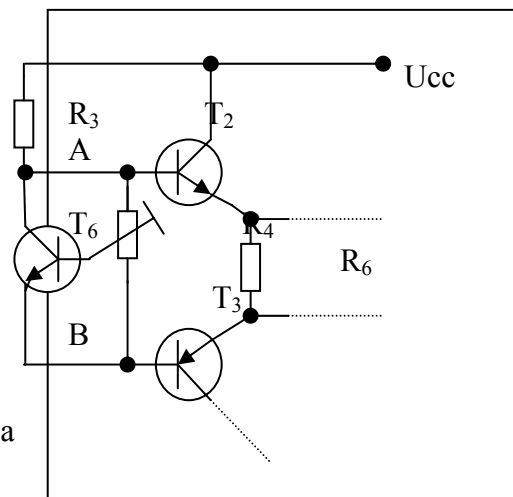
dioda koje trebaju biti temperaturno vezane sa izlaznim tranzistorima. Smanjenjem napona (NTC) smanjuje se i napon  $U_{ab}$ , pa se i struja mirovanja smanjuje.

Upraksi ovaj način daje dobre rezultate za manje promjene temperature. Bolji rezultati se postižu ako se između točaka A i B veže NTC otpornik koji se termički veže sa izlaznim tranzistorima te se povećanjem temperature smanjuje  $U_{ab}$ .

Nedostaci izvedbe sa NTC otpornikom je ta što se ne kompenzira promjena struje mirovanja nastale promjenama napona napajanja. Najbolji rezultati se postižu upotrebom termistora.

Ako su T2, T3 i T6 termički vezani i sčinjeni od istog materijala, povećanjem temperature, povećat će se i struja mirovanja, ali isto tako i kolektorska struja T6. To će izazvati smanjenje napona  $U_{ab}$  pa će se smanjiti i struja mirovanja

Smanjenjem napona napajanja  $U_{cc}$  smanjuje se struja mirovanja, jer se smanjuje napon  $U_{ab}$ , a zbog toga se smanjuje i napon baze T6. To izaziva smanjenje kolektorske struje T6, napon  $U_{ab}$  se povećava a zbog toga se povećava i struja mirovanja.



## IZOBLIČRNJA POJAČALA

Izobličenja pojačala dijele se na linearna i nelinearna. Nelinearna karakteristika tranzistora, otpornika, dioda, itd..uzrok su nelinearnih (harmoničkih) izobličenja. Nelinearno pojačan signal, pored osnovnog vala iste frekvencije sadrži i niz nadvalova (harmonika), dvostruke, trostruke itd frekvencije, čija se amplituda porastom frekvencije smanjuje. U praksi, najveći utjecaj imaju drugi i treći harmonik, a ostale obično zanemarujemo. Francuski matematičar Furijer, prvi je objasnio da se svaki periodički signal može sastaviti od niza sinusnih signala odgovarajuće frekvencije i amplitude.

Mjerilo izobličenja pojačala, naziva se faktor izobličenja ili klir faktor.

$$k = \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \dots}}{\sqrt{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + \dots}} \times 100\%$$

$I_{1m}$ ... osnovni val (prvi harmonik)

$I_{2m}$ ... drugi harmonik (prvi nadval)

$I_{3m}$ ... treći harmonik

Maksimalno dopušteni klir faktor koji se tolerira u praksi kod nekvalitetnih pojačala iznosi 5% (10%), a zvuk takvog pojačala djeluje jako neprirodno. Klir faktore obično definira za određenu snagu (10 W – 0.01%).

Linearna izobličenja (amplitudna) nastaju kao posljedica nejednakog pojačanja signala pri višim i nižim frekvencijama. U linearna izobličenja spadaju i frekventna izobličenja koje se očituje u stvaranju faznih pomaka među signalima.. Ovoj vrsti izobličenja ne pridodaje se poseban značaj, jer ljudsko uho nije naročito osjetljivo na fazna izobličenja koje se očituje kao blaga promjena boje tona.

## POVRATNA VEZA (REAKCIJA)

Vraćanje dijela izlaznog signala na ulaz pojačala, nazivamo povratna veza. Ako je signal povratne veze u protufazi sa ulaznim signalom imamo negativnu (degenerativnu) povratnu vezu koja smanjuje pojačanje a može dovesti i do osciliranja pojačala.

## NEGATIVNA POVRATNA VEZA

Negativna povratna veza utječe na slijedeće osobine pojačala:

- a) Smanjenje pojačanja pojačala (u protufazi je sa ulaznim signalom).
- b) Smanjivanje nelinearnih izobličenja pojačala. Može se dokazati ako se ova izobličenja smanjuju u istom omjeru kao i pojačanje pojačala.
- c) Nema utjecaja na smetnje koje nastaju u prvom stupnju pojačala (šumovi u otpornicima i aktivnim elementima. Smanjuje smetnje koje nastaju bliže izlazu pojačala (obično zbog nedovoljnog filtriranja napona brujanja).
- d) Proširuje frekventnu karakteristiku pojačala i u manjoj mjeri smanjuje utjecaj promjene parametara tranzistora.

## POZITIVNA POVRATNA VEZA

### OSCILATORI

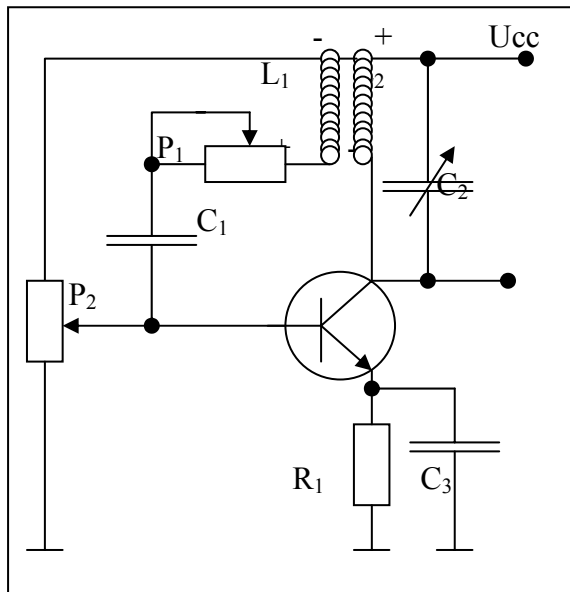
Oscilator je sklop koji pomoću aktivnog elektroničkog elementa stvara i održava neprigušene električne titraje (oscilacije). Oscilatore općenito djelimo na harmoničke (prosto periodičke) i na relaksacijske.

Harmonički, pored aktivnih sadrže i pasivne elemente ( L, C), čiji je zadatak pohranjivanje energije. Kod harmoničkih oscilatora, tranzistor ima ulogu pojačala, a svaki oblik oscilacija je sinusni.

Kod relaksacijskih (astabil), tranzistor ima ulogu sklopke, a svaki oblik može biti pravokutan, pilasti, itd...



## MAISSNER-OV OSCILATOR



Rezonantna frekvencija paralelnog titrajnog kruga koji čine  $L_2$  i  $C_2$  određuje se po

$$\text{Thompsonovoj formuli: } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \times C_2}}.$$

Priključenjem napona napajanja nabiti će se kondenzator  $C_2$  i titrajni krug će se početi prigušeno titrati. Zbog induktivne veze, ti titraji će inducirati u zavojnici  $L_1$  koja preko  $P_1$  i  $C_1$  pobuđuju bazu tranzistora.

Da bismo dobili pozitivnu reakciju i oscilacije, mora povratni signal biti dovoljno velike

amplitude i u odnosu na izlazni signal fazno pomaknut za 180%, jer spoj zajedničkog emitera zakreće fazu za 180%. fazni pomak se postiže tako da se  $L_1$  mota suprotnim smijerom u odnosu na  $L_2$ . Tranzistorom će ti prigušeni titraji biti pojačani, zbog toga će još jače zatitrati titrajni krug. Uz dovoljno jaku induktivnu vezu među zavojnicama, dobiti ćemo neprigušene oscilacije. Rezonantna frekvencija titrajnog kruga ugađa se pomoću  $P_1$ , a radna točka pomoću  $P_2$ . oscilatori ovog tipa rade dobro samo do kratkovalnog frekventnog područja (3 – 30 MHz). Na višim frekvencijama ovim spojem je teže postići odgovarajući fazni pomak i stabilnost frekvencije, pa se zato tada koriste oscilatori drugog tipa.

- Vrste oscilatora:
- Hartly-je oscilator
  - Colpitz-ov oscilator
  - Klapov oscilator
  - RC oscilator
  - Franklinov oscilator
  - Seiler-ov oscilator

## OSCILATORI UPRAVLJANI KRISTALOM

Ako dvije strane prikladno rezane ploče kristala kvarca ili turmalina, izvrgnemo pritisku, dobiti ćemo između drugih dvaju strana, napon. Tu pojavu nazivamo piezoelektrični efekt. Obrnut efekt, tj. elektrostrikciju, dobivamo ako na odgovarajuće ploče kristala narinemo napon. Kristal će početi titrati, a ako se frekvencija tog narinutog napona podudara sa prirodnom rezonantnom frekvencijom kristala, doći će do rezonancije, tj. puno većih amplituda nekih titraja. Ti titraji će se pojaviti kao električki titraji na izvodima kristala.

Možemo reći da se kristal ponaša kao električni titrajni krug sa veoma malim prigušenjem. Frekvencija osciliranja može se izračunati relacijom:

$$f_0 = \frac{1}{2 \times d} \sqrt{\frac{E}{\gamma}} \text{ (Hz)}$$

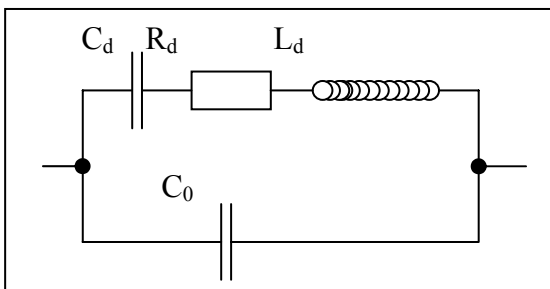
gdje je: d...debljina ploča kristala

E ... modul elastičnosti

$\gamma$  ....specifična težina kristala

Za kristal kremenja vrijedi:  $f_0 = \frac{273000}{d} \text{ (Hz)}$

Nadomjesna shema kristala:



$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_d \times C_d}}$$

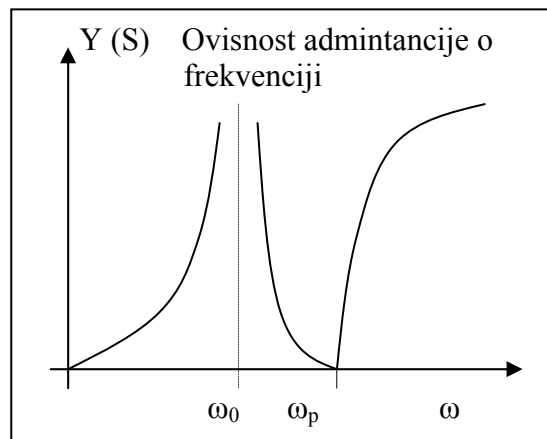
serijska rezonancija

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_d \times C_d}} \times \sqrt{1 + \frac{C_d}{C_0}}$$

$\omega_p$ ... Paralelna rezonancija

$L_d, C_d, R_d$  - dinamički parametri kristala

$C_0$  – statički kapacitet između elektroda kristala



Kod serijske rezonancije, kristal ima maksimalnu admintanciju, a kod paralelne je obrnuto (najmanja admintancija). Zbog toga što je Co puno veće od Cd, obje rezonantne frekvencije se vrlo malo razlikuju.

Frekvencija oscilatora sa kristalom je veoma konstanta, a amplituda oscilacija je relativno mala i ograničena, jer pri opterećenju može doći do pretjeranog zagrijavanja i pucanja kristala.

Konstantnost opterećenja, a time i stabilnost rezonantne frekvencije može se postići stupnjevima za odvajanje (BAFERI). Bez konstantnih pogonskih uvjeta (napon napajanja i opterećenje), i mehaničke stabilnosti, nema ni stabilnosti rezonantne frekvencije.. Kvaliteta kristala ovisi o načinu i kutu sječenja pločica.

Rezovi AT, BT, GT, imaju temperaturni koeficijent promjene frekvencije približno jednak nuli.

Kristali za frekvencije do 20 MHz, osciliraju na osnovnoj frekvenciji, a oni za više frekvencije na overtonskim (približno 3, 5, 7 puta više frekvencije). Klasični oscilatori imaju stabilnost frekvencije osciliranja  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 10^{-4}-10^{-5}$

Kod kvarcnih oscilatora, mogu se postići stabilnosti do  $10^{-10}$ . Stabilnosti veće od  $10^{-8}$  postižu se stavljanjem kristala u termostat na temperaturu nešto višu od temperature okoline.

Nedostatak oscilatora sa kristalom je to što im se frekvencija može mjenjati do 1% paralelnim spajanjem kondenzatora krristalu.

**Oscilatore sa kvarcnom stabilizacijom frekvencije možemo dobiti ako induktivitet paralelnog titrajnog kruga određenog oscilatora zamjenimo kristalom, uz još neke izmjene.**

## STABILIZACIJA NAPONA

Stabilizatori istosmjernog napona imaju zadatak da promjene amplitude ispravljenog i filtriranog napona koje se javljaju zbog promjene napona mreže i opterećenja, te temperature, svedu na minimum. U elektronicima su stabilizatori napona bitni jer se za ispravan rad dosta elektroničkih uređaja traži stabiliziran napon.

## FAKTORI STABILIZACIJE

Naponski faktor stabilizacije “F<sub>SU</sub>”

$F_{SU} = \frac{\Delta U_{ST}(\%)}{\Delta U_{UL}}$       Ovaj faktor predstavlja postotnu promjenu stabiliziranog izlaznog napona U<sub>ST</sub> za određenu promjenu ulaznog napona U<sub>UL</sub>

Opteretni faktor stabilizacije “Fsp”

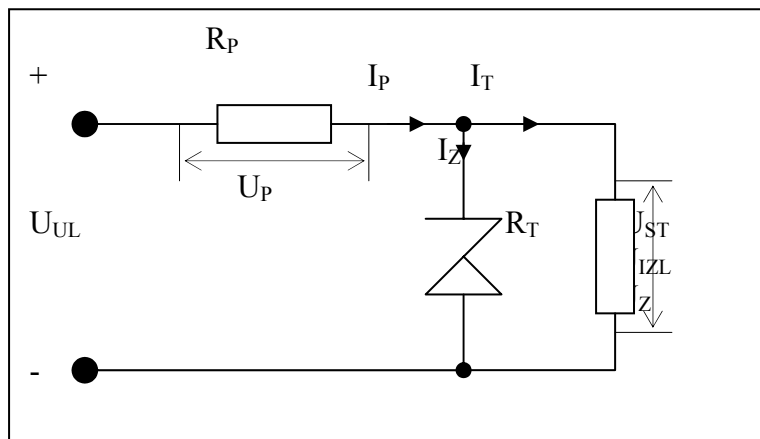
$F_{sp} = \Delta U_{ST} (\%)$       Ovaj faktor se definira za promjenu struje trošila od minimalne do maksimalne vrijednosti

Faktor potiskivanja brujanja “Fp (brujanja)”       $F_{p \text{ (brujanja)}} = \frac{(U_{PPUL})_{brujanja}}{(U_{PPST})_{brujanja}}$

Ovaj faktor je omjer napona brujanja od vrha do vrha (peak to peak) na ulazu, prema naponu brujanja na izlazu. Obično se definira i frekvencija brujanja, a faktor potiskivanja se definira u decibelima (dB).

# PARALELNA STABILIZACIJA

## SATABILIZACIJA NAPONA ZENER DIODOM

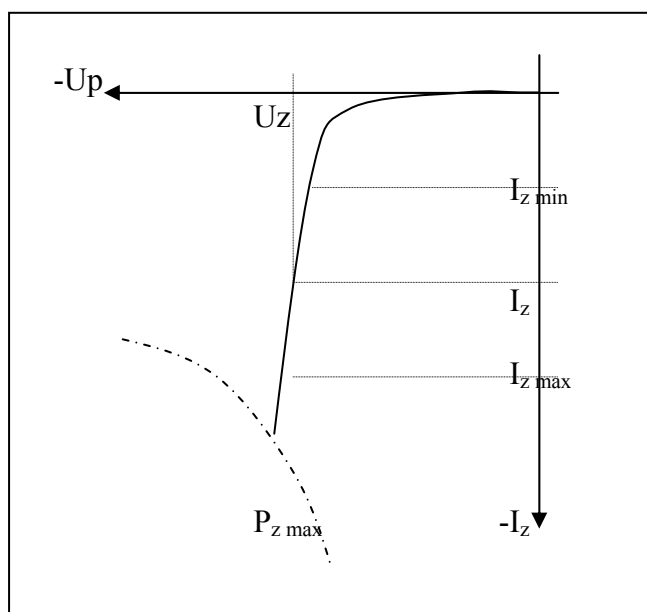


$$I_P = I_T + I_Z$$

$$U_{UL} = U_P + U_Z$$

$R_T$ ... trošilo

$R_P$ ...predotpor



Na ulaz ovog sklopa priključujemo nestabiliziran napon “ $U_{UL}$ ”, čiji iznos za dobru stabilizaciju treba biti oko “ $2 \times U_Z$ ”. Princip stabilizacije sastoji se u tome, što porast ili pad ulaznog napona izaziva povećanje ili smanjenje struje “ $I_P$ ”, a zbog nje se mijenja i “ $I_Z$ ”. Napon “ $U_Z$ ” se neznatno mijenja promjenom “ $I_Z$ ” (strmina karakteristike), pa trošilo dobiva gotovo stalan anpon.

Potrošak snage na Z-diodi ( $P_Z = U_Z \times I_Z$ ) je veći što su otpori trošila i ulazni napon veći.

Smanjenjem “ $R_T$ ”, potrošak na Z-diodi se smanjuje, jer se porastom struje “ $I_T$ ”, smanjuje “ $I_Z$ ”

Treba paziti da  $I_Z$  ne padne ispod  $I_{Z \min}$  jer tada nema stabilizacijskog efekta. Pri kratkom spoju izlaznih stezaljki, Z-diodi se neće ništa dogoditi, no zbog velike struje  $I_P =$

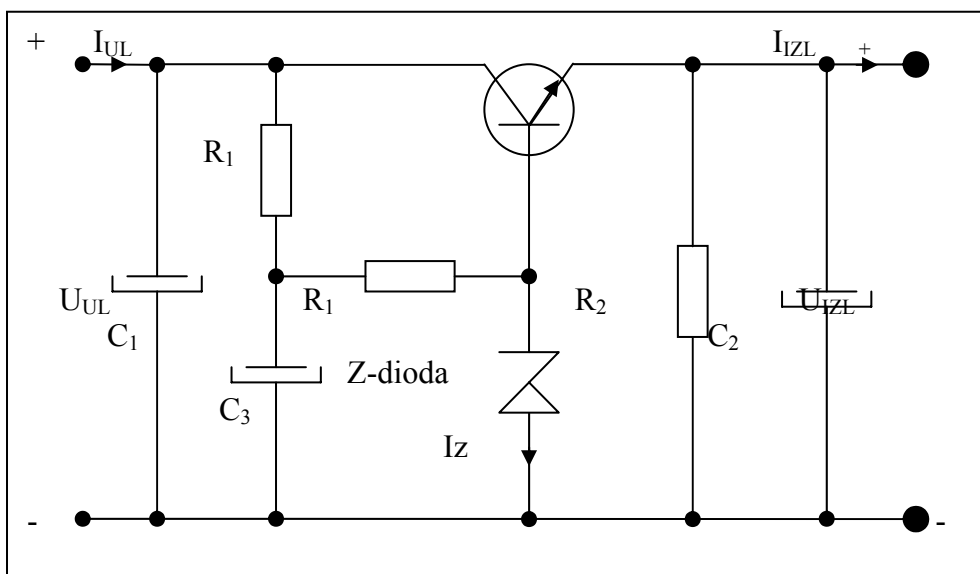
$\frac{U_{UL}}{R_P}$ , može stradati  $R_P$ . Odsipanjem trošila, struja teče kroz zener diodu ( $I_p = I_z$ ), pa treba koristiti takve diode koje mogu izdržati snagu  $P_z = U_z \times I_p$ .

Nedostaci ovakvog stabiliziranja su:

1. Relativno velika potrošnja snage na  $R_P$
2. Osjetljivost na promjene temperature Z-diode
3. Nemogućnost podešavanja  $U_{ST}$  koji je određen sa  $U_z$
4.  $I_z$  mora biti uvijek veća od  $I_T$  (u praksi se uzima da je  $I_{z\ max}$  veća ili jednaka 1,25 struje trošila  $I_T$ ).

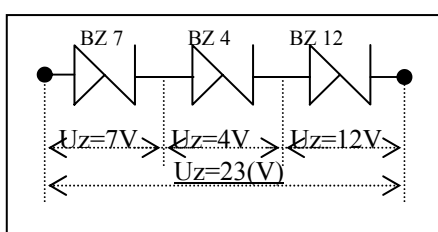
## SERIJSKI TRANZISTORSKI STABILIZATOR

Ovdje je tranzistor vezan u seriju sa trošilom. Maksimalni izlazni napon jednak je u ekstremnom slučaju zenerovu naponu upotrebijene Z-diode, umanjenom za  $U_{be}$ . (Za Ge tranzistore,  $U_{be}=0,3\ V$ , a za Si tranzistore  $U_{be}=0,7\ V$ )



Ako nam je potrebna veća vrijednost  $U_{IzL}$ , a nemamo diodu sa tako velikim zenerovim naponom, tada se nekoliko Z-dioda veže serijski, a naponi pojedinih dioda se zbrajaju.

BZ 4 ....  $I_{z\ max} = 50\ (mA)$



BZ 7....  $I_{z\ max} = 32\ (mA)$

BZ 12..  $I_{z\ max} = 20\ (mA)$

Maksimalna struja kroz ovaj serijski spoj je ograničena sa  $I_{z \max}$ , diode koja podnosi najmanju maksimalnu struju (u našem primjeru to je struja od 20 mA). Ovaj podatak o  $I_{z \max}$  je potreban da se odredi stupanj strujnog pojačanja potrebnog tranzistora.

Z-dioda drži konstantnim napon baze. U slučaju smanjenja " $U_{IZL}$ ", smanjuje se napon na emiteru tranzistora, zbog čega se povećava napon između baze i emitera, tj. manji je pad napona na tranzistoru.

Tranzistor se, dakle, ponaša kao promjenjivi otpor, čija se vrijednost mijenja promjenom napona između baze i emitera..

$$\text{Unutrašnji otpor stabilizatora "Ru": } R_u \approx \frac{U_{be}}{I_{IZL}} ;$$

$$\text{Za Si tranzistore: } R_u \approx \frac{0,7}{I_{IZL}} ; I_{IZL} \dots \text{ u (mA); } R_u \dots \text{ u } (\Omega)$$

Potreban ulazni napon izračunava se prema maksimalnoj promjeni mrežnog napona (npr.  $\pm 5\%$ , tj. 10%), i dozvoljenim naponom brujanja (npr. 5% vrijednosti ulaznog napona " $U_{UL}$ ". ( $10\% + 5\% = 15\%$  tj. 0,15)

$$U_{UL} = 1,15 U_{IZL} + 2 \text{ (V)}$$

2(V) se uzima zbog sigurnosti postojanja napona zasićenja kolektorskog spoja.

$$R_1 = \frac{U_{UL} + R_u \times I_{UL \max} - U_Z}{2 \times I_{z \max}}$$

Z-dioda je pri praznom hodu najopterećenija, zato se vrijednost ulaznog napona "povećava" za  $R_u \times I_{UL \max}$ . Koeficijent 2 je zato što imamo 2  $R_1$ .

$C_1$  i  $C_3$  služe za prigušenje napona brujanja, a frekvenciju mreže od 50 Hz, izračunavaju se po obrascu:

$$C_1 \cong \frac{50 I_{UL}}{U_{IZL}}$$

$$C_3 \cong \frac{32}{R_1}$$

$C_1$  i  $C_3$  u ( $\mu\text{F}$ )  
 $I_{UL}$  u (mA)  
 $U_{IZL}$  u (V)  
 $R_1$  u ( $\text{k}\Omega$ )

$C_2$  se spaja samo kada se očekuje kratkotrajno preopterećenje

$$C_2 \cong 0,1 I_{IZL \max}$$

$C_2$  u ( $\mu\text{F}$ )  
 $I_{IZL \max}$  u (mA)

Faktor strujnog pojačanja tranzistora:

$$\beta \cong 1,3 \frac{I_{IZL \max}}{I_{z \max}}$$

## INTRGRIRANI STABILIZATORI NAPONA

Ove stabilizatore dijelimo u tri grupe:

1. Integrirani stabilizatori opće namjene s regulacijom stabiliziranog napona
2. Integrirani stabilizatori konstantnog napona s tri izvoda
3. Dvostruki prateći stabilizatori napona

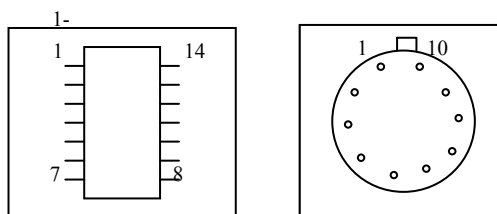
## SATABILIZATORI OPĆE NAMJENE

Izvedbe kućišta:

DIL-14

TO 100

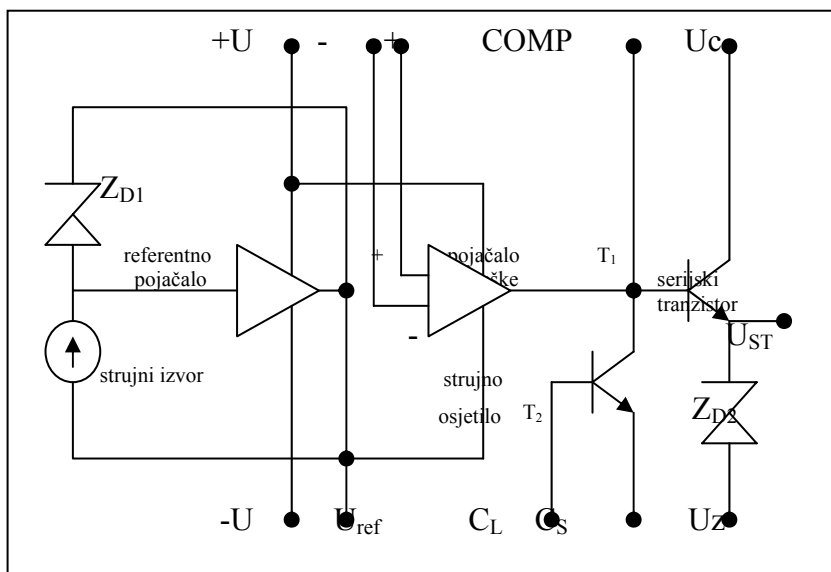
(pogled odozgo)



- |   |                   |
|---|-------------------|
| 1. – NC (nema kontakta)                       | 1 – CS            |
| 2. – CL (ograničenje struje)                  | 2 – (-)           |
| 3. – CS (strujno osjetilo)                    | 3 – (+)           |
| 4. – (-) (invertirani ulaz pojačala greške)   | 4 -Urf            |
| 5. – (+) (neinvertirani ulaz pojačala greške) | 5 – (-) (kućište) |
| 6. – $U_{RF}$ (referentni napon)              | 6 – Ust           |
| 7. – (-) (napajanje)                          | 7 – Uc            |
| 8. – NC                                       | 8 – (+)           |
| 9. – Uz                                       | 9 – COMP          |
| 10. – Ust                                     | 10 – CL           |
| 11. – Uc                                      |                   |
| 12. – (+) (napajanje)                         |                   |
| 13. – COMP (frekventna komparacija)           |                   |
| 14. – NC (bez kontakta)                       |                   |

Ovaj stabilizator nije predviđen za davanje velikih struja, pa se za veće struje koriste serijski tranzistori dodani izvana. Ulazni i izlazni naponi se mogu mijenjati u širokom rasponu. Ukoliko se 723 nalazi u DIL kućištu, tada je obično namjenjen širokoj upotrebi. Ovaj integrirani krug proizvođači obično označavaju oznakom 723 sa raznim prefiksima što nije uvijek pravilo (IL 723, MC 1723, UA 723,  $\mu$  723, TDB 0723, TBA 281, L 123). Ovaj integrirani stabilizator ili regulator napona prvi puta se pojavio 1968. godine. Smješten je na Si čipu veličine  $1,5 \times 1,4$  (mm), a sadrži 16 tranzistora, 3 Z-diode, 12 otpornika i 1 kondenzator od 5 (pF).





Unipolarni tranzistor (J FET) služi kao strujni izvor koji konstantnom strujom napaja  $Z_{D1}$  (6,2 V). Referentno pojačalo sa jediničnim naponskim pojačanjem i velikom ulaznom impedancijom (emitorsko sljedilo), vrlo malo opterećuje  $Z_{D1}$ , a na izlazu ima malu impedanciju i daje  $U_{ref}=7,15$  V, uz maksimalnu struju od 15 (mA).

723 se spaja tako da se na (+) ulaz pojačala greške (diferencijalno pojačalo), koji upravlja serijskim tranzistorom, dovodimo referentni napon, a na (-), napon ovisan o  $U_{st}$ . Ukoliko napon dobiven povratnom vezom nije jednak naponu na izlazu referentnog pojačala, tj. (+) ulazu pojačala greške, pojačalo greške mijenja vodljivost serijskog tranzistora, mijenjajući time  $U_{st}$ .

Ta promjena  $U_{st}$  mijenja napon (-) ulaza pojačala greške, dok između ulaza ne bude napon jednak "0".

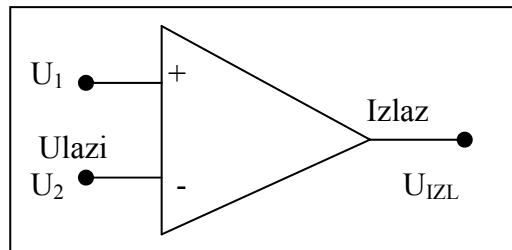
Da bismo što manje opteretili pojačalo greške, serijski tranzistor je izveden kao kaskada dva emitorska sljedila. Napon na izlazu  $U_z$ , je za pad napona na  $Z_{D2}$  niži od  $U_{st}$ .

Stezaljka COMP služi za frekventnu kompenzaciju radi spriječavanja osciliranja. Između stezaljki  $C_L$  i  $C_S$  spaja se otpornik koji ograničava struju kratkog spoja, djelujući na napon  $U_{be}$  tranzistora  $T_2$ . Napon između stezaljki (+) i (-) može iznositi do 40 (V).

Disipacija snage za tranzistorsko kućište TO 100 iznosi 0,8 (W), a za DIL 1(W). Ako se navedene vrijednosti ne prekorače, izlazna struja može iznositi 150 (mA).

## IDEALNO OPERACIJSKO POJAČALO

Simbol:



Obično se izvodi s diferencijalnim ulazima i jednim (asimetričnim) izlazom, ali stime da sadrži više stupnjeva s direktnom vezom.

Svojstva idealnog operacijskog pojačala:

- veliko pojačanje
- velika širina frekvencijskog pojasa
- velika ulazna impedancija između bilo kojeg ulaza i mase i između ulaza međusobno.
- Izlaznu impedanciju jednaku nuli
- mogućnost davanja neizmjereno velike struje na izlazu-
- $I_{UL} = 0$
- $U_{IZL} = 0$  pri  $U_{UL} = 0$  (napon namještanja jednak nuli)
- idealno diferencijalno pojačanje uz faktor potiskivanja neizmjereno velik
- sva svojstva su neovisna o temperaturi

Slijedeća svojstva s obzirom na prethodno navedeno:

- veliki ulazni otpor
- nije potreban nikakav ulazni napon, a da bi se na izlazu dobio napon, jer je pojačanje pojačava veliko

## KOMPARATOR

Može se koristiti samo ako mu se dodaju elementi za povratnu vezu.

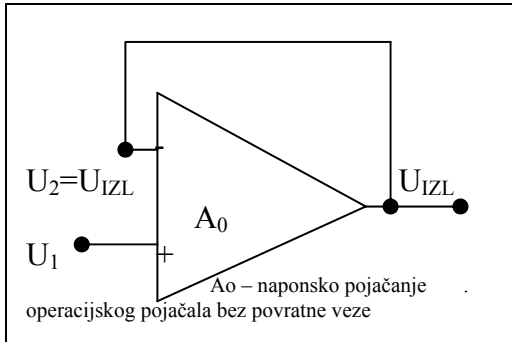
Ako je  $U_1 = U_2$ , biti će  $U_{izl} = 0$ .

Ako je  $U_1$  stalnog iznosa, napon  $U_2$  se mijenja, a izlazni će napon doseći najveći mogući iznos i to istog polariiteta kao i  $U_2$ . Zato se ulaz označava sa "+", a zove se neinvertirajući ulaz.

U obrnutom slučaju, izlazni napon će doseći najveći iznos i to suprotnog polariteta "-“ i zove se neinvertirajući ulaz. Drugim riječima, ako je  $U_1$  pozitivniji od  $U_2$ ,  $U_{izl}$  je negativan, dok je u obrnutom slučaju,  $U_{izl}$  pozitivan..

ako se  $U_2$  uzme kao referentan, komparataor stanjem svog izlaza pokazuje dali je  $U_1$  manji ili veći od  $U_2$ . Takav sklop naziva se još i diskriminator razine. Komparator se primjenjuje kod sklopa za analogno digitalnu pretvorbu.

## SLIJEDILO NAPONA



Neka npr. izlazni napon  $U_{IZL}$ , promjenimo za 1 (V). To mora biti posljedica promjene napona  $1/A_0$  između ulaznih stezaljki. Ako je pojačanje “ $A_0$ ” beskonačno veliko, neće biti velike razlike između ulaznih stezaljki.

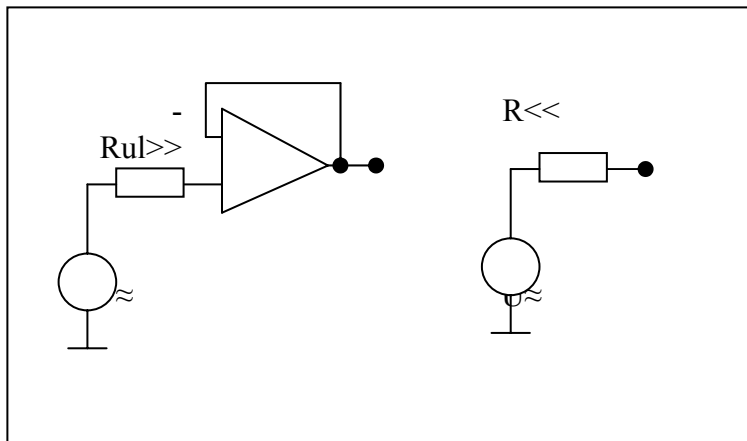
S obzirom da je  $U_{IZL}$  izravno spojen na invertirajući ulaz ( $U_2=U_{IZL}$ ), a razlike napona između ulaza nema, to je  $U_{IZL} = U_1$ , tj. pojačanje pojačala je jednako “1”.

Slijedilo napona ima veliki ulazni otpor.

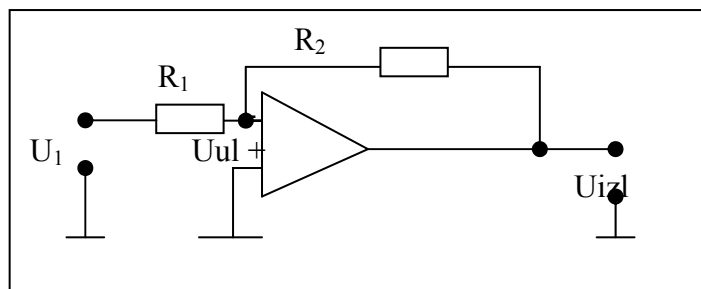
$$Z_{UL} = \frac{U_1}{U_{IZL}} = \frac{U_1}{U_{IZL}/(A_0 \times Z)} = \frac{U_{IZL}(1 + \frac{1}{A_0})}{U_{IZL} \times \frac{1}{A_0 \times Z}} = Z(1 + A_0)$$

Ima vrlo malu izlaznu impedanciju pa se koristi kao “transformator” impedancije. Ako izvor signala ima vrlo veliki unutrašnji otpor, spajanjem sljedila napona doobije se izvor koji daje jednak napon uz mali unutrašnji otpor.

Treba naglasiti da se pod povećanjem ulazne impedancije kod sljedila napona, podrazumjeva povećanje ulaznog otpora  $R_{ul}$ , ali isto i  $X_{ul}=1/\omega C$ , a to znači smanjenje ulazne kapacitivnosti, odnosno veću širinu frekventnog pojasa (viša gornja granična frekvencija).



## INVERTIRAJUĆE POJAČALO



Razlika napona između ulaznih stezaljki je neznatna, zbog velikog “ $A_o$ ”. Neinvertirajuću ulaz je uzemljen, a na invertirajućem vlada mali napon pa se može reći da je i on prividno na masi, bez obzira na  $U_1$  i  $U_{izl}$ .

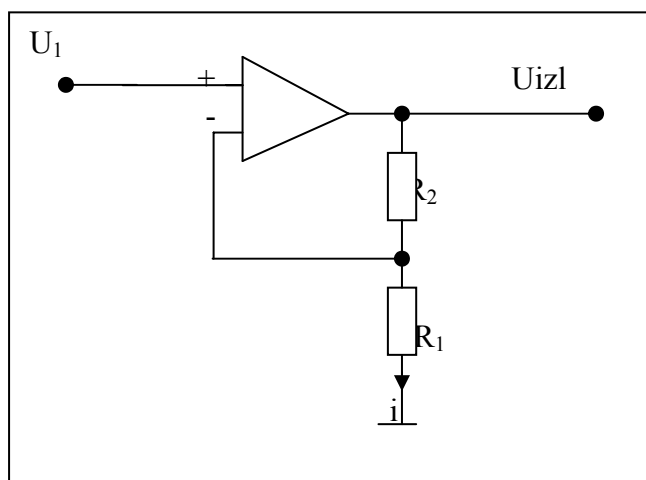
Ulazni otpor pojačala je vrlo velik, struja koju tjera  $U_1$  preko  $R_1$  teče dalje preko  $R_2$ , tj. struje kroz  $R_1$  i  $R_2$  su jednake.

$$\frac{U_1 - U_{UL}}{R_1} = \frac{U_{UL} - U_{IZL}}{R_2} \quad U_{UL} = 0$$

$$\frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_{IZL}}{R_2} \quad \text{odnosno,} \quad A_u = \frac{U_{IZL}}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{ul} = \frac{U_1}{(U_1 - U_{UL})/R_1} \approx R_1, \text{ zbog } U_{ul} \ll R_{IZL} \text{ je vrlo mali}$$

## NEINVERTIRAJUĆE POJAČALO



$$i = \frac{U_{IZL} - U_1}{R_2} = \frac{U_1}{R_1}$$

a pojačanje iznosi:

$$A_u = \frac{U_{IZL}}{U_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Ovdje su izlazi i ulazi u fazi i pojačanje je za “1” veće od omjera između otpora  $R_2/R_1$ .

Ako bi otpor  $R_1$  težio ka  $\infty$ , a  $R_2$  prema nuli, sklop bi postao sljedilo napona.

Ima vrlo veliki ulazni otpor, a mali izlazni otpor.

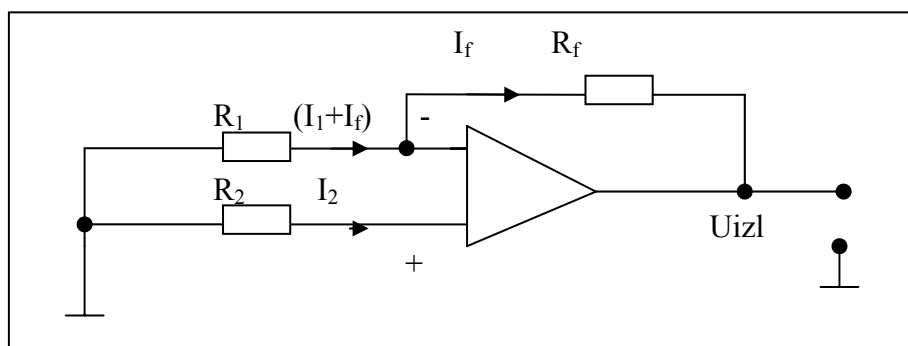
## UTJECAJ DEBALANSA I FREKVENTNA KOMPENZACIJA

Idealno operacijsko pojačalo daje na izlazu 0 (v), ako je na ulazu 0 (v); međutim, kod stvarnog operacijskog pojačala, to neće biti slučaj zbog nepotpune simetrije ulaznog kruga. To se naziva **debalans** ili **razdešenost**.

Struja namještanja je razlika struja prednapona koja se dovodi ulazima operacijskog pojačala.

Napon namještanja je napon koji treba priključiti između dva ulaza da bi se postiglo da ulaz stvarnog operacijskog pojačala bude jednak nuli.

Struja i napon namještanja, neovisne su veličine čiji se iznosi posebno daju u podacima za pojačalo.



$$(I_1 + I_f) R_1 + I_f R_f = U_{izl}$$

$$(I_1 + I_f) R_1 - U_o - I_2 R_2 = 0$$

Ako se iz ovih jednadžbi eliminira  $I_f$ , dobije se izlazni napon:

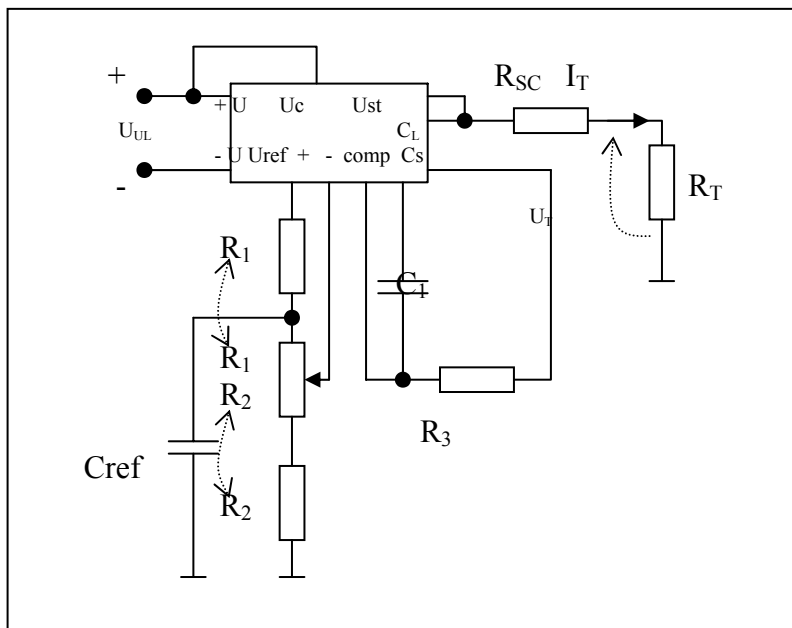
$$U_{izl} = U_o \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) + I_2 \times R_2 \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) - I_1 \times R_f$$

Ako je  $R_2$  odabran tako da struja prednapona nema utjecaja na izlazni napon pri  $I_1 = I_2$

$$R_2 = \frac{R_1 \times R_f}{R_1 + R_f}, \quad U_{izl} = U_o \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) + I_o \times R_f \quad I_o \text{ je struja namještanja.}$$

Za otklanjanje debalansa u biti su dovoljni mali naponi na ulazu reda veličine (mA). Neprikladno je ako se napon namještanja mora dodavati na ulazu. Zato današnja operacijska pojačala imaju posebne izvode za podešavanje balansa.

## STABILIZATOR NAPONA 2-7 (V)



$$U_{ST} = U_{ref} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{SC} = \frac{0,65}{I_T}$$

Serijski spoj otpora  $R_1$  i  $R_2$  predstavlja djelilo referentnog napona. Potenciometar služi za precizno namještanje (podešavanje ( $U_{st}$ )). Dobiveni dio referentnog napona sa klizača potenciometra odvodi se na (+) ulaz pojačala greške.  $C_{ref}$  ( $5 \mu F$ ) koristimo ako želimo smanjiti napon brujanja.  $C_1$  ( $20 pF$ ) služi za frekventnu kompenzaciju. Preko  $R_3$  ostvaruje se povratna veza  $U_{ST}$  na (-) ulaz pojačala greške. Vrijednost  $R_3$  treba biti jednaka vrijednosti paralelno vezanih vrijednosti otpora  $R_1$  i  $R_2$ , jer tada imamo minimalno klizanje vrijednosti  $U_{st}$ , uvjetovano promjenom temperature.

Ako se  $R_3$  izostavi (kratko se spoji), tada umjesti  $C_1$ , spajamo kondenzator od  $5 (nF)$  na masu. Zbroj vrijednosti  $R_1$  i  $R_2$  ne smije imati manju vrijednost od  $1,5 (k\Omega)$  niti veću vrijednost od  $7,5 (k\Omega)$ .

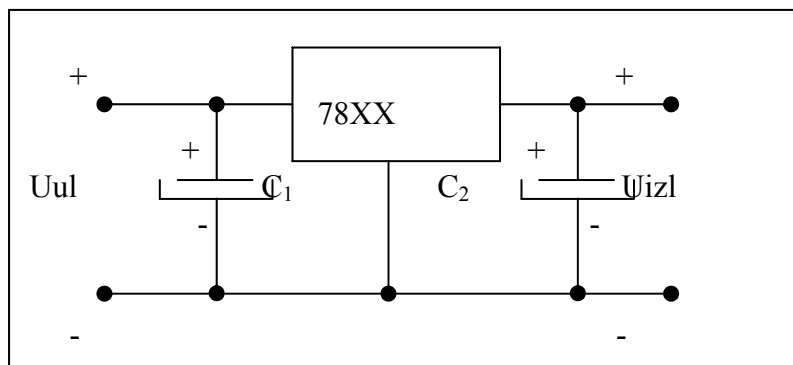
Otpornik  $R_{SC}$  je strujno osjetilo i određuje maksimalnu struju koju može dati stabilizator. Kada pad napona na  $R_{SC}$  koji stvara struja  $I_T$  dostigne vrijednost od  $0,65 (V)$  aktivira se zaštita za ograničavanje struje. To se dešava pri opterećenju većem od dopuštenog ili pri kratkom spoju ulaza.

Kod stabilizatora napona od  $7-37 (V)$ , pošto je  $U_{st}$  veći od  $U_{ref}$ , potrebno je  $U_{st}$  dijeliti djelilu napona i dovoditi ga na (-) ulaz pojačala greške.

## INTEGRIRANI STABILIZATORI SA TRI IZVODA

Izrađeni su za stabiliziranje pozitivnog napona (5; 6; 6,8; 7,5; 8; 8,5; 12, 15, 18 i 24 V) i negativnog napona (-2; -5; -5,2; -12; -15; -18; -24 V).

Izlazne struje kreću se od nekoliko stotina miliampera do 3 (A). Relativno su jeftini i lako se spajaju. Za razliku od stabilizatora opće namjene, kod kojih se zaštita od kratkog spoja izvodi izvana, ovi stabilizatori imaju zaštitu izvedenu u samom sklopu. Zbog toga što se serijski tranzistor nalazi u kućištu stabilizatora, potrebno mu je osigurati dobro hlađenje. Posljednje dvije znamenke u oznaci ovog stabilizatora označavaju iznos stabiliziranog napona.



Stabilizatori negativnog napona imaju prvi dio oznake “79” (npr. 7912, Ust = 12 V).

## DVOSTRUKI PRATEĆI STABILIZATORI

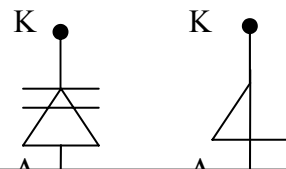
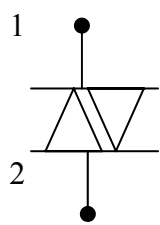
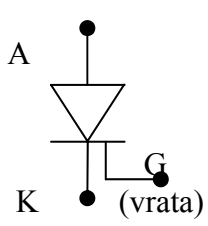
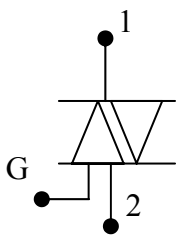
Ovi stabilizatori daju pozitivni i negativni stabilizirani napon, u odnosu na referentnu točku. Koristimo ih za napajanje operacijskih pojačala i drugih linearnih integriranih krugova, a nazivaju se prateći jer se promjenom jednog napona, istovremeno mijenja i drugi.

Izlazni napon im je  $\pm 15$  (V), a kod nekih izvedbi može se podešavati od  $\pm 10$  do  $\pm 28$  (V). Izlazne struje im se kreću oko 100 (mA) uz najveću razliku izlaznih napona od oko 1%.

# TIRISTORI

Tiristori su četveroslojni silicijski preklopnički elementi sa dva stabilna stanja. Vodljivo ili niskoomsko i nevodljivo ili visookoomsko stanje.

Osnovne vrste tiristora:

<p>1. Jednosmjerni diodni tiristor (Shocklyeva četveroslojna dioda)</p> 
<p>2. Dvosmjerni diodni tiristor (diak)</p> 
<p>3. Jednosmjerni triodni tiristor (SCR – tiristor)</p> 
<p>4. Dvosmjerni triodni tiristor (tiak)</p> 

Tiristori se upotrebljavaju za uključenje i isključenje krugova istosmjerne i izmjenične struje, regulaciju izmjenične snage predane trošilu, upravljanje motorima za istosmjernu i izmjeničnu struju., Ispravljanje izmjenične struje, pretvaranje istosmjerne struje u izmjeničnu, itd.

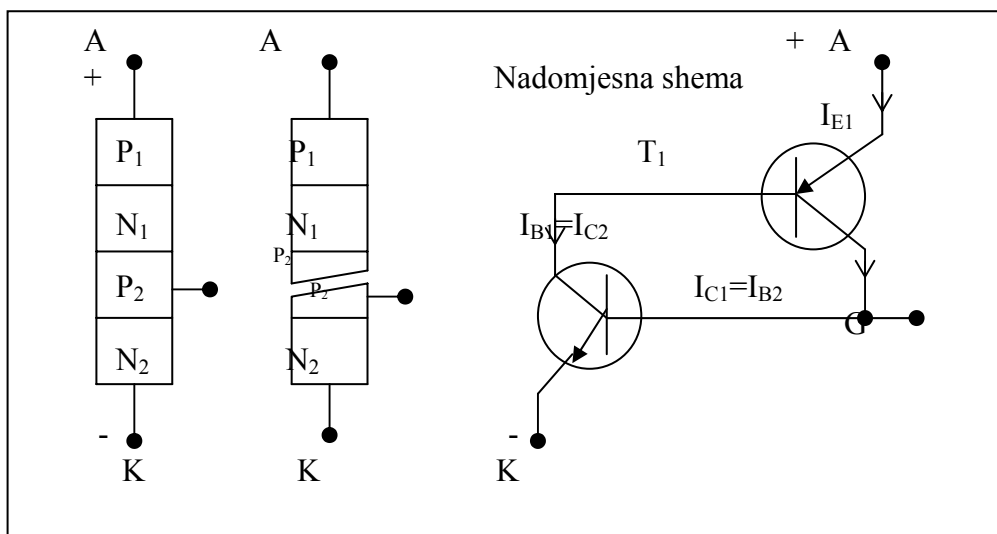
Predmeti upotrebe tiristora:

- Upravljačka snaga koja je potrebna je samo za uključivanje tiristora.
- Za vrijeme vođenja, disipacija snage na tiristoru je relativno mala (malo zagrijavanje).
- U nevodljivom stanju disipacija je zanemariva.
- Dimenzije su relativno male (regulator intenziteta svjetlosti nalazi se u kućištu prekidača; regulator broja okretaja el. bušilice nalazi se u njenom kućištu).

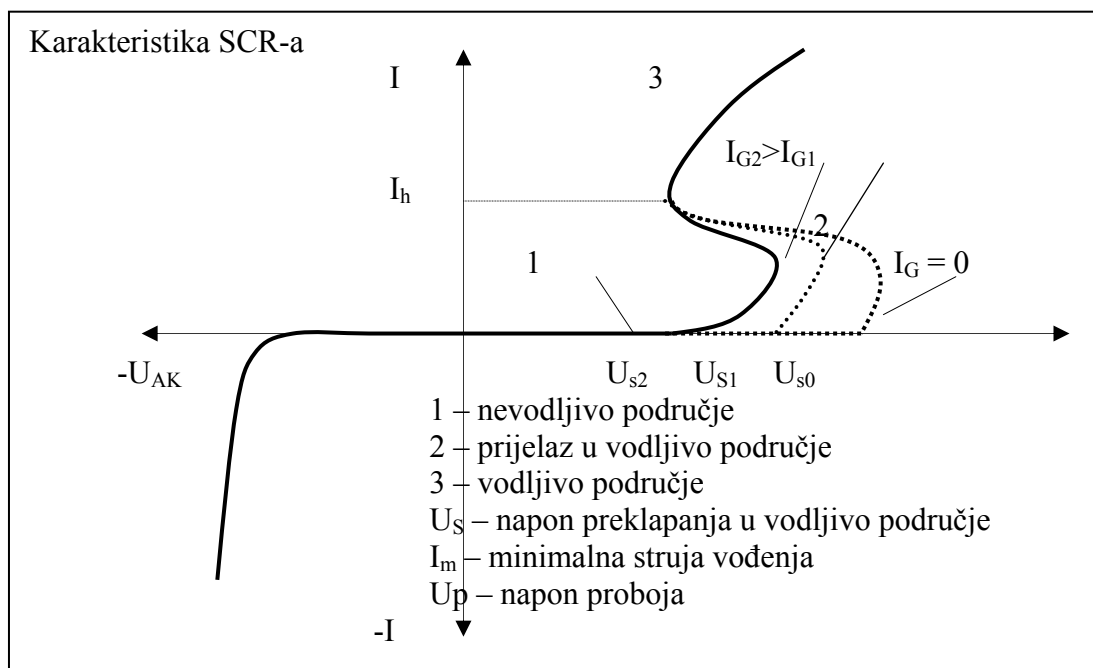


## JEDNOSMJERNI TRIODNI TIRISTOR

Građa:



Uz anodu i katodu, ovaj tranzistor ima i gejt (G). Prebacivanje iz nevodljivog u vodljivo stanje vrši se dovođenjem pozitivnog impulsa na gejt (G). Potrebne struje  $I_g$  iznose nekoliko desetaka (mA) uz napon  $U_{ak}$  od nekoliko volti (kod SCR-a manjih snaga). Zagrijavanjem SCR-a smanjuje se  $U_{gk}$  kod kojeg dolazi do okidanja (prelazak u stanje vođenja).



Povećanjem napona  $U_{ak}$  od "0" do područja "1", struja kroz SCR je zanemariva sve dok napon ne dosegne vrijednost  $U_{s0}$ , kada dolazi do vrlo naglog prijelaza u vodljivo stanje.  $U_{s0}$  može biti vrlo velik pa se u praksi to ne dozvoljava jer može doći do oštećenja SCR-a (lavinski proboj inverzno polarizirane barijere između  $N_1$  i  $P_2$ ).

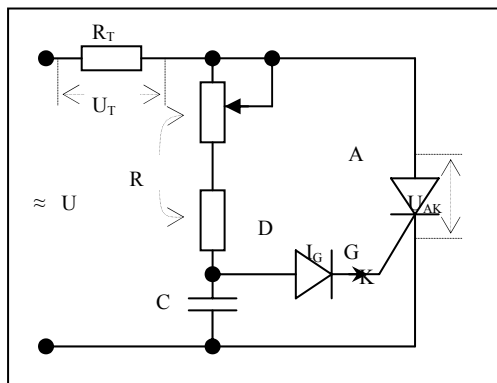
U trenutku kada se na "G" narine impuls, SCR prelazi u vodljivo stanje područjem negativnog otpora ( $U \downarrow$ ,  $I \uparrow$ ). Što je struja  $I_g$  veća, taj se prijelaz odvija kod nižeg napona  $U_s$ .

Kad je jednom SCR proveo, nije mu potrebna struja  $I_g$ , da bi i dalje radio.  $I_g$  nema više utjecaj na vođenje.

Pad napona  $U_{AK}$  u vodljivom stanju iznosi 1-2 (V), a struja mora biti ograničena nekim vanjskim otpornikom.

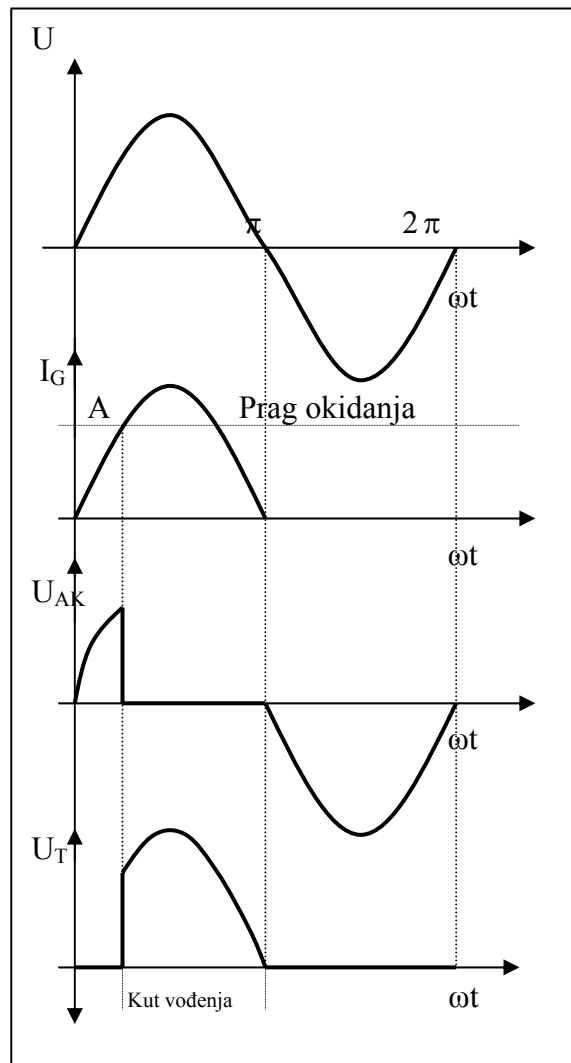
SCR prelazi u nevodljivo stanje ako se  $U_{AK}$  toliko smanji, da struja padne ispod  $I_h$ , što se obično dešava pri promjeni polariteta priključenog izmjeničnog napona. Karakteristika u trećem kvadrantu je slična karakteristici inverzno polarizirane Si diode.

## REGULIRANJE SNAGE TROŠILA POMOĆU SCR-a



Zbog diode D, vrata (G) SCR-a dobivaju samo pozitivne impulse. Pomoću potencijometra možemo podešavati kut vođenja, tj. postići da uopće ne vodi ili vodi od najmanje polovinu periode, do najviše cijele poluperiode.

Drugi dijagram predočava upravljački impuls koji u točki "A" SCR.  $U_{AK}$  do točke "A" raste a zatim SCR provede, naglo pada na malu vrijednost. Negativnu poluperiodu SCR vodi, pa se  $U_{AK}$  mijenja kao U. Zbog nevođenja SCR-a,  $U_T$  je do točke "A" jednak nuli, a zatim se za pozitivnu poluperiodu mijenja kao U. Za negativnu poluperiodu, napon na trošilu  $U_T$  je jednak nuli. Na ovaj način možemo mijenjati vremenokad je  $R_T$  naponom "U" u poluperiodi, atime i snagu koju trošilo daje.



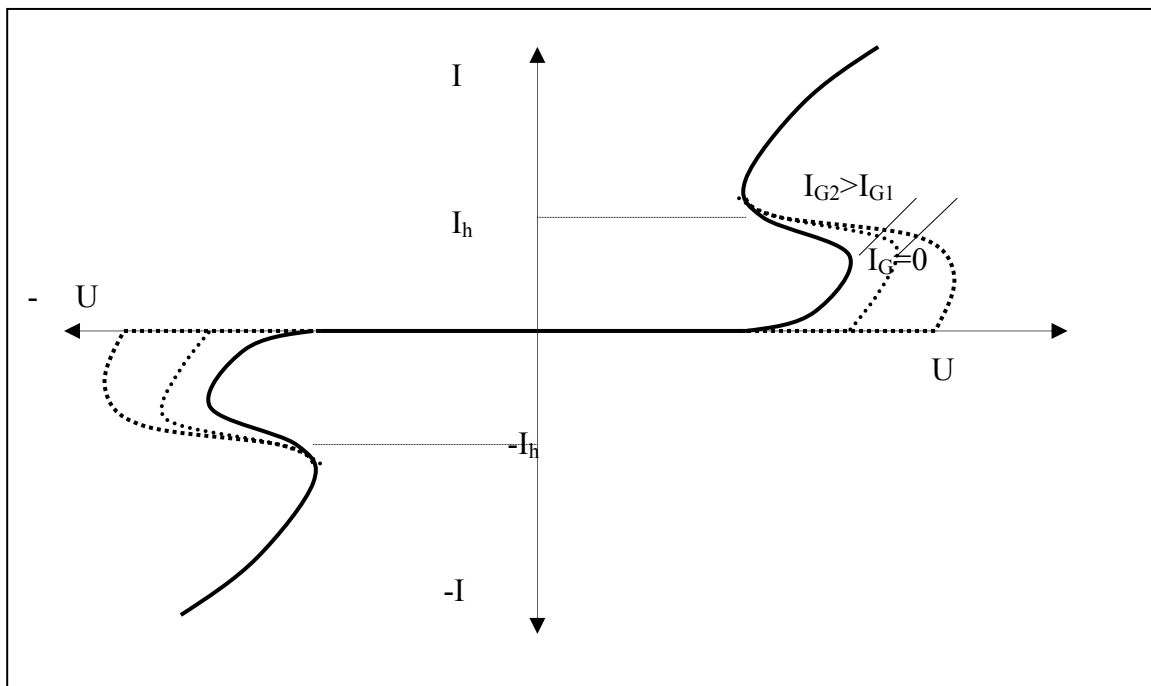
SCR

okida  
kad

ne

pod

## DVOSMJERNI TRIODNI TIRISTOR - TRIAK



Triak može voditi struju u oba smijera, a okodamo ga pozitivnim i negativnim strujnim impulsima, bez obzira na polaritet na glavnim izvodima "1" i "2". Kad jenom provede, upravljačka elektroda više nema utjecaja na vođenje.

Tiak je pogodan za regulaciju snage izmjenične struje jer može regulirati snagu u pozitivnom i negativnom dijelu periode. Okidni sklop je sličan prethodnom samo što umjesto diode kao element za okidanje triaka služi diac.

Karakteristika diaca se nešto razlikuje od karakteristike triaca. Napon preklapanja u vodljivo stanje iznosi oko 32 volta, a pad napona kod diaca nije mali kao kod triaca već iznosi oko 24 volta.