

**IZPISKI IZ UČBENIKA
POLPREVODNIŠKA ELEKTRONIKA
PROFESORJA FRANCETA SMOLETA**

Polprevodniška dioda, tranzistor

1.8.2012

Eva

3. POLPREVODNIŠKA DIODA

- Nelinearni element z dvema priključkoma, v eni smeri prevaja električni tok, v drugi pa ne
- Prevodni tok I teče skozi diodo pri priključenosti napetosti U na diodi, ki jo imenujemo prevodna smer diode
- Pri nasprotni polariteti na diodi v zaporni smeri, na diodi je zaporna napetost in skozi diodo teče majhen zaporni ali reverzibilni tok.
- Najpreprostejša dioda je iz dveh polprevodniških plasti nasprotnih tipov. Mejo med njima pa imenujemo pn-spoj
- Namen diod: preoblikovanje in usmerjenje električnih signalov

3.1 pn-dioda brez zunanje priključenosti ali toka

- Prek spoja ne teče noben električni tok

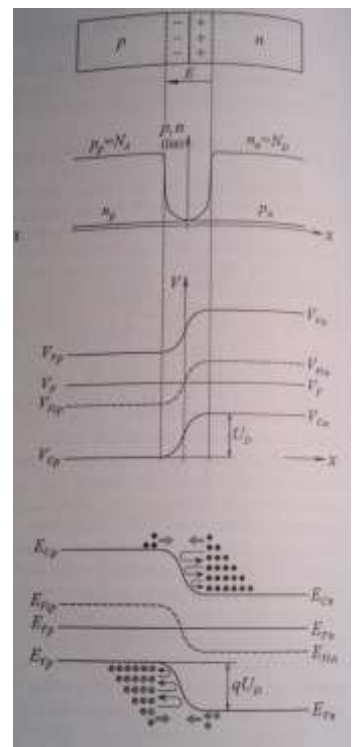
3.1.1 Fizikalna slika dogajanj v okolici pn-spoja

- Sklenemo dva ločena kosa polprevodnikov (p in n tip ppv-ja) → v praksi to ni mogoče
- Ob trenutku združitve se pojavi močna difuzija. Vrzeli difundirajo iz p-plasti v n-plast, elektroni pa ravno obratno (iz n-plasti v p-plast). Ti so nosilci električnega naboja.
- Posledica prostorskega naboja je električno polje, ki ima smer od pozitivnega naboja v n-plasti proti negativnemu v p-plasti → zavira difuzijo
- Vzpostavi se ravnovesno stanje, pri katerem NI NOBENEGA ELEKTRIČNEGA TOKA prek pn-spoja:

$$J_p = q\mu_p pE - qD_p \frac{dp}{dx} = 0 \quad \text{in} \quad J_n = q\mu_n nE + qD_n \frac{dn}{dx} = 0$$

- Do porušitve nevtralnega stanja pride le v ozkem območju med kosoma polprevodnikov in sicer v tako imenovanem osiromašenem področju. V tem območju prehajata koncentraciji prostih nosilcev naboja zvezno od večinskih k manjšima koncentracijama
- Vgrajena električna poljska jakost povzroča spremembo električnega potenciala, ki raste v smeri od p-tipa proti n-tipu: $E = -\frac{dV_{Fi}}{dx} = \frac{U_T}{p} \frac{dp}{dx}$
- Če skozi pn-spoj ne teče električni tok, je Fermijev nivo V_F krajevno konstanten.
- Če enačbo $E = -\frac{dV_{Fi}}{dx} = \frac{U_T}{p} \frac{dp}{dx}$ določeno integriramo, dobimo potencialno spremembo U_D prek osiromašene plasti :

$$\int_{V_{Fip}}^{V_{Fin}} dV_{Fi} = - \int_{p_p}^{p_n} U_T \frac{dp}{p}$$



$$U_D = V_{Fin} - V_{Fip} = -U_T \ln \frac{p_n}{p_p} = U_T \ln \frac{p_n}{p_p} = U_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

Potencialna razlika U_D (difuzijska ali kontaktna), ki se v diodi brez zunanje priključitve napetosti vzdržuje prek osiromašene plasti, je potencialna bariera, ki preprečuje difuzijo.

3.1.2 Potek električne poljske jakosti in potenciala v prehodnem območju pn-spoja

- Električna poljska jakost se večja linearno z razdaljo in doseže maksimalno vrednost na metalurškem spoju ($x=0$):

$$E_{maks} = -\frac{qN_A x_p}{\varepsilon}$$

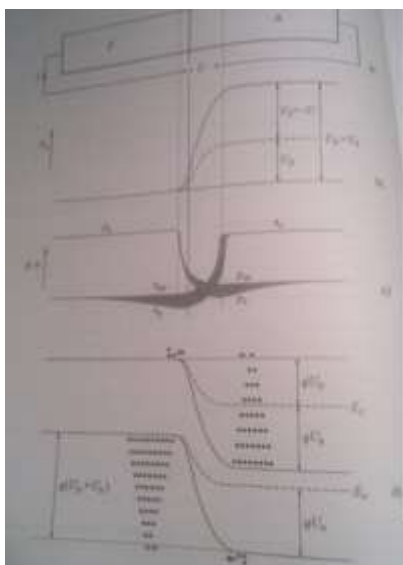
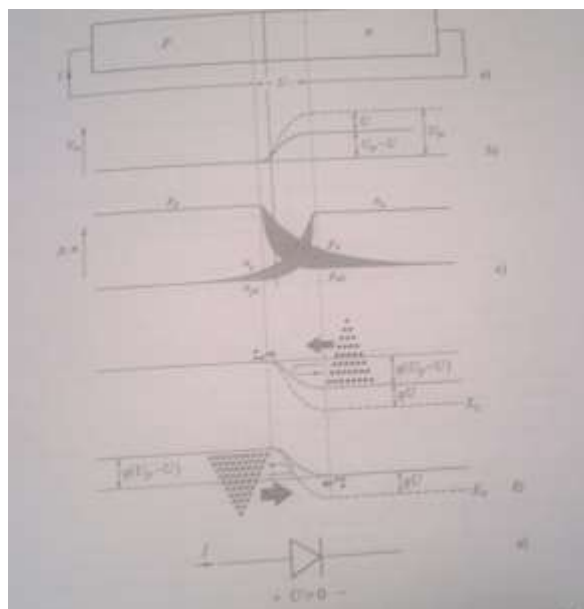
- Prehodno območje se širi predvsem v tisto stran pn-spoja, v kateri je manjša koncentracija primesi.

3.2 pn-dioda pri priključenem zunanjem viru napetosti

- Celotna zunanja priključena napetost je le na osiromašenem območju, saj je njegova upornost mnogo večja kot upornosti nevtralnih delov.

3.2.1 pn-dioda pri prevodni priključenosti napetosti

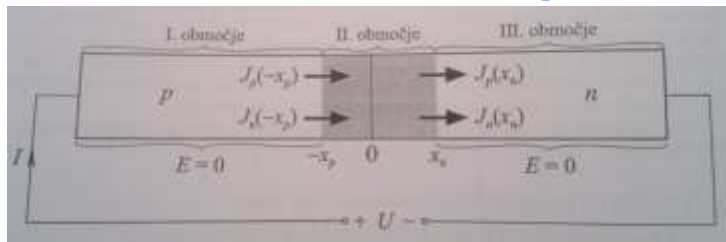
- prevodna napetost za pn-diodo je tista napetost, pri kateri ima pn-spoj veliko sposobnost prevajanja. Prevodna napetost zmanjšuje ravnovesno difuzijsko napetost U_D .
- Potencialna razlika prek zapornega območja se manjša, kadar je p-tip priključen na pozitivni pol in n-tip na negativni pol zunanjega vira
- p-plast injicira ali emitira vrzeli v n-plast, n-plast pa injicira ali emitira elektrone v p-plast



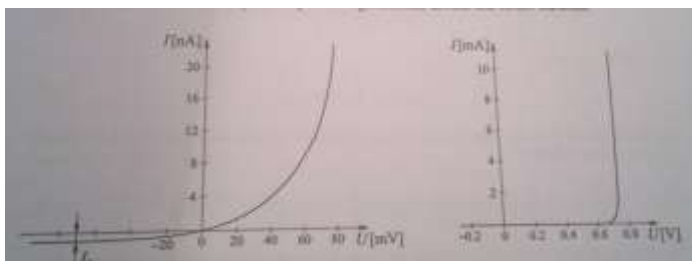
3.2.2 pn-dioda pri zaporni priključenosti napetosti

- Če je napetost na diodo priključena tako, da je p-tip priključen na negativni pol in n-tip na pozitivni pol zunanjega vira napetosti ($U < 0$), se napetost na osiromašeni plasti poveča
- Zaporna napetost $U_R = -U$ na pn-spoju povečuje višino potencialne oz. energijske bariere. (vrednost E narašča)

3.2.3 Analiza tokovno-napetostne karakteristike pn-diode



- I in III območji sta nevtralni → ker se zunanja priključena napetost seštevata z difuzijsko napetostjo na pn-spoju, sta padca napetosti izven prehodnega območja zanemarljiva → $E = 0$
- II območje: osiromašeno območje s prostorskim nabojem in močnim vgrajenim E .
- Tokovna gostota elektronov je na eni strani prehodnega območja enaka gostoti elektronov na drugi strani tega območja (zanemarim generacije in rekombinacije)
- Za vrzeli velja podobno.
- Pri prevodni priključeni napetosti U se napetost prek prehodnega območja zniža za $U_D - U$.
- Zaporna napetost na diodi zmanjšuje koncentracijo elementov na robu osiromašene plasti, tako, da je pri vstopu v p-plast primanjkljaj elektronov.
- Diodni tok skozi pn-spoj s površino A je enak: $I = AJ = AJ_s \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right) = I_s \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$
- I_s je tok nasičenja
- $I_s = qn_i^2 \left(\frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right)$



3.3 Odstopanja od idealne karakteristike pn-diode

- Nasičenje toka v zaporni smeri je posledica prostih nosilcev naboja v osiromašeni plasti.
- Zaporna napetost U_{BR} je napetost, pri kateri začne zaporni tok strmo rasti.
- Vpliv rekombinacij v osiromašeni plasti pri nizkih prevodnih napetosti in diodnih tokih je pomembno.
- Visoki prevodni tokovi → znižana potencialna bariera v osiromašenem področju → povečan tok skozi njo → vedno večji padci na ohmskih upornosti p- in n- plasti ter kontaktnih upornostih z zunanjimi kovinskimi priključki
- Poleg opisanega pojava se pojavlja tudi visoka injekcija nosilcev naboja prek pn-spoja.
- Odstopanje od idealne karakteristike opisuje diodni faktor ali faktor idealnosti n ($1 < n < 2$)

$$I = I_s \left(e^{\frac{U}{nU_T}} - 1 \right)$$

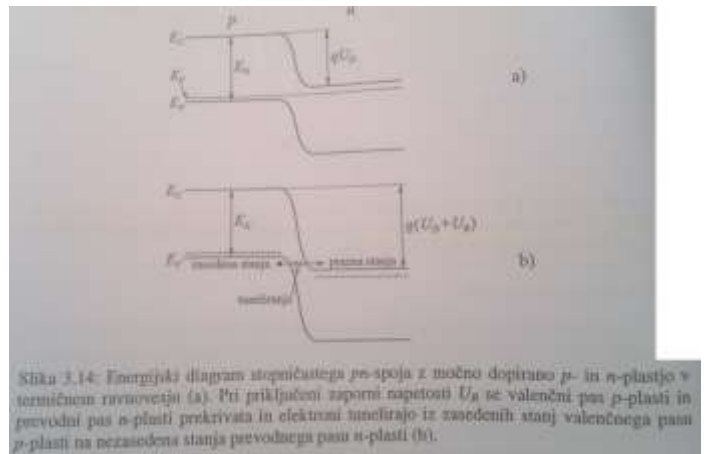
3.4 Prebojna napetost diode

3.4.1 Osiromašeno območje pn-spoja pri zaporni priključeni napetosti

- Pri priključeni zaporni napetosti se napetost prek osiromašenega področja poveča od U_D na $U_D + U_R \rightarrow$ poveča se električno polje E
- Pri kratkem stiku $U_R = 0$ ($N_A = N_D$)
- Zaradi konstantnega prostorskega naboja je konstanten tudi krajevni odvod električnega polja $\frac{dE}{dx} = \frac{\rho}{\epsilon} = konst$
- Širjenje osiromašene plasti z rastočo zaporno napetostjo pomembno pri kapacitivnih lastnostih pn-spojev, pri prebojnih tranzistorjev in še drugih polprevodniških elementov

3.4.2 Zenerjev preboj diode

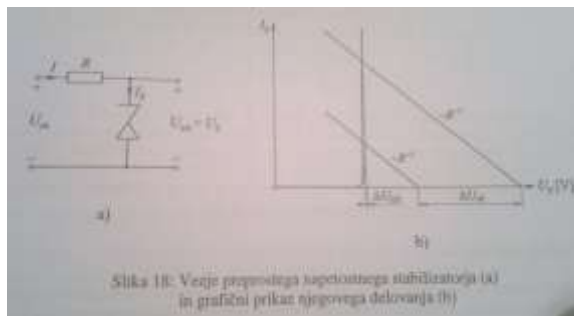
- Zaporna napetost, zaporno tok $I = -I_s$
- Zaporni tok narašča z naraščanjem zaporne napetosti $\rightarrow$ uničenje diode
- Strmo naraščanje toka, povzroča Zenerjev preboj diode.
- Zenerjev preboj nastopi pri diodah, ki imajo na obeh straneh pn-spoja zelo močni koncentraciji primesi
- Pojav plazovne ionizacije pa prevladuje pri tistih diodah, ki imajo vsaj na eni strani pn-spoja srednjo ali majhno koncentracijo primesi.
- Pogoja za Zenerjev preboj:
 - velika $E > 2 \cdot 10^5 \frac{V}{cm}$
 - Ozko prehodno območje
- Torej visoka koncentracija N_A in N_D ter stopničast prehod.



3.4.3 Plazovni preboj diode

- Pri šibkeje dopirani diodi je osiromašeno področje tako široko, da tuneliranje valenčnih elektronov ni možno.
- Pri takšnem pn-spoju tok v zaporni smeri z rastočo zaporno pritisnjeno napetostjo narašča zaradi ionizacije atomov, ki jo povzročajo močno pospešenih nosilcev naboja v prehodnem območju.
- Večanje zaporne napetosti $\rightarrow$ večje električno polje $\rightarrow$ močnejše sile na elektrone in vrzeli
- Če je kinetična energija pospešenega nosilca nabojev dovolj velika $\rightarrow$ ob trku v atom $\rightarrow$ nastane nov par elektron-vrzel.

- Zaporni tok I_S se zaradi ionizacije atomov v prehodnem območju poveča za MI_S , kjer je M faktor multiplikacije.
- Ko postane električno polje tako veliko, da lahko že le en trk povzroči plaz generacij novih parov, pravimo da se pojavi plazovna ionizacija.
- Faktor multiplikacije M : $M = \frac{1}{1 - (\frac{U_R}{U_{BR}})^n}$ $3 < n < 6$
- Osnovni podatki prebojnih diod:
 - Napetost U_{Z0}
 - maksimalni tok I_{Zmaks} , ki ga določa največja moč
 - največja moč $P_{maks} = U_Z I_{Zmaks}$, ki se brez škodljivih posledic še lahko troši na diodi
 - minimalni tok I_{Zmin} , pri katerem je delovanje diode kot stabilizatorja še zadovoljivo ($I_{Zmin} = 0,1 I_{Zmaks}$)
 - nadomestna upornost $r_Z = \frac{U_{Zmaks} - U_{Zmin}}{I_{Zmaks} - I_{Zmin}} \cong \frac{U_{Zmaks} - U_{Zmin}}{I_{Zmaks}}$
- Najpreprostejši napetostni stabilizator:



Vrednost R določimo tako, da pri največji vhodni napetosti ne bomo prekoračili največjega dopustnega toka prebojne diode:

$$R = \frac{U_{vhmaks} - U_{Z0}}{I_{Zmaks}}$$

Variacije vhodne napetosti ΔU_{vh} se prenesejo na izhod prek napetostnega delilnika, sestavljenega iz upornosti R in nadomestne upornosti diode r_Z :

$$\Delta U_{izh} = \frac{r_Z}{r_Z + R} \Delta U_{vh}$$

3.5 Tokovno-napetostne omejitve

- Segrevanje diode zaradi pritiskene napetosti in toka
- Ker je največji ohmski padec na osiromašenem območju, se tam dovedena električna moč $P = UI$ pretvarja v toploto v ozkem območju metalurškega spoja
- Toplota mora odtekati v okolico, če ne se spremenijo snovne lastnosti diode.

3.6 Odvajanje toplote od pn-spoja na okolico

- Pn-spoj oddaja toploto svojemu ohišju, ta na naprej v okolico
- Termična upornost $R_{thja} [^{\circ}C W^{-1}]$: $R_{thja} = R_{thjc}(\text{ohišje}) + R_{thca}(\text{okolica})$
- $P_{maks} = \frac{T_{jmaks} - T_a}{R_{thja}}$

3.7 Lastnosti diode pri vzburjanju z majhnimi signali

- Postopek linearizacije

3.7.1 Linearizacija nelinearnega elementa

Linearizacija nelinearnega elementa je postopek, pri katerem lastnosti nelinearnega elementa v okolici v naprej izbrane delovne točke nadomestimo z lastnosti linearne elementa.

3.7.2 Linearizacija dvopola

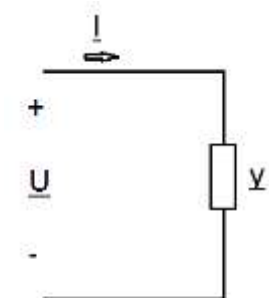
- Delovna točka se nahaja v ozkem pasu $i(u)$ krivulje
- Kratek odsek krivulje lahko nadomestimo z odsekom premice, ki je tangenta na krivuljo v mirovni delovni točki $D(U,I)$ in jo matematično zapišemo:

$$\frac{di(u)}{du} \text{ v delovni točki} = g = \frac{1}{r}$$

- g = diferencialna prevodnost
- r = diferencialna upornost
- Diferencialna prevodnost oz upornost, ki sta pri karakteristični lastnosti nelinearnega dvopola pri majhnih in počasnih spremembah signalov v neposredni okolici dane delovne točke $D(U,I)$, se pri višjih ω , pri krmiljenju s harmoničnimi napetostmi signali oblike:

$$\Delta U = \operatorname{Re}(\underline{U}e^{j\omega t}) \text{ in z odzivom } \Delta I = \operatorname{Re}(\underline{I}e^{j\omega t})$$

Pri visokih frekvencah je zveza med kompleksorjema toka in napetosti:



Diferencialna prevodnost g se pri višjih frekvencah spremeni v diferencialno admitanco y

$$\underline{I} = \underline{y}\underline{U} = (g + jb)\underline{U} = \frac{\underline{U}}{\underline{z}} = \frac{\underline{U}}{r + jx}$$

→ g = diferencialna prevodnost

→ y = diferencialna admitanca

→ r = diferencialna upornost

→ x = diferencialna reaktanca

→ z = diferencialna impendanca

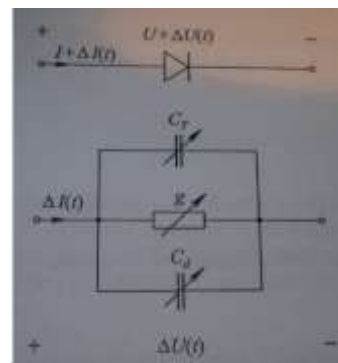
→ b = diferencialna susceptanca

3.7.3 Diferencialna upornost diode pri počasnih spremembah signalov

- Počasne spremembe/nizke frekvence krmiljenih signalov, potujejo po tokovno-napetostni karakteristiki diode: $I = I_s \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$
- $\frac{di(u)}{du} \text{ v delovni točki} = g = \frac{I + I_s}{U_T}$
- V območju zaporne napetosti gre tok $I \rightarrow -I_s$, diferencialna upornost diode pa proti neskončnosti. Ker pa zaporni tok zaradi pojavov, rahlo raste z večanjem zaporne napetosti, diferencialna upornost v območju zaporne napetosti navadno ni velja od upornosti okrog $1 \text{ M}\Omega$.

3.7.4 Lastnosti diode pri hitrih spremembah signalov

- Pri hitrih signalih ne zadošča enostavna zamenjava z ohmsko upornostjo. Upoštevati moramo še parazitne kapacitivnosti (vezano vzporedno z g).
- Spojna kapacitivnost C_T : prevladuje, ko potuje delovna točka diode v območju zapornih napetosti in je v razredu pikofaradov. Kljub temu da je majhna, pa je njen učinek lahko močan, saj je vzporedno z njo nizka diferencialna prevodnost diode. ($0,1\text{pF} < C_T < 10\text{pF}$)
- Difuzijska kapacitivnost: prevladuje pri prevodni napetosti, ki sega v razred mikrofaraodov. Vzporodno z njo pa je visoka diferencialna prevodnost diode.



3.7.4.1 Spojna kapacitivnost diode

- Vsaka sprememba napetosti na pn-spoju povzroči spremembo širine osiromašenega območja v p- in n- tipu polprevodnika
- Pri povečanju zaporne napetosti za ΔU_R se poveča naboj na vsaki strani prehodnega območja za ΔQ
- Sprememba naboja zaradi spremembe napetosti pa je kapacitivnost: $C_T = \frac{\Delta U_R}{\Delta Q}$
- Prehodno območje deluje kot ploščati kondenzator z razdajo $D = x_n + x_p$ in dobimo :

$$C_T = \epsilon \frac{A}{D} = A \sqrt{\frac{q\epsilon}{2} \frac{N_A N_D}{(N_A + N_D)} \frac{1}{(U_D + U_R)}} = A \sqrt{\frac{q\epsilon}{2} \frac{N_A N_D}{(N_A + N_D)} \frac{1}{U_D}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{U_R}{U_D}}} = \frac{C_{TO}}{\sqrt{1 + \frac{U_R}{U_D}}}$$

- C_{TO} je kapacitivnost brez priključene $U_R = 0$
- Sprememba kapacitivnosti vedno povzroči premikanje elektrin
- C_T odvisna od šibkeje dopirane strani
- Čim manjša je koncentracija primesi vsaj na eni strani pn-spoja in čim višja je zaporna napetost, tem širša je D in s tem manjša spojna kapacitivnost.

3.7.4.2 Difuzijska kapacitivnost diode v območju prevodne napetosti

- Pri enosmerni prevodni napetosti na diodi so nosilci naboja emitirani prek osiromašenega območja, nato pa difundirajo proč od pn-spoja in izginjajo z rekombinacijami.
- $C_d = \frac{I}{U_T} \frac{\tau_p}{2}$

3.8 Vzbujanje diode z velikimi pravokotnimi signali

- Diode kot stikala, ki odpirajo in zapirajo pot impulznim signalom
- Dioda kot stikalo je dobra pri nižjih frekvencah

3.9 Tehnologija izdelave pn-diode

Tehnološki koraki pri izdelavi diode.

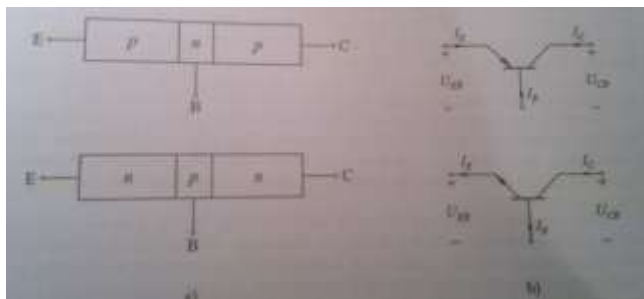
1. močno dopirana osnova → velika upornost
2. na plast nanese epitaksijko plast sicilija
3. oksidacija sicilija
4. fotorezist, na enih odprtinah izjedkamo s SiO_2 → oksid imamo zdaj le ob robu
5. kontraktiranje, nanese aluminij in znova izvedemo »fotorezistacijo«

3.10 Poenostavitev diodne karakteristike pri vzburjanju z velikimi signali

- Deluje kot element, ki odreže del električnih signalov → reže, omejuje ali usmerja električne signale
- Analiza s pomočjo odsekov premic
- Diode, ki za negativne napetosti predstavljajo neskončno upornost, za pozitivne pa neskončno prevodnost

4. BIPOLARNI TRANZISTOR

- Polprevodniški nelinearni element s tremi plastmi.
- Srednja plast mora biti v primerjavi z difuzijsko dolžino manjšinskih nosilcev naboja v tej plasti zelo tanka
- pnp- in npn-tranzistor



- Unipolarni tranzistor: električni tok teče prek pn- spojev zaradi gibanja elektronov ali vrzeli
- Bipolarni tranzistor: električni tok teče prek pn- spojev zaradi gibanja elektronov in vrzeli
- 3 zunanje sponke: emitor (E), baza (B), kolektor (C)
- 2 pn-spoja: med emitorjem in bazo – emitorski spoj, med kolektorjem-bazo – kolektorski spoj
- Največkrat: emitorski spoj – prevodna napetost U_{EB} , kolektorski – zaporna napetost U_{CB}
- Emitor oddaja nosilce naboja v bazo
- Kljub zaporni napetosti teče kolektorski tok, saj kolektor zbira nosilce, ki jih oddaja v emitor.

4.1 Analiza enosmerne tokovno-napetostne karakteristike tranzistorja

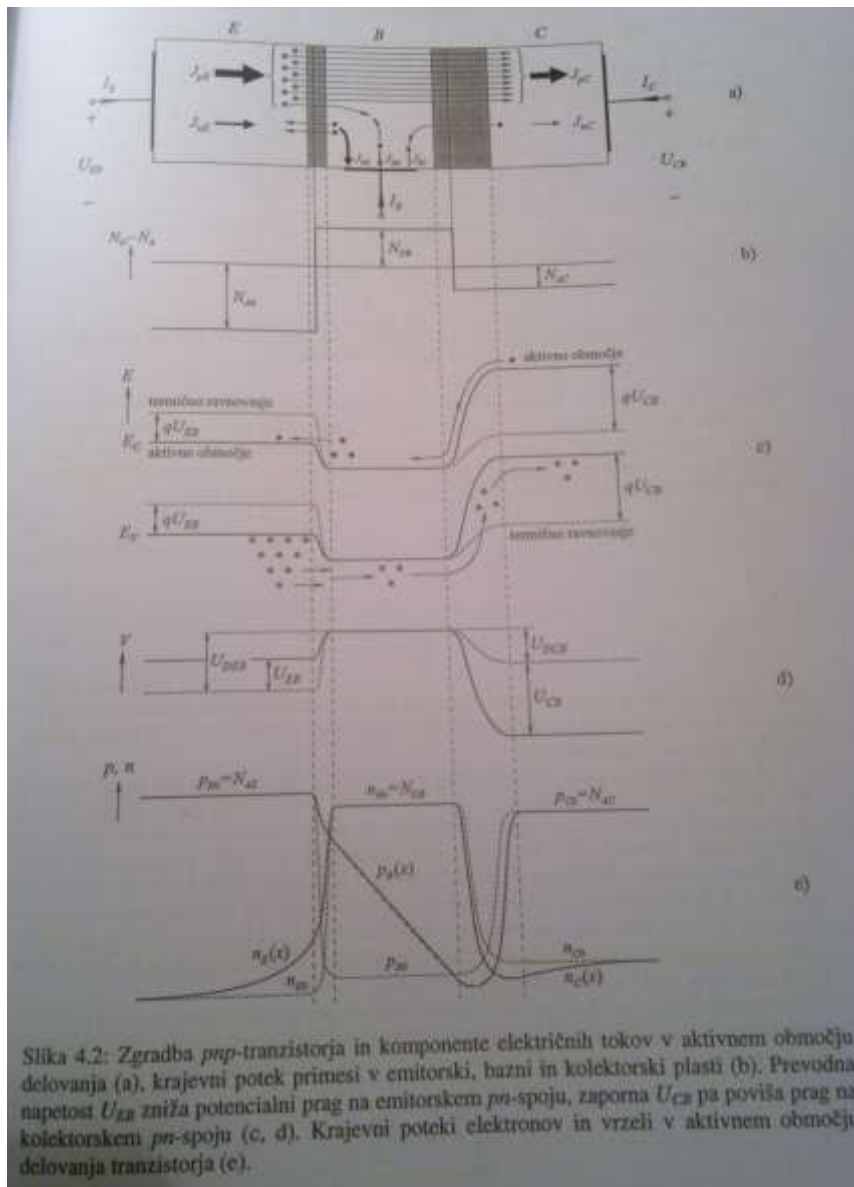
- Analiza izvedena za pnp-tranzistor:
- Predpostavimo :
 - emitorski spoj – prevodna napetost U_{EB} , kolektorski – zaporna napetost U_{CB}
 - konstantne primese N_{AE}, N_{DB}, N_{AC}
 - prevodna priključena napetost U_{EB} zmanjšuje potencialni prag na emitorskem spoju, zaporna napetost U_{CB} pa povečuje prag na kolektorskem spoju
- koncentracije manjšinskih nosilcev naboja na prehodnih območjih:

$$n_E(x_E) = n_{E0} e^{\frac{U_{EB}}{U_T}}$$

$$p_B(x_C) = p_{p0} e^{\frac{U_{CB}}{U_T}}$$

$$p_B(x_E) = p_{p0} e^{\frac{U_{EB}}{U_T}}$$

$$n_C(x_C) = n_{C0} e^{\frac{U_{CB}}{U_T}}$$



- V območju emitorja in kolektorja, za kateri predpostavljamo, da sta mnogo daljši od difuzijskih dolžin elektronov L_n , se presežek oz. primankljaj elektronov zmanjšujeta z rastočo oddaljenost od pn-spojev. Ker v emitorju in kolektorju ni električnega polja, tečeta prek emitorskega in kolektorskega spoja difuzijski gostoti elektronov:

$$J_{nE} = \frac{qD_n n_{E0}}{L_n} \left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1 \right) \quad J_{nC} = -\frac{qD_n n_{C0}}{L_n} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$$

- Za tranzistor je značilno, da je baza mnogo tanjša od difuzijske dolžine manjšinskih delcev nosilcev naboja v bazi ($W \ll L_{pB}$)
- Ker v bazi ni $E = 0$, teče samo difuzijski tok $\rightarrow$ linearni krajevni potek vrzeli v bazi, konstantna tokovna gostota v bazi $J_p = J_{pE} + J_{pC}$
- Del presežka vrzeli v bazi se rekombinira $J_{pE} > J_{pC}$
- Čim manjša je baza, tem manj je rekombinacij vrzeli v bazi
- Toki:

$$I_E = A(J_{pE} + J_{nE}) = I_{11} \left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1 \right) + I_{12} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$$

$$I_C = -A(J_{pC} + J_{nC}) = I_{21} \left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1 \right) + I_{22} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$$

$$I_{11} = Aq \left(\frac{D_p p_{B0}}{L_p \tanh \frac{W}{L_p}} + \frac{D_n n_{E0}}{L_n} \right)$$

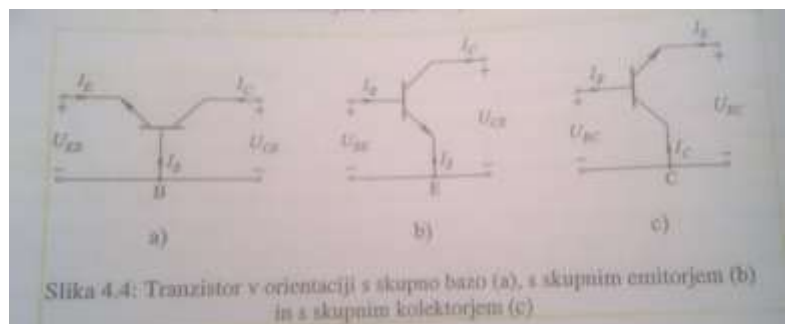
$$I_{12} = -I_{21} = -Aq \frac{D_p p_{B0}}{L_p \sinh \frac{W}{L_p}}$$

$$I_{22} = Aq \left(\frac{D_p p_{B0}}{L_p \tanh \frac{W}{L_p}} + \frac{D_n n_{C0}}{L_n} \right)$$

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

4.1.1 Orientacije tranzistorja

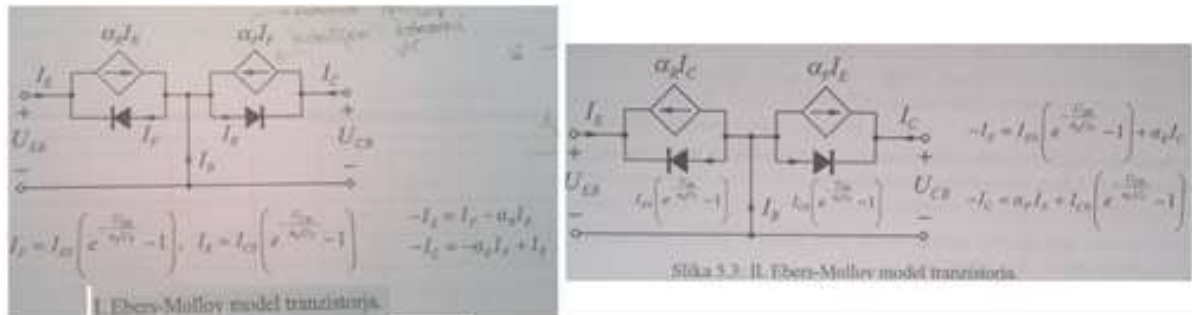
- Tri orientacije:
 - $\rightarrow$ S skupno bazo
 - $\rightarrow$ S skupnim emitorjem
 - $\rightarrow$ S skupnim kolektorjem
- Tranzistor najpogosteje uporabljamo za ojačevanje električnih signalov
- Največkrat uporabljamo orientacijo s skupnim emitorjem, saj ima največje ojačenje



4.2 Nelinearni Ebers-Mollov model tranzistorja

- Ebers-Mollov model tranzistorja izhaja iz enosmernih enačb tranzistorja.

- Pri prvem Ebers-Mollovim modelom smo na meji med aktivnem območje in območjem nasičenja.
- Pri drugem Ebers-Mollovim modelom, kjer so notranji krmilni viri odvisni le od zunanjih tokov, lahko izračunamo iz že dobljenih parametrov prvega E.-M. modela.
- Za različna območja delovanja tranzistorja lahko uporabimo poenostavljene modele. Tranzistorje pogosto uporabljamo s skupnim emitorjem v aktivnem področju delovanja.



4.2.1 Poenostavljena nadomestna vezja za razna območja delovanja tranzistorja

- Območja delovanja tranzistorja so definirana z napetostmi na emitorskem in kolektorskem *pn*-spoju. Ker ima lahko vsak spoj prevodno ali zaporno napetost, so pri tranzistorju štiri območja delovanja:
 1. **Aktivno območje:** U_{EB} prevodna, U_{CB} zaporna. Najboljše ojačevalne lastnosti (normalno območje)
 2. **Inverzno aktivno območje:** U_{EB} zaporna, U_{CB} prevodna
 3. **Območje zapore:** U_{EB} , U_{CB} zaporni napetosti. Zaradi majhnih zapornih napetosti na *pn*-spoju so toki skozi tranzistor v tem področju zelo majhni
 4. **Območje nasičenja:** U_{EB} , U_{CB} prevodni napetosti

4.2.1.1 Aktivno območje

- Aktivno območje: U_{EB} prevodna, U_{CB} zaporna. Najboljše ojačevalne lastnosti (normalno območje)
- Zaradi prevodne napetosti $U_{EB} \rightarrow$ teče prevodni tok I_F
- Zaradi zaporne napetosti $U_{CB} \rightarrow$ teče prevodni tok I_R
- $I_R < \alpha_F I_F$, $\alpha_F I_F$ predstavlja paralelni tokovni vir $\rightarrow$ zato kolektorsko diodo z I_R v aktivnem območju izpustimo
- $\alpha_R I_R \ll I_F$, $\rightarrow$ izpustimo tokovni vir $\alpha_R I_R$
- Glej učbenik, slika 4.9, str. 108
- Orientacija s skupnim emitorjem: vhodna sponka baza, izhodna pa kolektorska, zveza med kolektorskim in baznim tokom: $I_C = -\alpha_F I_E = \alpha_F (I_B + I_C)$ in $I_C = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} I_B = \beta_F I_B$
- β_F je tokovni ojačevalni faktor orientacije s skupnim emitorjem
- Pri analizi tranzistorja s priključenim krmilnim virom in bremenom ugodno, če je vhodni del tranzistorskega modela ločen od izhodnega dela $\rightarrow$ skozi diodo teče tok I_B
- Glej učbenik, slika 4.10
- $I_B = -I_{ES} e^{-\frac{U_{EB}}{U_T}} - \beta_F I_B = -I_{ES} (1 - \alpha_F) e^{-\frac{U_{EB}}{U_T}}$
- Pri tem ostane $I_C = \beta_F I_B$ nespremenjen

4.2.1.2 Inverzno aktivno območje

Poenostavljena nadomestna vezja tranzistorja v inverzno aktivnem območju se da dobiti na enak način kot za aktivno območje. Zamenjani sta le vlogi emitroja in kolektorja. Zaradi zaporne emitroske napetosti izpustimo emitorsko diodo s tokom in njegov tokovni vir.

4.2.1.3 Območje zapore

Na obeh spojih sta zaporni napetosti. Skozi tranzistor so tako majhni tokovi, da ni nobenega dvopola. Na vhodu in izhodu so odprte sponke in skozi tranzistor ni tokov.

4.2.1.4 Območje nasičenja

Na obeh spojih sta prevodni napetosti. Dva prevodna toka. Nič ne izpustimo, ostane osnovni model iz slike 4.6 in 4.7 (glej učbenik)

4.2.2 Tokovna ojačevalna faktorja tranzistorja α_F in β_F

Kratkostični tokovni faktor α_F

- Kratkostični tokovni faktor α_F tranzistorja je snovno-geometrijski parameter, ki ga lahko izrazimo s produktom: $\alpha_F = \gamma \beta^*$
- γ ... izkoristek emitorskega spoja – pove, kakšno je razmerje med komponento emitorskega toka (ki jo povzročajo prehodi nosilcev naboja iz emitorja v bazo) in med celotnim tokom injiciranih nosilcev naboja prek emitorskega spoja pri napetosti $U_{BE}=0$.
- β^* ... bazni transportni faktor
- $$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{N_{BD} \mu_n W}{N_{AC} \mu_p L_p}}$$

Kratkostično tokovni faktor

- Kratkostično tokovni faktor orientacije s skupnim emitorjem β_F pri tankih bazah izrazimo kot:
$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \frac{N_{AC} \mu_p L_n}{N_{BD} \mu_n W}$$
- Pri tranzistorju v orientaciji s skupnim emitorjem lahko pričakujemo veliko ojačitev, če bo v emitorju mnogo več primesi kot v bazi in če bo debelina baze majhna v primerjavi z difuzijsko dolžino manjšinskih nosilcev naboja.

4.3 Tokovno-napetostne karakteristike tranzistorja

- Tranzistor kot četverpol, dva para zunanjih sponk, torej 2 para po ena napetost in en tok
- Zanimive so karakteristike, ki podajajo odvisnosti izhodnega toka in napetosti od vhodnih veličin (krmilni vir)
- Tokovno-napetostne karakteristike tranzistorja pnp iz Ebers-Mollove enačbe:

$$-I_C = \alpha_F I_E - I_{C0} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$$

- Spremenljivki $-I_C$ in $-U_{CB}$, parameter I_E
- Meja pri aktivnem in nasičenem območju delovanja tranzistorja: $U_{CB} = 0$

4.4 Prebojne napetosti bipolarnega tranzistorja

Prebojne napetosti tranzistorja so tiste napetosti na sponkah tranzistorja, pri katerih bi toki skozi tranzistor, če bi ne bili omejeni z zunanjimi elementi vezja, narasli prek mej, ki jih še dopušča maksimalna dopustna moč segrevanja tranzistorja.

- a) En možni preboj tranzistorja se pojavi, če postane zaporna napetost na kolektorskem spoju tako velika, da se prehodno območje tega spoja razširi prek cele baze in se stakne s prehodnim območjem emitorskega spoja.
- b) Pojav plazovne ionizacije: Pri večini tranzistorjev so maksimalne dopustne napetosti na *pn*-spojih omejene s pojavom plazovne ionizacije v kolektorskem spoju tranzistorja. Kolektorski tok tranzistorja v orientaciji s skupno bazo strmo narašča, ko se kolektorska napetost približa BU_{CB0} , ki se imenuje prebojna napetost kolektorsko-baznega *pn*-spoja.

4.5 Podatki o enosmernih lastnostih bipolarnega tranzistorja

- Dve pomembni vrsti podatkov o enosmernih lastnostih bipolarnega tranzistorja:
 - Maksimalne dopustne vrednosti moči, napetosti in tokov, ki so omejene z ohlajevalnimi sposobnostmi tranzistorja
 - Enosmerne vrednosti tokov in napetosti v nekaterih tipičnih točkah ali območjih tranzistorjeve karakteristike, ki dajejo informacije o ojačevalnih ali preklopnih lastnosti tranzistorja

4.5.1 Maksimalne dopustne moči, napetosti in tokovi tranzistorja

- Dovedena moč je enaka maksimalni dopustni moči v širokem polju statične karakteristike tranzistorja
- Najvažnejši podatek: podatek o maksimalni dopustni moči segrevanja tranzistorja
$$P_M: P_M = P_C + P_E$$
- P_C, P_E sta moči segrevanja kolektorskega in emitorskega spoja
- $P_C = U_{CB}I_C$ in $P_E = U_{EB}I_E$
- Aktivno območje: ($I_E \cong I_C$): $P_M = (U_{CB} + U_{EB})I_C = U_{CE}I_C$
- Segrevalno moč najbolje aproksimira hiperbola
- Najvažnejši podatki tokovno-napetostnih omejitev tranzistorja:
 - U_{EB0} Maksimalna napetost emitor-baza pri odprti kolektorski sponki ($I_C = 0$)
 - U_{CB0} Maksimalna napetost kolektor-baza pri odprti emitorski sponki ($I_E = 0$)
 - U_{CE0} Maksimalna napetost kolektor-emitor pri odprti kolektorski sponki ($I_B = 0$)
 - U_{CES} Maksimalna napetost kolektor-emitor pri kratkem stiku emitorskega spoja ($U_{BC} = 0$)
 - I_C, I_E, I_B ... maksimalni enosmerni ali srednji kolektorski, emitorski in bazni tok
 - I_{CM}, I_{EM}, I_{BM} ... maksimalna temenska vrednost kolektorskega, emitorskega in baznega toka pri izmeničnem krmiljenju

4.5.2 Podatki o enosmernih napetostih in tokovih tranzistorja

- Podatki o enosmernih napetostih in tokih tranzistorja toki nasičenja:
 - I_{ES} je emitorski tok nasičenja pri kratko sklenjenem kolektorskem spoju ($U_{CB} = 0$)

- I_{E0} je emitorski tok nasičenja pri odprti kolektorski sponki ($I_C = 0$)
- I_{CS} je kolektorski tok nasičenja pri kratko sklenjenem emitorskem spoju ($U_{EB} = 0$)
- I_{C0} je kolektorski tok nasičenja pri odprti emitorski sponki ($I_E = 0$)
- I_{CE0} je kolektorski tok nasičenja pri odprti bazni sponki ($I_B = 0$)
- Enosmerno tokovno ojačenje
 - h_{FE} (ali β) ... razmerje I_C/I_B pri $U_{CE} = konst.$ To razmerje imenujemo tudi enosmerna β ali β_{DC}
- Napetosti nasičenja
 - U_{CEsat} ... napetost nasičenja med kolektorjem in emitorjem v območju nasičenja pri podanem kolektorskem in baznem toku tranzistorja
 - U_{BEsat} ... bazno-emitorska napetost, ki pripada napetosti nasičenja U_{CEsat}
Glej učbenik stran 122 sliko 4.23

4.6 Linearna nadomestna vezja tranzistorja

- Za majhne signale torej velja, da so linearna nadomestna vezja enaka za pnp in npn tranzistorje

4.6.1 Linearizacija četveropola

- Pri nelinearnem četveropolu pa je funkcija treh spremenljivk, ki predstavlja ukrivljeno ploskev v prostoru, v okolici mirovne delovne točke D nadomeščena z odsekom tangencialne ravnine, ki je v karakteristiki četveropola opisana z družino vzporednih in enako razmaknjenih odsekov premic
- $i_1 = i_1(u_1, u_2)$ in $i_2 = i_2(u_1, u_2)$
- Napetosti u_1 in u_2 sta sestavljeni iz enosmerne komponente (U_1 oz. U_2), določene z mirovno delovno točko $D(U_1, U_2, I_1, I_2)$ ter iz majhne spremembe (ΔU_1 oz. ΔU_2)
- $u_1 = U_1 + \Delta U_1$ in $u_2 = U_2 + \Delta U_2$
- Ko razvijemo v Taylorjevo vrsto dobimo za $i_1 = i_1(u_1, u_2) = I_1 + \Delta I_1$ kar da za spremembo ΔI_1 : $\Delta I_1 = \left. \frac{\partial i_1}{\partial u_1} \right|_D \Delta U_1 + \left. \frac{\partial i_1}{\partial u_2} \right|_D \Delta U_2$ in za $\Delta I_2 = \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_1} \right|_D \Delta U_1 + \left. \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right|_D \Delta U_2$

g_{11}
 g_{12}
 g_{21}
 g_{22}
- g_{ij} ... diferencialni prevodnosti četveropolni parametri
- Pri visokih frekvencah: $\underline{I}_1 = \underline{y}_{11} \underline{U}_1 + \underline{y}_{12} \underline{U}_2$ in $\underline{I}_2 = \underline{y}_{21} \underline{U}_1 + \underline{y}_{22} \underline{U}_2$
- Diferencialni admitančni četveropolni parametri pri nizkih frekvencah realni $\underline{y}_{ij} = g_{ij}$, pri visokih pa kompleksnih $y_{ij} = g_{ij} + jb_{ij}$
- Diferencialni četveropolni parametri so odvisni od izbran mirovne delovne točke nelinearnega elementa in od frekvence signala.

4.6.2 Lastnosti tranzistorja v orientaciji s skupno bazo pri vzbujujanju z majhnimi počasnimi signali

- Pnp- tranzistor, orientacija s skupno bazo: $i_E = I_{ES} \left(e^{\frac{u_{EB}}{U_T}} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left(e^{\frac{u_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$,
 $i_C = -\alpha_F I_{ES} \left(e^{\frac{u_{EB}}{U_T}} - 1 \right) + I_{CS} \left(e^{\frac{u_{CB}}{U_T}} - 1 \right)$
- Predpostavimo da sta napetosti: $u_{EB} = U_{EB} + \Delta U_{eb}$ in $u_{CB} = U_{CB} + \Delta U_{cb}$
- ΔU_{eb} in ΔU_{cb} sta majhna krmilna signala
- Kompleksorja tokov $\underline{I_e}$ in $\underline{I_c}$:

$$\underline{I_e} = \left. \frac{\partial i_E}{\partial u_{EB}} \right|_D \underline{U_{eb}} + \left. \frac{\partial i_E}{\partial u_{CB}} \right|_D \underline{U_{cb}} = g_{11} \underline{U_{eb}} + g_{12} \underline{U_{cb}}$$

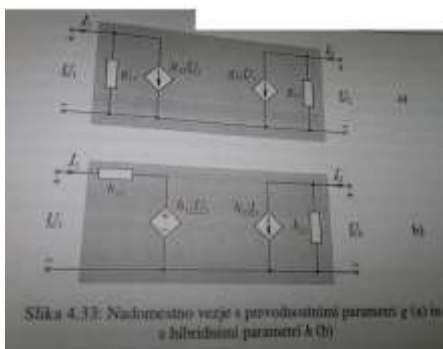
$$\underline{I_c} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{EB}} \right|_D \underline{U_{eb}} + \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CB}} \right|_D \underline{U_{cb}} = g_{21} \underline{U_{eb}} + g_{22} \underline{U_{cb}}$$

- $g_{ij}...$ so nizkofrekvenčni prevodnosti četrupolni parametri tranzistorja v orientaciji s skupno bazo, dobimo jih z odvajanjem
- $g_{11} = \left. \frac{\partial i_E}{\partial u_{EB}} \right|_D = \frac{I_{ES}}{U_T} e^{\frac{U_{EB}}{U_T}}$ $g_{12} = \left. \frac{\partial i_E}{\partial u_{CB}} \right|_D = -\alpha_R g_{22}$
 $g_{21} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{EB}} \right|_D = -\alpha_F g_{11}$ $g_{22} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CB}} \right|_D = \frac{I_{CS}}{U_T} e^{\frac{U_{CB}}{U_T}}$
- Splošno četrupolno admitančno nadomestno vezje, ohrani v aktivnem območju delovanja le dva elementa:
 - Diferencialno prevodnost: $g_{11} = \frac{I_E}{U_T} = g_e = \frac{1}{r_e}$
 - Generator toka: $g_{21} \underline{U_{eb}} = -\alpha_F g_{11} \underline{U_{eb}} = -g_m \underline{U_{eb}}$, ki prenaša informacijo od enega na drugi par sponk četrupola
- $g_m = \alpha_F g_{11}$ je transkonduktanca

4.6.3 Inkrementalna nadomestna vezja tranzistorja v orientaciji s skupnim emitorjem

- Veliko napetostno in tokovno ojačenje
- Glej sliko 4.31, str 133.
- $\underline{I_c} = -\alpha_F \underline{I_e} = \alpha_F (\underline{I_c} + \underline{I_b}) = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} \underline{I_b} = \beta_F \underline{I_b}$

4.6.4 Četrupolna nadomestna vezja tranzistorja

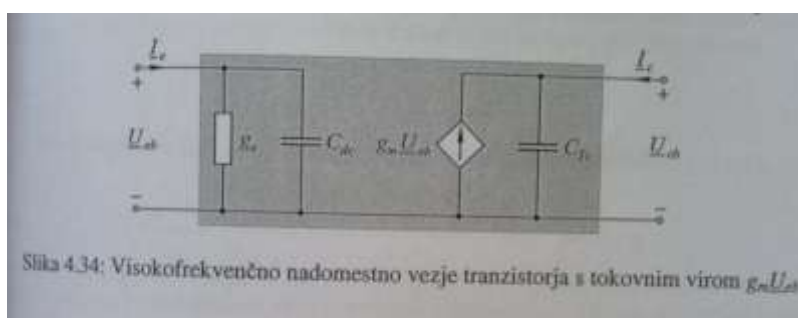


Slika 4.33: Nadomestno vezje s prevodnostnimi parametri g (a) in s hibridnimi parametri h (b)

- Značilnost četrupolnih nadomestnih vezij je, da so vezja enaka za vse orientacije tranzistorja, le vrednosti četrupolnih parametrov so pri različnih orientacijah različne.
- Enostavnost izračuna ojačevalnih lastnosti tranzistorja z priključenim krmilnim virom in bremenom
- Določeni samo za eno mirovno delovno točko

4.6.5 Visokofrekvenčna inkrementalna nadomestna vezja

- Emitorski spoj tranzistorja v aktivnem območju nadomestimo z ohmsko prevodnostjo $g_e = \frac{1}{r_e} = \frac{I_E}{U_T}$ in z vzporedno spojeno difuzijsko kapacitivnostjo (pnp- $C_{de} = \frac{g_e}{\frac{2D_p}{W^2}} = \frac{g_e}{\omega_\alpha}$, pri npn- $C_{de} = \frac{g_e}{\frac{2D_n}{W^2}} = \frac{g_e}{\omega_\alpha}$)
- V bazi tranzistorja naboji izginejo na razdalji W , ker jih poskrba kolektor $\rightarrow$ zato pišemo namesto L_n in L_p W
- Snovna geometrijska konstanta $\omega_\alpha = \frac{2D_{n/p}}{W^2} = 2\pi f_\alpha$, ki jo imenujemo mejna frekvenca tranzistorja, ki je pomembna pri prenosu od emitorskega spoja prek baze do kolektorskega spoja
- Pri nenadnem povečanju prevodne napetosti ΔU_{eb} močno poveča strmina koncentracija vrzeli na robu emitorskega spoja. $\rightarrow$ velik emitorski tok, ki polni bazo z vrzeli
- Ker je baza mnogo tanjša od difuzijske dolžine nosilcev naboja, je sprememba naboja v fazi manjša od spremembe naboja pri pn-diodi.
- Kolektorski spoj tranzistorja ima v aktivnem območju zaporno prednapetost, zato ga pri visokih frekvencah nadomestimo s spojno kapacitivnostjo, ki je zapisana kot spoja kapacitivnost diode: $C_{TC} = A \sqrt{\frac{q\varepsilon}{2} \frac{N_A N_D}{(N_A + N_D)}} \frac{1}{(U_D + U_R)}$, kje je U_R enaka absolutni vrednosti zaporne prednapetosti U_{CB} , N_A in N_D sta koncentraciji v bazi oz. kolektorju.



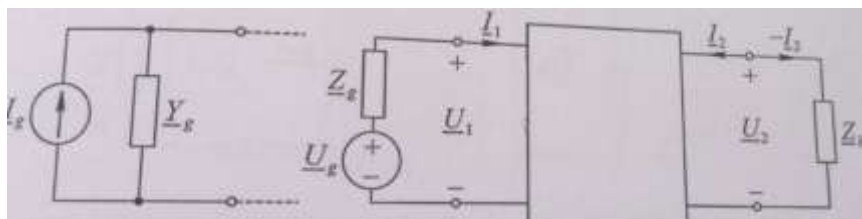
- Kratkostično tokovni faktor orientacije s skupnim emitorjem β_F pri tankih bazah izrazimo kot: $\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$. Pri tranzistorju v orientaciji s skupnim emitorjem lahko pričakujemo veliko ojačitev, če bo v emitorju mnogo več primesi kot v bazi in če bo debelina baze majhna v primerjavi z difuzijsko dolžino manjšinskih nosilcev naboja.
- frekvenčna odvisnost je pojavlja pri visokih frekvencah (prenos informacije iz emitor v kolektor). Zakasnitev v transportu nosilcev naboja je zajeta v kompleksnem karakterju $\underline{\alpha}$.

$$\underline{\alpha} = -\frac{I_c}{I_e} \bigg|_{U_{cb}=0} = \frac{g_m U_{eb}}{(1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}) \frac{g_m}{\alpha_0} U_{eb}} = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}} = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}}$$

$$\underline{\beta} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{1}{\frac{\alpha}{1 - \alpha} - 1} = \frac{1}{\frac{1}{1 + j\frac{f}{f_\alpha}} - 1} = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0 + j\frac{f}{f_\alpha}} = \frac{\frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}}{1 + j\frac{f}{f_\alpha(1 - \alpha_0)}} = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_\beta}}$$

4.6.6 Tranzistor ko četveropolni element v ojačevalniku majhnih signalov

- Če imamo vzbujanje z majhnimi signali, potem lahko nelinearni četveropolni element zamenjam z vezjem linearnih elementov → dobimo nepopačeno sliko krmilne električne veličine
- Krmilno električno veličino zagotavlja krmilni vir (napetostni vir z zaporedno impedanco ali tokovni vir z vzporedno admitanco)
- Izhodno veličino opazujemo na bremenu (realna ali kompleksna) impedanca, priključena na izhodne sponke četveropola



→ ojačevalnik: zanima nas napetostno ojačenje $\underline{A}_u$, tokovno $\underline{A}_i$, ojačenje $\underline{A}_p$ ter vhodna $\underline{Z}_{vh}$, in izhodna $\underline{Z}_{zh}$ impedanca

ojačevalnika

➤ Napetostno ojačenje:

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$$

Je razmerje med napetostjo $\underline{U}_2$ na bremenu in napetostjo $\underline{U}_1$ na krmilnih sponkah.

- Tokovno ojačenje:

$$\underline{A}_i = -\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$$

Je razmerje med tokom, ki teče iz ojačevalnika v breme (tok $-\underline{I}_2$) in tokom $\underline{I}_1$, ki teče iz vira v ojačevalnik

- Ojačenje moči:

$$\underline{A}_p = -\frac{\underline{I}_2 \underline{U}_2}{\underline{I}_1 \underline{U}_1} = \underline{A}_i \underline{A}_u$$

Razmerje med močjo na bremenu (produkt $-\underline{I}_2 \underline{U}_2$) in močjo, ki se troši za krmiljenje četveropola (produkt $\underline{I}_1 \underline{U}_1$)
Ojačenje moči je enako produktu napetostnega in tokovnega ojačenja ojačevalnika.

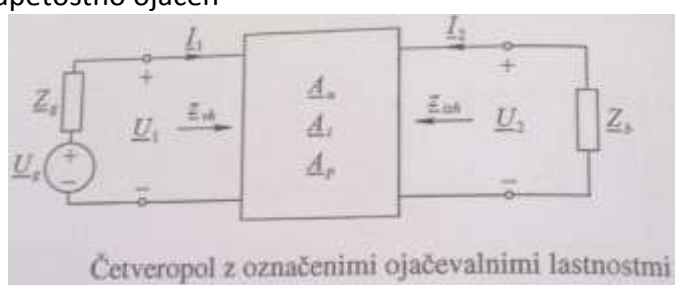
- Zgoraj naštetja ojačenja so realna ali kompleksna brez enote. $|A| > 1$ (ojačevanje), $|A| < 1$ (slabljenje)
- Vhodna impedanca je določena z naslednjim razmerjem med napetostjo in tokom na vходу

$$\underline{Z}_{vh} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{1}{\underline{y}_{vh}}$$

Ker je pri dani napetosti na vhodnih sponkah vhodni tok lahko odvisen tudi od izhodne napetosti, ta pa od impedance bremena, je vhodna impedanca v splošnem funkcija ojačevalnega nelinearnega

elementa in impedance bremena

- Vhodna impedanca obremenjuje krmilni vir.
- Če je $|\underline{Z}_{vh}| \gg |\underline{Z}_g| \rightarrow \underline{U}_1 \approx \underline{U}_g \rightarrow$ ojačevalnik je napetostno ojačen
- Če je $|\underline{Z}_{vh}| \ll |\underline{Z}_g| \rightarrow$ tok odvisen od $\underline{Z}_{vh} (\underline{I}_1 / \underline{Z}_g)$ in ojačevalnik je krmiljen s tokom

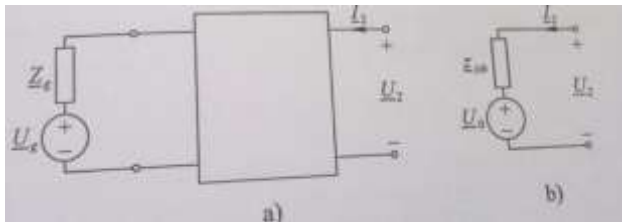


Četveropol z označenimi ojačevalnimi lastnostmi

Pri splošnih vrednostih $\underline{z}_{vh}$, $\underline{z}_g$ pa sta napetost $\underline{U}_1$ in $\underline{I}_2$ na krmilnih sponkah odvisna od vhodne impedance in od impedance krmilnega vira.

- Izhodna impedance $\underline{z}_{izh}$ pa je določena z razmerjem napetosti $\underline{U}_2$ in $\underline{I}_2$ na izhodnih sponkah pri napetosti $\underline{U}_g = 0$, oz. $\underline{I}_g = 0$.
- To impedanco si najlažje predstavljamo, če nadomestno vezje ojačevalnika elementa s priključenim virom (a)), pretvorimo v en sam

$$\underline{z}_{izh} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{U}_g=0} = \left. \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_g=0} = \frac{1}{\underline{y}_{izh}}$$



napetostni vir $\underline{U}_0$ z zaporedno impedanco $\underline{z}_{izh}$ (b)). Pri tem sta aktivni element (vir napetosti $\underline{U}_0$) in pasivni element ($\underline{z}_{izh}$) odvisna od elementov v nadomestnem vezju četverpolnega elementa in od impedance ter napetosti zunanjega

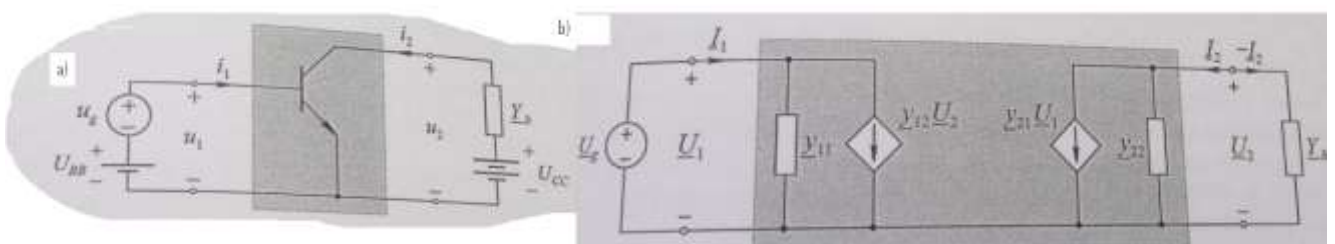
krmilnega vira.

- Če je napetost zunanjega vira $\underline{U}_g = 0$, je tudi napetost generatorja enaka nič in na sponkah je le impedance $\underline{z}_{izh}$, ki je enaka izhodni impedanci ojačevalnika.
- Elementi nadomestnega vezja so v splošnem odvisni od frekvenca → lastnosti ojačevalnika frekvenčno odvisne
- Ohmska upornost vira in majhne frekvenca → lastnosti ojačevalnika so realne
- Kompleksnost zunanjih impedanc, visoke frekvenca → lastnosti so kompleksnega značaja

PRIMER:

Enostavno vezje ojačevalnika (a)), ki ima na vhod priključen enosmerni napetostni vir U_{BB} (za vhodno prednapetost v mirovni točki) in vir izmeničnih signalov u_g .

- Na izhodu je priključeno breme Y_b in napajalni vir U_{CC} (enosmerne izhodne prednapetost v mirovni točki)
- V INKREMENTALNEM NADOMESTNEM VEZJU (analiza majhnih signalov) ENOSMERNI VIRI, ki določajo mirovno delovno točko, ODPADAJO!!
- Napetostne enosmerne vire, nadomestimo s kratkim stikom, tokovne pa z odprtimi sponkami (b), $\underline{U}_1 = \underline{U}_g$



- Na izhodu takšnega vezja vidimo, da je tok iz napetostno krmiljenega tokovnega vira $\underline{y}_{21}\underline{U}_1$, povzroči na bremenu padec napetosti, kar iz tega sledi:

$$\underline{U}_2 = -\underline{y}_{21}\underline{U}_1(\underline{y}_{22} + \underline{Y}_b)^{-1} \Rightarrow \underline{A}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{\underline{y}_{21}}{\underline{y}_{22} + \underline{Y}_b}$$

- Ugotovimo da, je velikost napetostnega ojačenja tem večja, čim večja je vrednost parametra $\underline{y}_{21}$ in čim manjši sta admitanci $\underline{y}_{22}$ in $\underline{Y}_b$.

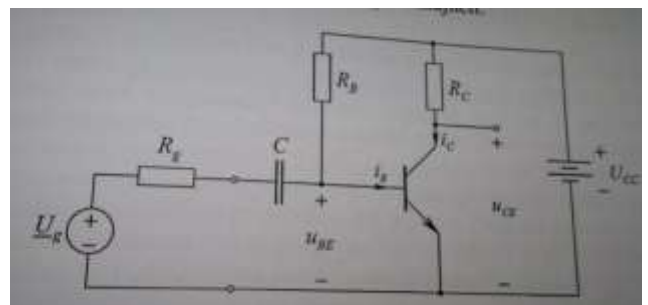
- ✓ Breme realno $\rightarrow \underline{A}_u$ realno pri nizkih frekvencah.
 $\rightarrow$ nizkofrekvenčni parameter $\underline{y}_{21}$ realen in negativen $\rightarrow \underline{A}_u$ pozitiven, sicer ni
 Negativno ojačenje pomeni, da pri naraščanju vhodne napetosti, izhodna upada.
 Pozitivno ojačenje pomeni, da pri upadanju vhodne napetosti, izhodna narašča.
 - ✓ Nizke frekvence + parametri še realni + breme ima kompleksni značaj $\rightarrow$ napetostno ojačevanje kompleksno.
- Torej: Z RASTOČO ADMITANCO BREMENA $\underline{y}_b$ VREDNOSTI NAPETOSTNEGA OJAČENAJA UPADA.

4.7 Ojačevalne lastnosti orientacij tranzistorja za majhne signale

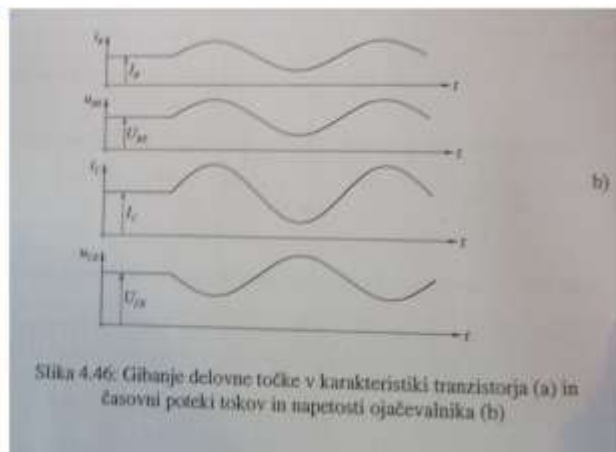
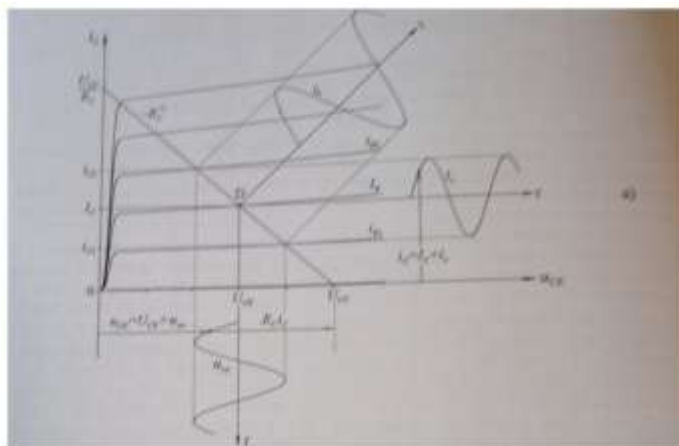
- Spet tri orientacije:
 - $\rightarrow$ S skupno bazo
 - $\rightarrow$ S skupnim emitorjem
 - $\rightarrow$ S skupnim kolektorjem
- Orientacije odvisne od impedanc priključenega bremena in krmilnega vira ter od lastnosti tranzistorja v izbrani delovni točki

ORIENTACIJA	SKUPNI EMITOR	SKUPNA BAZA	SKUPNI KOLEKTOR
$\underline{A}_i$	-50	1	50
$\underline{A}_u$	-100	100	1
$\underline{A}_p$	5000 (največje)	100	50
$\underline{r}_{vh}$	1 k Ω (srednja)	10 Ω (najmanjša)	10 k Ω (največja)
$\underline{r}_{izh}$	10 k Ω (srednja)	1 M Ω (največja)	100 Ω (najmanjša)

- Napetostno ojačenje pri skupnem emitorju je negativno, kar pomeni, da je izmenična izhodna napetost v protifazi s krmilno napetostjo.
- Da zgornja trditev velja, potrdimo z naslednjim primerom:
 - $\rightarrow$ Na vhodu ojačevalne celice je izmenični vir napetosti $\underline{U}_g$ z notranjo upornostjo R_g .
 - $\rightarrow$ Enosmerni napajalni vir U_{CC} poskrbi za enosmerno prednapetost U_{CE} in napetost $I_C R_C$ na bremenski upornosti R_C .
 - $\rightarrow$ Med enosmernim napajalnim virom ter bazo tranzistorja je spojena upornost R_B . Ta ima nalogo, da dovede enosmerni bazni pretok I_B za delovno točko tranzistorja v aktivnem območju.
 - $\rightarrow$ R_B je dovolj velika, da ne obremenjuje izmeničnega krmilnega vira.
 - $\rightarrow$ Da se ne bi tok skozi upornost R_B sklenil skozi upornost vira R_g , je na vhodu še ločitveni kondenzator C . Ta ima dovolj veliko kapacitivnost, tako da je izmenični napetostni padec na njem zanemarljivo majhen.



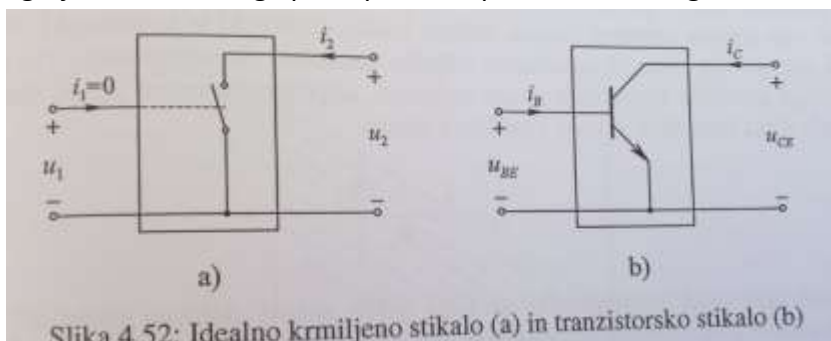
- Če je upornost krmiljenega vira dovolj velika v primerjavi z vhodno upornostjo, potem vhodna upornost ne vpliva na izmenični tok, ki krmili bazo → opazujem na naslednji karakteristiki: $i_c = \frac{U_{CC} - u_{CE}}{R_C}$



Slika 4.46: Gibanje delovne točke v karakteristiki tranzistorja (a) in časovni poteki tokov in napetosti ojačevalnika (b)

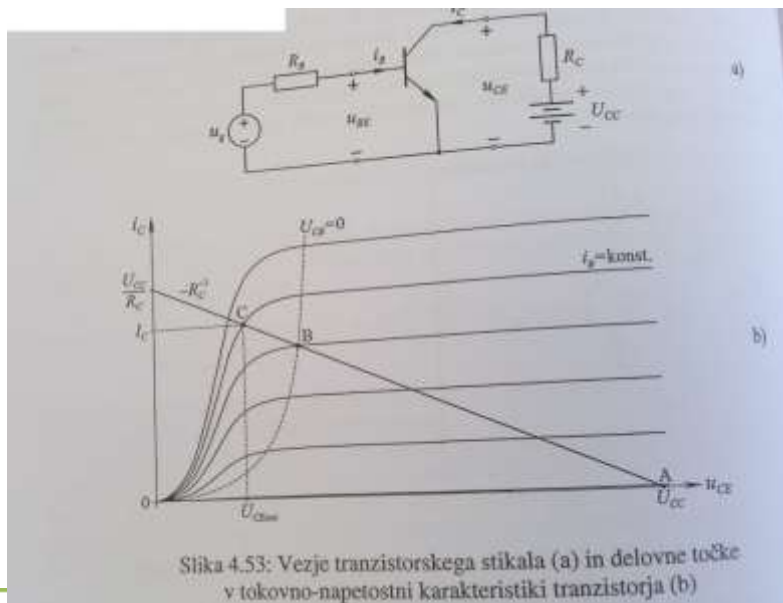
4.8 Tranzistor kot stikalo

- Idealno krmiljeno stikalo si predstavljamo kot četveropol, ki ima na izhodnih priključkih vgrajeno stikalo, tega pa odpira in zapira električni signal.



Slika 4.52: Idealno krmiljeno stikalo (a) in tranzistorsko stikalo (b)

- Elektronsko stikalo zgrajeno iz tranzistorja ni nič kaj idealno
- Kot stikalo najbolj deluje v orientaciji s skupnim emitorjem
- Delovanje s pomočjo slike:



Slika 4.53: Vezje tranzistorskega stikala (a) in delovne točke v tokovno-napetostni karakteristiki tranzistorja (b)

- Delovna točka v karakteristiki potuje po uporovni premici
- Razlika med linearnim ojačevalnikom in stikalom je v velikosti krmilnega signala
- Pri stikalnem tranzistorju so krmilni signali tako veliki, da potuje delovna točka od območja zapore do območja nasičenja.

→ $u_{BE} < 0,7\text{ V}$ od napetosti kolena ($0,7\text{ V}$) → tokovi skozi tranzistor ne tečejo ($u_{BE} = u_g$)

→ $u_{BE} > 0,7\text{ V}$ stečejo tokovi (i_C, i_B, i_E)

→ R_B ima nalogo, da prepreči naraščanje vhodne napetosti na tranzistorju.

→ Na emitorskem spoju je približno konstanten padec napetosti, napetost na R_B pa raste z rastočo napetostjo vira.

→ Tranzistor je torej krmiljen s tokom: $i_B = \frac{u_g - 0,7\text{ V}}{R_B}$

→ A ... območje zapore

→ B....območje nasičenja

→ Delovna točka potuje od A prek aktivnega območja proti nasičenju B.

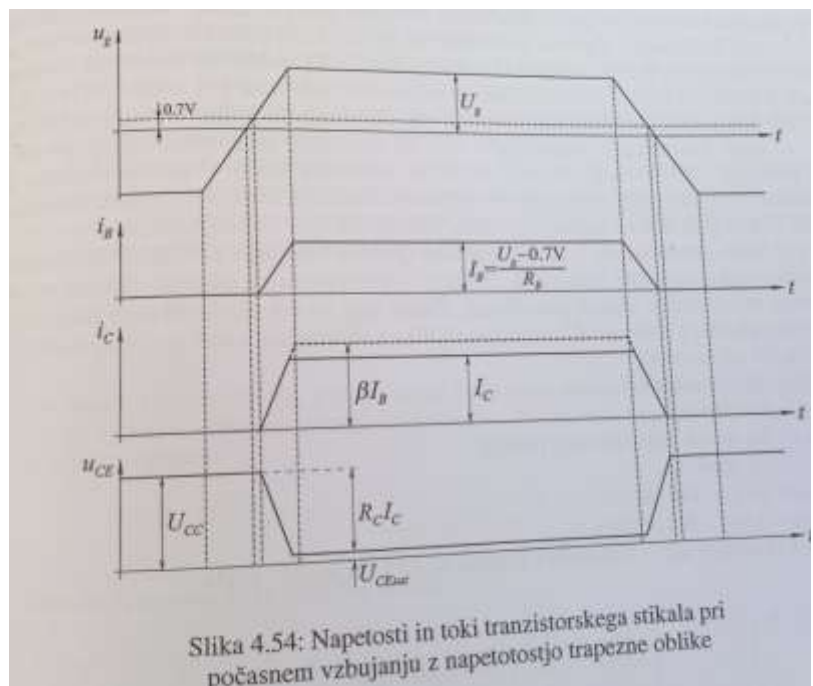
→ C.....stikalo je sklenjeno

→ Tranzistor je najbolj v nasičenju, ko je napetost nasičenja U_{CEsat} (ki je enaka napetosti na stikalu), najmanjša.

→ Delovna točka v nasičenju za hitra stikala ni zaželeno

→ Ko napetost krmilnega vira začne upadati, je pot delovne točke sledeča: Iz nasičenega območja, prek aktivnega proti zapornem območju

→ Kaj se dogaja vmes, prikazuje naslednja slika:



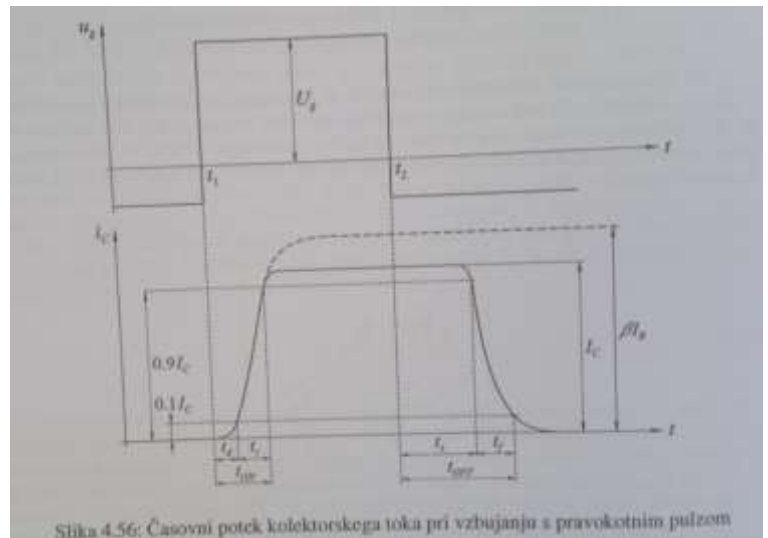
- V območju zapore ni v bazi nobenega presežka in nobenega pretoka elektronov. Ko delovna točka potuje skozi aktivno območje in kolektorski tok narašča, je strmina upadajoče koncentracije v bazi vedno večja.
- Ko pride delovna točka v območje nasičenja, postane tudi kolektorska prevodnost prevodna. To povzroči tudi presežek elektronov na kolektorskem spoju.
- Ker je kolektorski tok v karakteristiki omejen na konstantno vrednost, je tudi v nasičenju naklon strmine koncentracije elektronov enak kot v točki, ki je bila na meji aktivnega in nasičenega območja.

- Ker je tok elektronov še vedno v vsej bazi približno enak, se nagib koncentracije elektronov ne spreminja, koncentracija pa se povsod v bazi povečuje.
- V aktivnem območju se strmina poteka elektronov manjša, dokler presežek ne izgine. Tranzistor spet preide v območje zapore.

- Hitre spremembe krmilnih signalov
→ pojavljajo se zakasnitve, pri transportu nabojev med krmilnimi in izhodnimi signali

- Nazivi zakasnitvenih časov:

- t_d ... čas zakasnitve vzpona
- t_r ... čas vzpona
- t_s ... čas zaradi nakopičenega naboja
- t_f ... čas upadanja
- $t_{ON} = t_d + t_r$... čas vklopa
- $t_{OFF} = t_s + t_f$... čas izklopa
- $t_{dp} = \frac{t_{ON} + t_{OFF}}{2}$... zakasnitev širjenja ali zakasnitev pulza

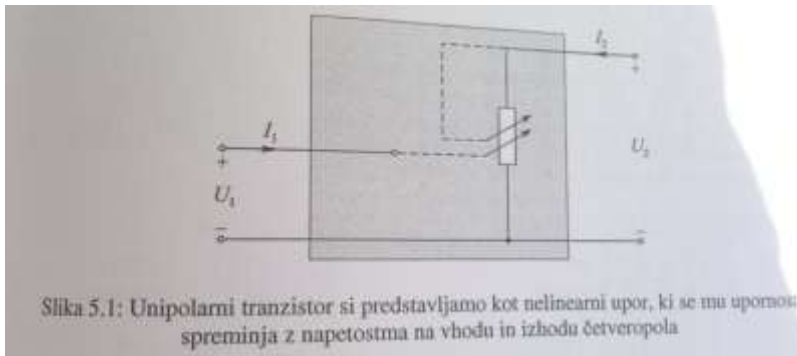


Slika 4.56: Časovni potek kolektorskega toka pri vzbujanju s pravokotnim pulzom

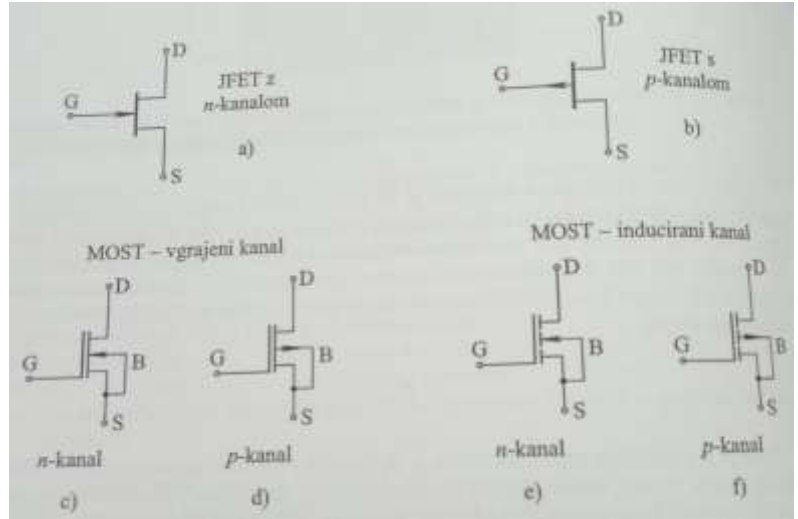
- Čas zakasnitve vzpona t_d povzroča več fizikalnih učinkov. Ko se krmilna napetost vezja ob času $t = t_1$ spremeni iz negativne v pozitivno napetost, se napetost u_{BE} in u_{BC} zaradi spojnih kapacitivnosti C_{TE} in C_{TC} ne moreta hipoma spremeniti. Med tem, ko se polni bazni tok i_B prek upornosti R_B prehodni območji emitorskega in kolektorskega pn-spoja z nabojem, postaja negativna napetost na emitorskem spoju vse manjša. Nato postane pozitivna in prek emitorskega spoja prehaja vedno več injiciranih nosilcev naboja. Nekaj časa poteče, dokler elektroni iz emitorja dospejo do kolektorja. Ob koncu zakasnitve vzpona t_d tok doseže 10% temenske vrednosti kolektorskega toka.
- V času vzpona t_r tok zraste od 10% do 90% temenskega toka (v aktivnem območju)
- Bazni tok: $i_B = \frac{U_g - 0,7V}{R_B} \cong \frac{U_g}{R_B} = I_B$
- Pri vzbujanju tranzistorja s stopnico baznega toka v aktivnem področju se, da analitično ugotoviti, da kolektorski tok narašča eksponentno: $i_c = I_B \beta \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_r}} \right)$
- Časovna konstanta $\tau_r \cong \frac{1}{\omega_\beta} = \frac{1}{\omega_\alpha(1-\alpha_0)} = \frac{\beta}{\omega_\alpha} = \frac{h_{21}}{2\pi f_T}$
- PREPIŠI IZ STRANI 157
- Največji prispevek k zakasnitvi preklopa vnaša čas nakopičenega naboja, ki je lahko nekajkrat večji od vseh ostalih zakasnitvenih časov

5. Unipolarni tranzistor

- Je nelinearen krmiljeni upor, katerega upornost spreminjamo z napetostma na vходу in izhodu četveropola.
- Krmiljeno uporovno progo imenujemo kanal.
- Če v kanalu prevladujejo elektroni: n-kanala, če pa vrzeli: p-kanal.
- Konduktivni toki (elektronov ali vrzeli) v kanalih.

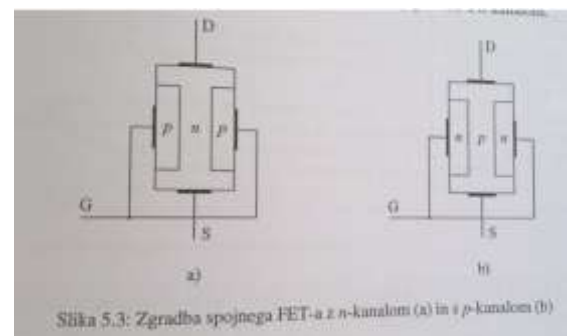


- Drugo ime je FET – »poljski tranzistor« (tok teče zaradi električnega polja v kanalu)
- Upornost kanala: $R = \rho \frac{L}{A}$
 ρ Specifična upornost snovi (spreminjamo tako, da povečujemo ali zmanjšujemo koncentracijo elektronov v n-kanalu, ali koncentracijo vrzeli v p-kanalu)
 L Dolžina
 A ... presek uporovne proge (spreminjamo ga z zunanjimi signali, ožimo ali širimo osiromašeno območje)
- Ločimo več vrst tranzistorjev:
 - a) unipolarni tranzistor s pn-spojem ali spojni FET
 - b) unipolarni tranzistor z izolirano elektrodo ali MOS FET / MOS tranzistor. Kartica MOS pride do zgradbe krmilne elektrode na polprevodniku, ki po principu delovanja kondenzatorja spreminja koncentracijo premičnih nabojev v prevodnem kanalu
 - c) MOS tranzistor z vgrajenim kanalom / osiromašeni kanal
 - d) MOS tranzistor induciranim kanalom / bogateni kanal
- Na upornost kanala vplivamo s krmilno elektrodo, ki je od kanala izolirana s tanko oksidirano plastjo.



5.1 Spojni FET

- Med izvorom in ponorom je prevodni kanal
- Na vsaki strani kanala pa je pn-spoj. Napetost na njemu je možno spreminjati s priključeno napetostjo na vratih



- n-kanal (slika 5.4a):

→ Sprememba vhodne napetosti U_{GS} → sprememba napetosti na pn-spojih ob prevodnem kanalu → zato je za krmiljenje spojnega FET-a primerna samo zaporna napetost na vratih

→ Pri n-FET-u je $U_{GS} < 0$ V, pri p-FET-u $U_{GS} > 0$ V

→ Deluje na principu oženja in debeljenja prevodnega kanala med izvorom in ponorom

→ Pri spojnem FET-u ne prevaja celotna debelina kanala

→ Čim višja je zaporna napetost, tem debelejši sta osiromašeni območji in s tem tudi ožji je prevodni kanal

→ **bistvo delovanja: z zunanjo napetostjo U_{GS} na vratih spreminjamo velikost zaporne napetosti na obeh pn-spojih!**

→ Odvisnost izhodnega I_D od izhodne napetosti U_{DS} pri raznih vrednostih vhodne napetosti U_{GS} . (glej sliko 5.4b)

→ Za vsako vrednost krmilne napetosti U_{GS} raste I_D pri nizkih napetosti U_{DS} po premici s strmino, ki je odvisna od upornosti kanala.

→ Z naraščanjem upornosti → bolj položna strmina premice

→ Dovolj visoka zaporna krmilna napetost (pn-spoja se dotakneta skupaj) → toka ni več → neskončna upornost (vodoravna premica v diagramu) → pravimo: pri dovolj veliki zaporni krmilni napetosti ($U_{GS} = U_P$) se kanal zadrigne ali preščipne.

- Pri nizkih izhodnih napetostih U_{DS} tok raste po linearni karakteristiki.

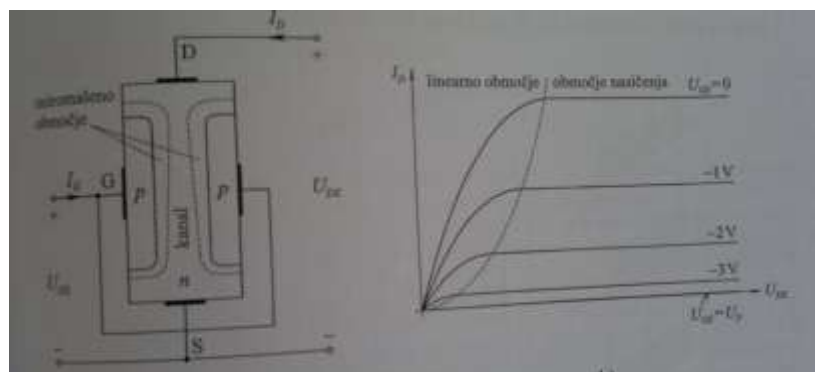
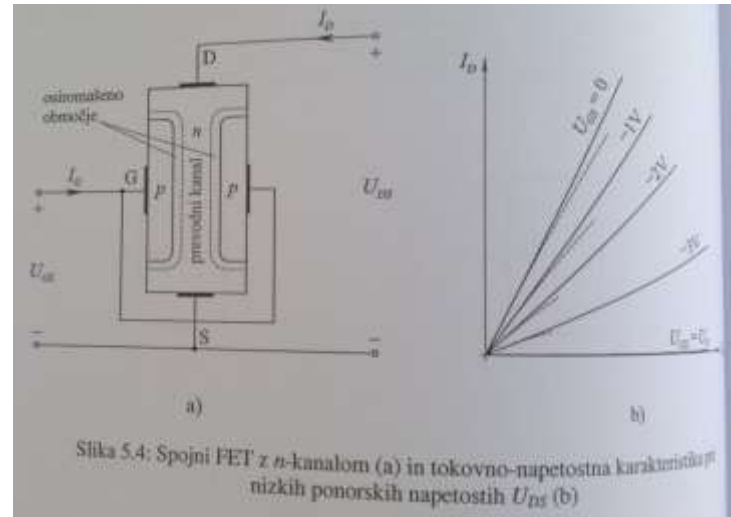
- Pri višjih U_{DS} naraščajo tokovi čedalje bolj položno, ker rastoča ponorska napetost U_{DS} tudi zožuje kanal in večja njegovo upornost.

- Ponorska napetost povzroča vzdolž kanala padec napetosti. Pri ponoru se k napetosti U_{GS} prišteje U_{DS} , ki je prav tako zaporna napetost za pn-spoj → osiromašena območja so tako debelejša pri ponoru kot pri izvoru.

- Z rastočo ponorsko napetostjo upornost kanala raste in s tem ponorski tok v karakteristiki $I_D(U_{DS})$ vedno položneje narašča.

- Ko je ponorska napetost dovolj velika → zaporni plasti na vrhu kanala se stakneta → kanal se zadrigne → tok ne narašča več - konstanten - območje nasičenja

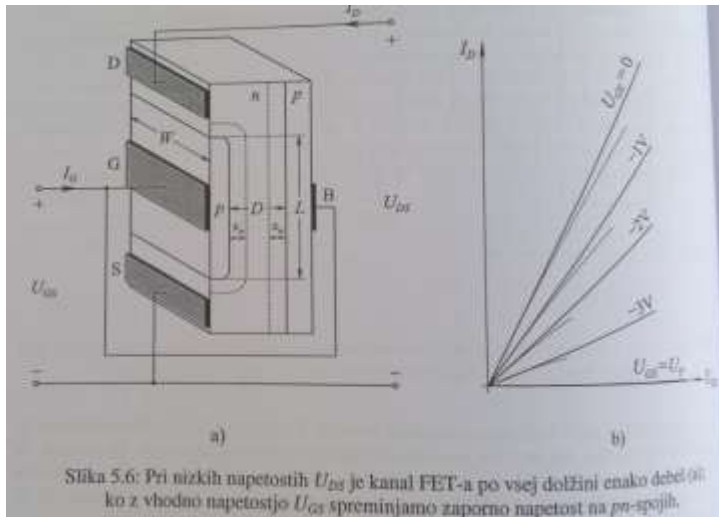
- Pri nižjih ponorskih napetostih, ko tok linearno narašča - linearno območje



- Pomembna lastnost: I_G je praktično zanemarljiv, zaradi priključene zaporne napetosti
→ večja upornost FET-e kot bipolarni tranzistor
- Ker vhodni tok ne obremenjuje krmilnega vira, pravimo da je FET napetostno krmiljen element

5.1.1 Napetost zadrgrnitve in napetost nasičenja

- Pri nizkih napetostih U_{DS} je kanal FET-a po vsej dolžini enako debel



- Pri spojnem n-FET-u so lahko le negativne napetosti na vratih, napetosti večje od 0,7V bi povzročile močne prevodne diodne toke prek np-spojev.

- S spremenljivo vhodno napetostjo U_{GS} se spreminja zaporna napetost na pn-spojih
→ debeli se osiromašena plast x_n . Za večji učinek koncentracije primesi v n-plasti mora biti mnogo manjša od koncentraciji primesi v p-plasti. ($N_D \ll N_A$) → osiromašeni plasti se širita in ožita le v šibkeje dopirano območje kanala → debeli in oži prevodni kanal.

- D kot debelina osiromašenega območja, zožena debelina prevodnega kanala

$$D - 2x_n.$$

- Ohmska upornost: $R = \rho \frac{L}{(D-2x_n)W}$, $\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q\mu_n n} = \frac{1}{q\mu_n N_D}$ (L ...dolžina kanala, W ...širina kanala)

- x_n pri $N_D \ll N_A$: $x_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}} (U_D + U_R)$

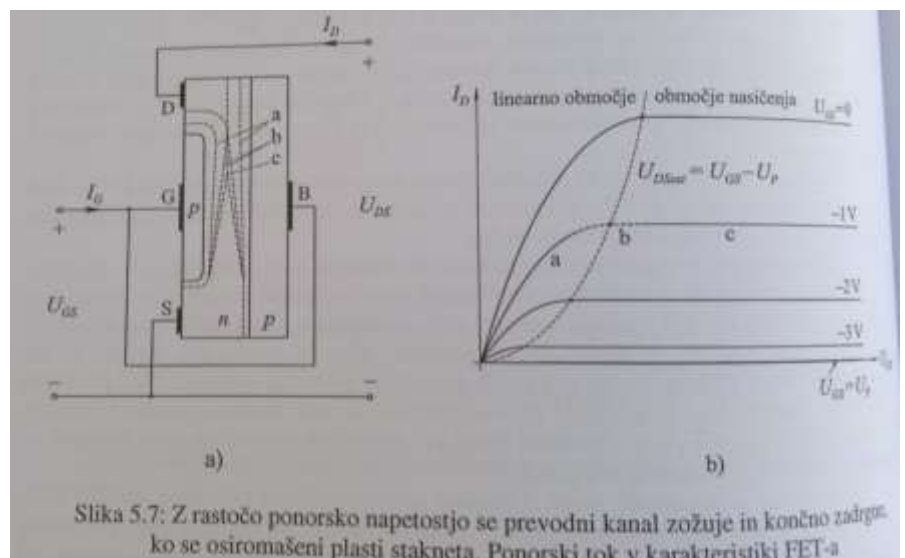
- $R = \frac{1}{q\mu_n N_D} \frac{L}{\left(D - 2\sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}} (U_D - U_{GS})\right)W}$

- Zaporna napetost $U_R = -U_{GS}$

Napetost zadrgrnitve: $U_P = -\frac{qN_D D^2}{8\varepsilon} + U_D$. Napetost zadrgrnitve, ki je pri n-kanalnem FET-u negativna, po velikosti raste s kvadratom debeline D dopirane n-plasti ter premo sorazmerno raste s

koncentracijo primesi N_D v tej plasti.

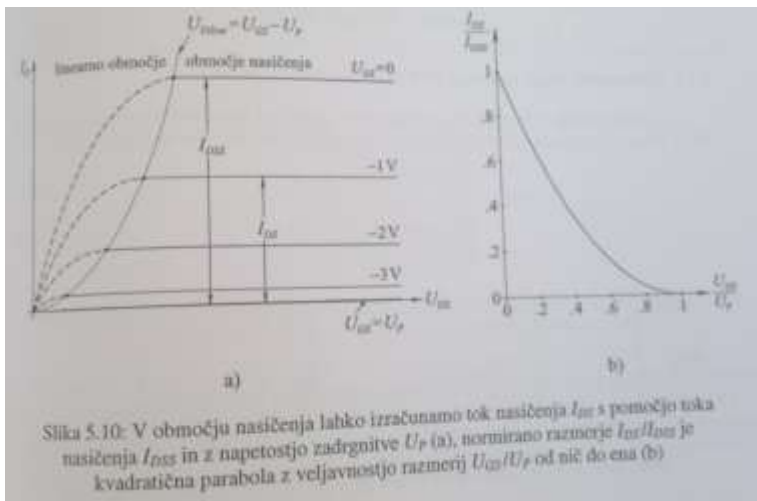
- Pri nizkih ponorskih napetostih: Z večanjem U_{DS} se osiromašeni plasti na vsaki strani kanala dodatno širita, kanal pa se v smeri ponora čedalje bolj oži. → Kanal se s kombiniranjem vpliva U_{GS} in U_{DS} pri ponoru zadrigne, ponorski tok I_D pa se omeji.



- Pozitivna U_{DS} povzroči zaporno napetost, na osiromašenih plasteh pn-spojev in s tem dodatno odebeli zaporno plast
- S priključitve negativne napetosti U_{GS} se napetost U_{DSSat} zmanjša, saj napetost na vratih pomaga zožiti kanal.
- U_{DSSat} ... ponorska napetost U_{DS} v točki zadrtnitve (na meji linearnega območja in območja nasičenja)
- $U_{DSSat} = \frac{qN_D D^2}{8\epsilon} - U_D + U_{GS} = U_{GS} - U_P$

5.1.2 Tokovno-napetostna karakteristika spojnega FET-a

- Odvisnost $I_D(U_{DS}, U_{GS})$ se da ugotoviti (izpeljava v enačbe v učbeniku, str. 171-173)
- Spojnega FET-a z delovno točko v območju pod nasičenjem skoraj nikoli ne uporabljamo. Za ojačevalnike za majhne signale je namreč območje nasičenja mnogo primernejše od območja pod nasičenjem (manjše nelinearnosti, večje ojačenje, višja izhodna upornost)
- Za preklopna vezja (stikala) pa spojni FET ni primeren zaradi nasprotnih polaritet napetosti na vhodnih in izhodnih priključkih, ki onemogoča neposredno povezavo med tranzistorskih stikal enega na drugo.
- V območju nasičenosti, se ponorski tok spreminja le s spremembami napetosti na vratih U_{GS} .
- Med tokom nasičenja pri dani napetosti U_{GS} in tokom nasičenja pri $U_{GS} = 0$ v praksi pri načrtovanju elektronskih vezij s spojnimi FET-i najpogosteje uporabljamo preprosto, empirično ugotovljeno zvezo: $I_{DS} = I_{DSS}(1 - \frac{U_{GS}}{U_P})^2$
 $\rightarrow I_{DSS}$... največji tok nasičenja I_{DS} , ki pri krmilni napetosti pri krmilni napetosti $U_{GS} = 0$



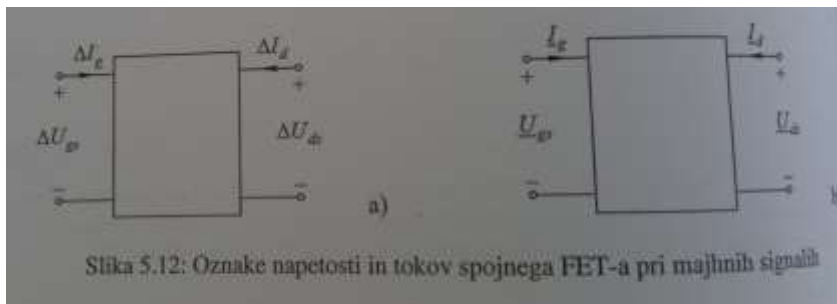
- Razmerje I_{DS}/I_{DSS} je kvadratična parabola z veljavnostjo razmerij U_{GS}/U_P od nič do ena
- Pomembna razlika med unipolarnim in bipolarnim tranzistorjem je v impedanci, s katero tranzistor obremenjuje krmilni vir. Ker je na vhodu spojnega FET-a pn-spoj z zaporno napetostjo, ni vhodnega toka ($I_G \rightarrow 0$) in zato FET-a ne obremenjuje krmilnega toka.
- Unipolarni tranzistorji (FET) v orientaciji s skupnim izvorom so torej napetostni krmiljeni elementi

5.1.2 Nadomestno vezje spojnega FET-a pri majhnih signalih

- Če obravnavamo spojni FET pri majhnih signalih kot linearni četveropolni element, lahko pri počasnih spremembah signalov zapišemo linearni četveropolni enačbi in s slikama:

$$\Delta I_g = g_{11}\Delta U_{gs} + g_{12}\Delta U_{ds}$$

$$\Delta I_d = g_{21}\Delta U_{gs} + g_{22}\Delta U_{ds}$$



Slika 5.12: Oznake napetosti in tokov spojnega FET-a pri majhnih signalih

- Ker je vhodni tok spojnega FET-a zanemarljivo majhen (zaporna napetost), sta prav tako tudi zanemarljivi prevodnosti g_{11} in g_{12} :

$$g_{11} = \left. \frac{\Delta I_g}{\Delta U_{gs}} \right|_{\Delta U_{ds}=0} \rightarrow 0 \quad \text{in} \quad g_{12} = \left. \frac{\Delta I_g}{\Delta U_{ds}} \right|_{\Delta U_{gs}=0} \rightarrow 0$$

Poiščemo še g_{21} in g_{22} :

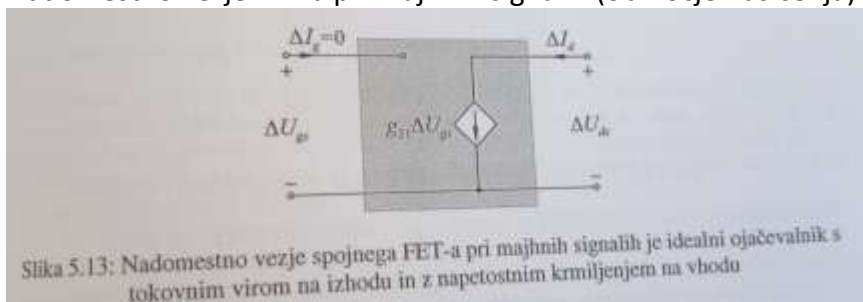
$$g_{21} = \left. \frac{\Delta I_d}{\Delta U_{gs}} \right|_{\Delta U_{ds}=0} \quad \text{in} \quad g_{22} = \left. \frac{\Delta I_d}{\Delta U_{ds}} \right|_{\Delta U_{gs}=0}$$

V območju nasičenja uporabimo tokovno-napetostno karakteristiko, odvajamo in dobimo:

$$g_{21} = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{\Delta U_{DS}=\text{konst.}} = -\frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)$$

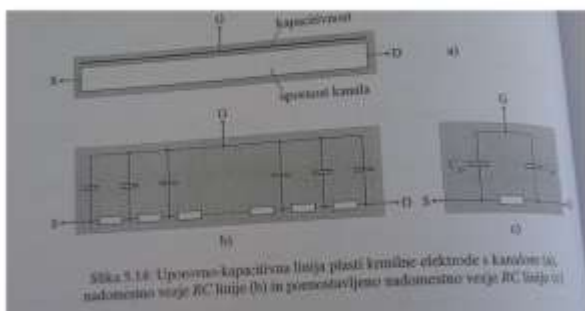
Ker je v nasičenju ponorski tok I_D konstanten, gre $g_{22} \rightarrow 0$, dokaz: $g_{22} = \left. \frac{dI_D}{dU_{DS}} \right|_{U_{GS}=\text{konst}}$

- Nadomestno vezje FET-a pri majhnih signalih (območje nasičenja)



Slika 5.13: Nadomestno vezje spojnega FET-a pri majhnih signalih je idealni ojačevalnik s tokovnim virom na izhodu in z napetostnim krmiljenjem na vходу

- Hitre spremembe (visoke frekvence) → pride do zakasnitve na izhodu
 - Na hitrost prenašanja informacij vplivajo kapacitivnosti med krmilno elektrodo in kanalom (kapacitivnost pn-spojev ob prevodnem kanalu)
 - Prevodnosti kanal je v bistvu kapacitivna linija:



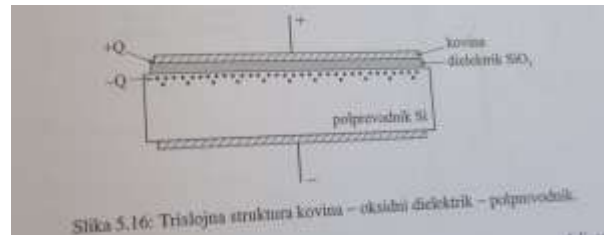
Slika 5.14: Uporabno-kapacitivna linija plasti krmilne elektrode s kanalom (a), nadomestno vezje RC linije (b) in pomostovljeno nadomestno vezje RC linije (c)



Slika 5.15: Visokofrekvenčno nadomestno vezje spojnega FET-a

5.2 MOS-tranzistor

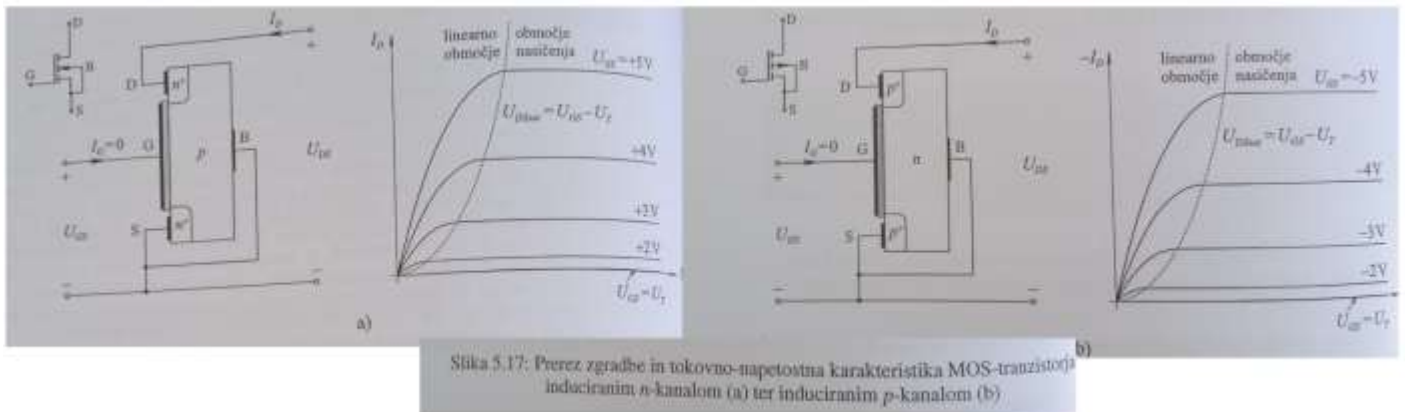
- Pri MOS tranzistorju ali MOS FET-u vpliva na prevodnost kanala med izvorom in ponorom napetost na prevodni, največkrat kovinski krmilni elektrodi iz aluminija, ki ju loči od silicijevega substrata tanka izolacijska plast silicijevega dioksida debeline okrog $0,1\mu\text{m}$.
- Kovinska krmilna elektroda in polprevodniški silicijev substrat z vmesno dielektrično plastjo se obnašajo kot ploščati kondenzator
- Ločimo dve vrsti po načinu delovanja:
 - MOS-tranzistor z induciranim kanalom (ali z bogatim kanalom)
 - MOS-tranzistor z vgrajenim kanalom (ali s siromašnim kanalom)



Slika 5.16: Tribojna struktura kovina – oksidni dielektrik – polprevodnik.

5.2.1 MOS-tranzistor z induciranim (z bogatim) kanalom

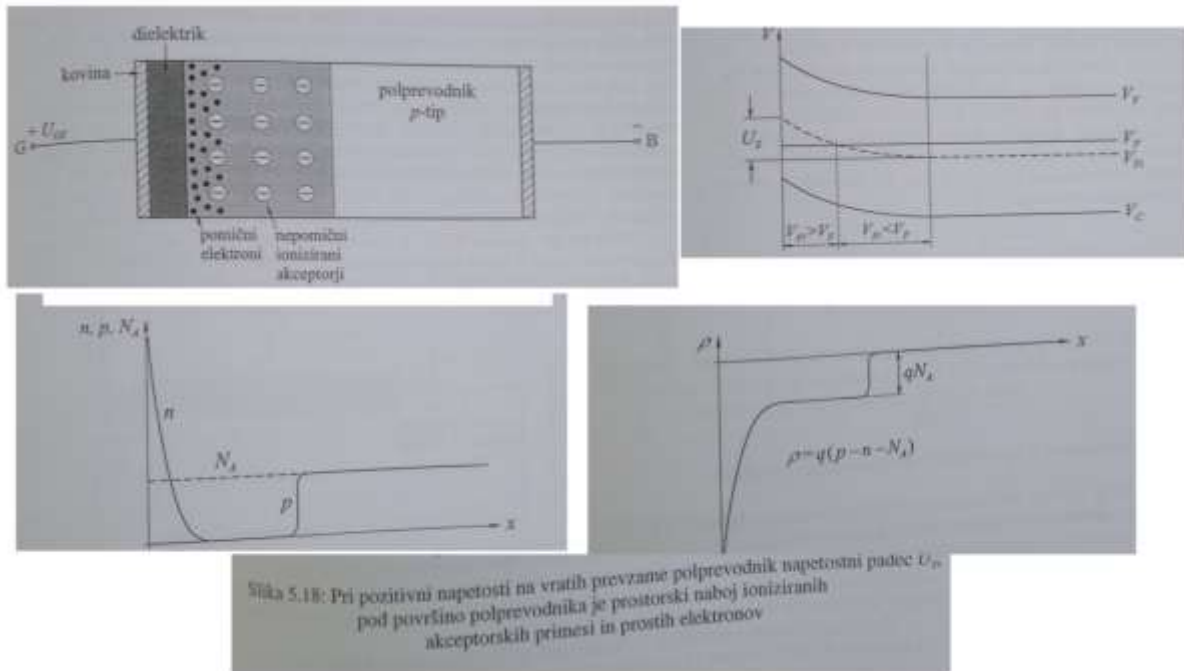
- Delovanje in lastnosti tranzistorja z n-kanalom:
 - Nizke ponorske napetosti ($U_{DS} \rightarrow 0$) → ista napetost od izvora do ponora
 - Ker je p-substrat (B) spojen na izvor (S), je ta napetost enaka napetosti na vratih U_{GS}
 - Del napetosti U_{GS} ostane na oksidiranem dielektriku, del pa v tankem površinskem območju polprevodnika
 - Če ne upoštevamo razlik kontaktih potencialov kovina-oksidi in oksid-polprevodnik, se pri napetosti $U_{GS} = 0$ potencial v polprevodniku krajevno ne spreminja in v p-substratu ni kanala prostih elektronov



Slika 5.17: Prečni prerez in tokovno-napetostna karakteristika MOS-tranzistorja induciranim n-kanalom (a) ter induciranim p-kanalom (b)

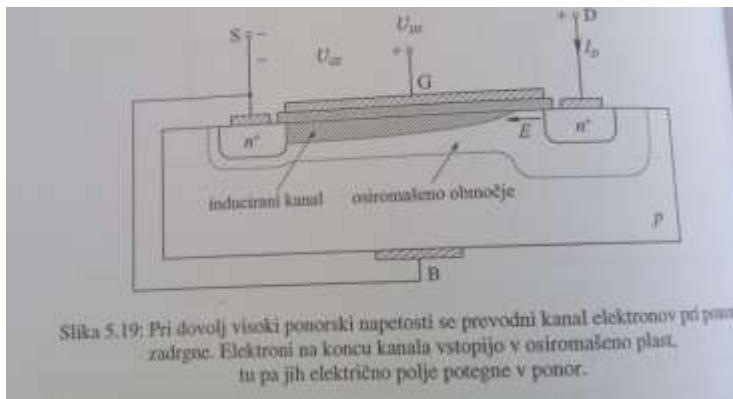
- Tranzistor z n-kanalom: za prevajanje med izvorom in ponorom je potrebna proga z pomičnimi elektroni
- Prevodni kanal se pojavi s dovolj visoko prevodno napetostjo na vходу
- Za inducirani kanal je odločilen delež zunanje priključene napetosti U_{GS} , ki ostane na polprevodniku (U_s)
- U_s je enaka razliki med potencialnimi nivoji (V_V, V_C, V_{Fi}) na površini in v notranjosti
- Ni električnega toka → konstanten V_F
- V_{Fi} je na sredini med V_V in V_C , je v notranjosti nižji od V_F (p-tip polprevodnika)

- Z bližanjem k površini se vzporedni potencialni nivoji (V_V, V_C, V_{Fi}) ukrivljajo
- Ko potencial V_{Fi} prečka V_F sta koncentraciji elektronov in vrzeli enaki ($n = p = n_i$)
- Ionov veliko več kot N_A , deluje tranzistor kot osiromašena p-plast
- Pri še manjši oddaljenosti od površine je potencial $V_{Fi} > V_F$ in pod površino polprevodnika je tanka plast z visoko koncentracijo elektronov → plast kot n-tip polprevodnika



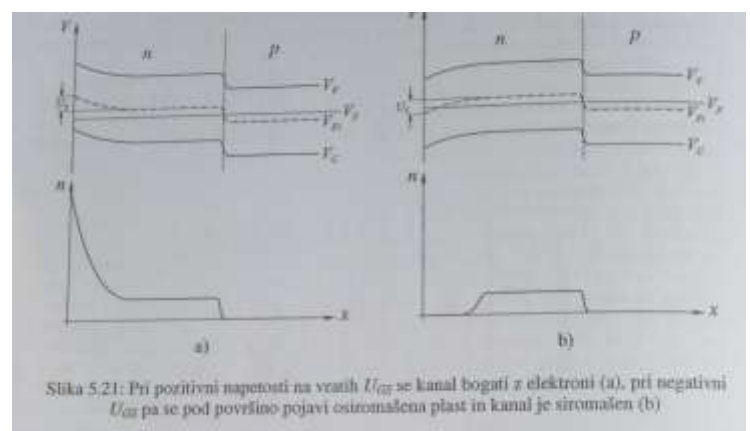
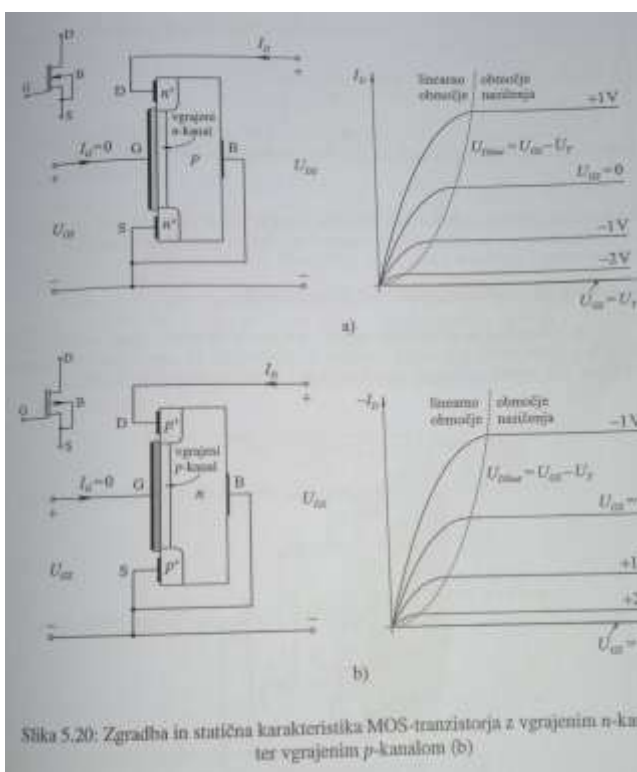
- Pod to plastjo je osiromašeno območje
- Negativni naboj v polprevodniku je po velikosti enak pozitivnemu naboju na kovinski krmiljeni elektrodi (dve komponenti)
- Zaradi ukrivljenega potenciala je pod površino polprevodnika osiromašeno področje s prostorskim nabojem zaradi ioniziranih akceptorskih primesi. Ker so primesi nepremične, ne sodelujejo pri konduktivnem toku med izvorom in ponorom.
- Samo elektroni, ki so v zelo tanki plasti tik pod površino polprevodnika, lahko sodelujejo pri transportu v kanalu.
- Kanal s pomičnimi elektroni se pojavi ali inducira šele pri dovolj veliki napetosti na vratih. Minimalna napetost, pri kateri začne porajati prevodni kanal, je pragovna napetost U_T
- Z rastočo napetostjo U_{DS} se prevodni kanal zožuje v smeri proti ponoru
- Zaradi ponorske napetosti je vzdolž kanala padec napetosti, ki zmanjšuje napetost prek oksidirane dielektrika, ter z njo povezanega inducirane naboja v kanalu.
- Višja kot je U_{DS} , tem manjša je napetost prek dielektrika in s tem šibkejši je induciran kanal
- Višja kot je U_{DS} , bolj položno narašča I_D
- Kanal se zadrigne pri napetosti nasičenja $U_{DS} = U_{DSsat}$
- $U_{DS} > U_{DSsat} \rightarrow$ tok skoraj konstanten

- Od napetosti nasičenja je inducirani kanal elektronov pred ponorom prekinjen. Elektroni so na koncu prevodnega kanala injicirani v osiromašeno plast, iz katere jih električno polje pošlje v ponor.



5.2.2 MOS-tranzistor z vgrajenim(s siromašenim) kanalom

- Pri tem tranzistorju je med izvorom in ponorom prevodna proga, tudi ko na vratih ni priključene napetosti
- To predno progo povzroča tanka plast dopiranega polprevodnika pod dielektrikom, ki ima isto vrsto večinskih nabojev kot območji izvora in ponora
- Tranzistor z n-kanalom:
 - pri pozitivni priključeni napetosti, se kanal bogati in s tem prevodnost narašča → poveča se razlika med $V_{Fi} - V_F \rightarrow$ poveča se koncentracija elektronov pod površino polprevodnika.
 - Pri negativni priključeni napetosti, se kanal osiromaši, koncentracija pade, in poveča se upornost kanala (zmanjša se prevodnost)
- Padeč napetosti vzdolž kanala se pojavi pri priključeni ponorski napetosti U_{DS} (večja upornost kanala). U_{DS} prekine kanal pri napetosti $U_{DS} = U_{DSsat}$, od tukaj naprej pa tok I_D ostaja konstanten oz. narašča zelo počasi in položno.



5.2.3 Analiza statične karakteristike MOS-tranzistorja

- Analiza za MOS- tranzistorja z induciranim n-kanalom

➤ Za pod-nasičenje:

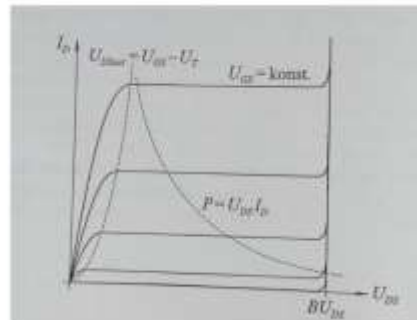
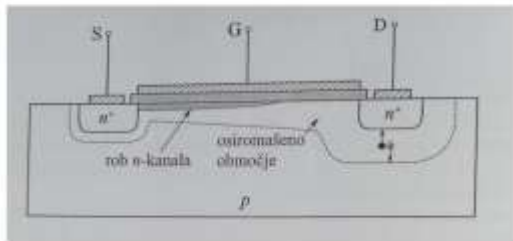
$$I_D = \frac{C_0 W \mu_n}{L} \left[(U_{GS} - U_T) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]$$

➤ Območje nasičenja $I_{DS} = \frac{C_0 W \mu_n}{2L} U_T^2 \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_T} \right)^2 = \frac{C_0 W \mu_n}{2L} (U_{GS} - U_T)$

5.2.4 Tokovno-napetostne omejitve in preboji pri MOS-tranzistorju

(~)z večanjem ponorske napetosti $U_{DS} \rightarrow$ raste zaporna napetost ponorskega spoja pn $\rightarrow$ večanje debeline osiromašene plasti

1. PLAZOVNI PREBOJ: $\sim \rightarrow$ kanal se zadrgne. Če je U_{DS} dovolj velika, pride do plazovnega preboja. Nosilci naboja (tudi elektroni), ki vstopajo v ponorsko osiromašeno plast zadrženega kanala, se kumulativno množijo in povzročajo strmo naraščanje toka. Če tok ni omejen z zunanjem elektronskim vezjem, preseže maksimalno dopustno moč tranzistorja: $P = U_{DS} I_D$



2. ~ PREBOJ KO SE PONORSKA PLAST STAKNE Z OSIROMAŠENO PLASTJO IZVORA: takšen preboj je možen pri tranzistorjih z kratkim metalurškim kanalom.
3. PREBOJ SKOZI TANKO OKSIDIRANO PLAST DIELEKTRIKA POD VRATI: Najpogostejši vzrok tega preboja je statični naboj na kakšnem orodju, s katerim se dotaknemo vrat MOS-tranzistorja. Pri dotiku z vrati se statični naboj prenese na vrata (na kondenzator oksidirane dielektrika). Taka kapaciteta kondenzatorja MOS-tranzistorja je majhna, vhodna napetost pa velika $\rightarrow$ kondenzator se napolni. Napetost na oksidirane dielektriku kmalu doseže prebojno napetost tanke oksidirane plasti $\rightarrow$ na mestu preboja zgori $\rightarrow$ majhna luknjica $\rightarrow$ nepopravljiva škoda

5.2.5 Četveropolni parametri in nadomestna vezja MOS- tranzistorja

- Nizke frekvence:

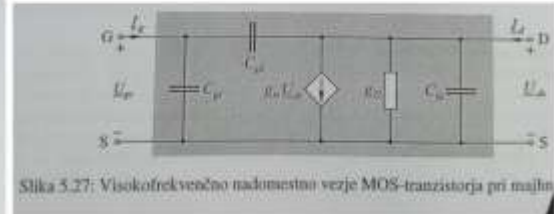
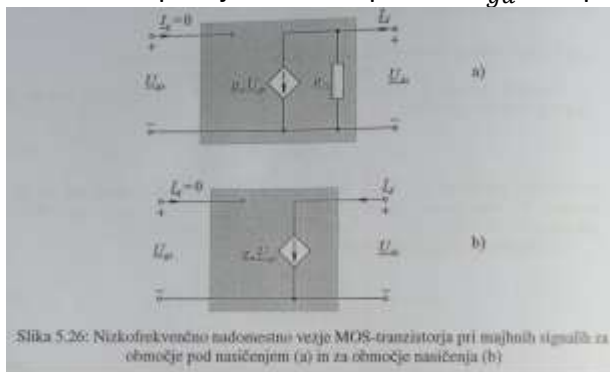
➤ $I_G = 0 \rightarrow g_{11} = g_{12} = 0$

➤ g_{21}, g_{22} v linearnem delu: $g_{21} = g_m = \frac{C_0 W \mu_n}{L} U_{DS}$, $g_{22} = g_d = \frac{C_0 W \mu_n}{L} (U_{GS} - U_T - U_{DS})$

v nasičenju: $g_{21} = g_m = \frac{C_0 W \mu_n}{L} (U_{GS} - U_T) = \sqrt{\frac{2 C_0 W \mu_n}{L}} I_{DS}$, $g_{22} = g_d = 0$

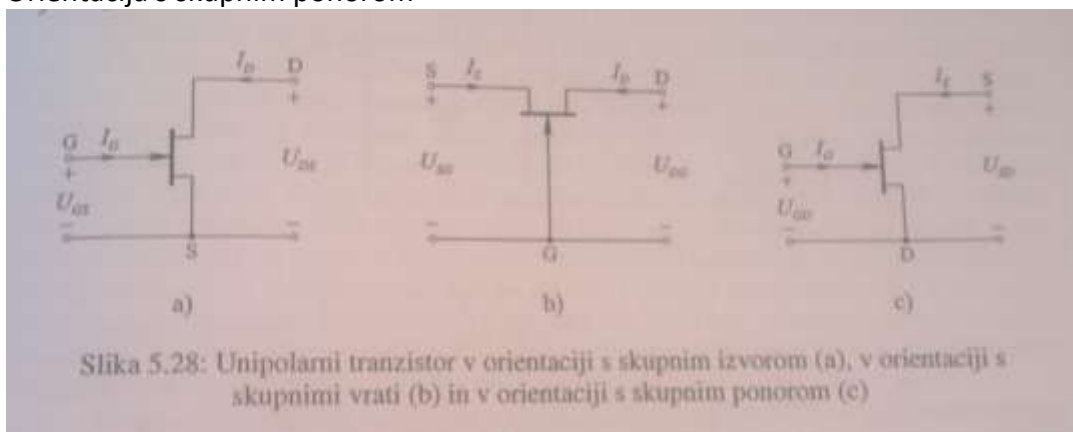
➤ V območju pod nasičenjem ima nizkofrekvenčno nadomestno vezje MOS-tranzistorja tokovni generator $g_{21} \underline{U_{gs}}$ in prevodnost g_{22} , v območju nasičenja pa samo tokovni generator $g_{21} \underline{U_{gs}}$

- Visoke frekvence:
- Frekvenčne zmogljivosti omejujejo parazitne kapacitivnosti, ki jih povzročajo kapacitivnosti krmilne elektrode z kanalom C_{gs} , kapacitivnosti zaradi prekrivanja krmilne elektrode s plastjo izvora in ponora C_{gd} ter spojne kapacitivnost pn-spojev C_{ds}



5.3 Orientacije unipolarnega tranzistorja

- Orientacije:
- Orientacija s skupnim izvorom
- Orientacija s skupnimi vrati
- Orientacija s skupnim ponorom



5.4 Unipolarni tranzistor kot stikalo

Visoka napetost UDD odgovarja visokemu nivoju, nizka napetost na UON pa nizkemu nivoju napetosti stikala. Pri dovolj položni uporovni premici, je napetost na staknjenem stikalu UON manjši od pragovne napetosti U_T tranzistorja. Tedaj pri napetosti UON, priključeni na vhod tranzistorja ($U_{GS} = U_{ON}$), tranzistor ne prevaja in izhodna napetost je enaka $U_{DS} = U_{DD}$. Kadar pa je na vходу tranzistorja visok napetostni nivo z napetostjo UDD, je v tranzistorju inducirani kanal elektronov in tranzistor deluje kot sklenjeno stikalo.