

UNIVERZITET U NOVOM SADU
PRIRODNO-MATEMATIČKI FAKULTET
Katedra za fiziku



DIFERENCIJALNI POJAČAVAČ SA J F E T - TRANZISTORIMA
- Diplomski rad -

Kandidat:

Radanović M. Jovo

Mentor:

Doc. Dr Miroslav Pavlov

NOVI SAD, Januara 1973.



S A D R Ž A J

U V O D	1
G L A V A I	
1. FIZIČKI OSNOVI JFET-TRANZISTORA	2
1.1 Nastanak i razvoj FET-tranzistora	2
1.2 Kvalitativni opis JFET-a	3
1.3 Statička i niskofrekventna teorija JFET-tranzistora sa tri izvoda	5
1.3.1 Jednačina za direktnu struju	7
1.3.2 Parametri malog signala i ekvivalentna kola	9
1.3.3 Efekti temperature	12
G L A V A II	
2. POJAČAVAČKA KOLA SA JFET-TRANZISTORIMA	16
2.1 Pojačavačke osobine i pojačanje JFET-a sa zajedničkim izvorom	17
2.2 Jednosmerni pojačavači sa JFET-tranzistorima	20
2.2.1 Diferencijalni pojačavač	21
2.2.2 Primena diferencijalnog pojačavača	29
G L A V A III	
3. KONSTRUKCIJA DIFERENCIJALNOG POJAČAVAČA SA JFET-OM	30
3.1 Odabiranje radnih uslova i izračunavanje elemenata kola	31
a. izbor tranzistora	31
b. izbor radne tačke	31
c. određivanje parametara y_{fs} i y_{os}	33
d. radna prava i izračunavanje otpora R_S i R_D	34
3.2 Maketa diferencijalnog pojačavača	35
3.3 Određivanje radnih uslova konstantnog strujnog izvora	37
G L A V A IV	
4. MERENJE I OBRADA PODATAKA	39
4.1 Merenja sa termogenim otporom u source-sprezi	40
4.2 Merenja sa konstantnim strijnim izvorom	42
4.3 Obrada izmerenih podataka	43
a. grafičko predstavljanje izmerenih veličina	43
b. izračunavanje pojačanja A_D i A_C i koeficijenta CMRR	44
b-1 izračunavanje A_D pomoću jednačine 2.33	46
b-2 izračunavanje A_C pomoću jednačine 2.54	47
P R I L O G III	
III-1 Snimanje statičkih karakteristika N kanalnog JFET-a	52
III-2 Snimanje statičkih karakteristika tranzistora BC 109	54
L I T E R A T U R A	60

U V O D

Razvoj savremene elektronike ide ka sve većoj primeni poluprovodničkih elemenata. Bipolarni tranzistori i poluprovdničke diode ne samo da su uspešno zamenule glomazne i time nepraktične vakumske cevi u pojačavačkim, impulsnim i drugim kolima, već su otvorili nov put razvoja savremene elektronike i elektrotehnike pojmom integriranih kola i tiristora. Međutim bipolarni PNP i NPN tranzistori u pojačavačkim kolima pored velike prednosti nad vakumskim cevima pate od izvesnih nedostataka / mala ulazna impedanca, velik šum/. Ove i neke druge nedostatke uspešno otklanja jedna sasvim druga vrsta poluprovodničkih elemenata tzv. "unipolarni" tranzistori-tranzistori sa efektom polja /engl.field effect transistors/ ili FET, čiju je teorisku osnovu još 1952. godine dao Shockley, ali njihova serijska proizvodnja je još i danas privilegija samo vodećih firmi u svetu zbog njihove za sada dosta komplikovane tehnološke proizvodnje.

Do danas se razvila čitava porodica FET-ova, a za naš praktičan rad koristili smo JFET iz razloga što smo takve imali, a i oni se danas uz MOSFET najviše proizvode.

Rad se ustvari sastoji iz teorijskog i praktičnog dela. U teorijskom delu, Glava I data je opšta teorija JFET-a sa osvrtom na staticku i niskofrekventnu teoriju. U Glavi II pokazane su pojačavačke osobine ovih elemenata primenjenih na diferencijalni pojačavač čiju smo kompletну analizu dali u istoj glavi. Praktičan rad sastojao se u tome da se na osnovu šeme za diferencijalni pojačavač napravi kolo koje će služiti da se provere izvesne zakonitosti date u analizi diferencijalnog pojačavača kao linearog pojačavačkog sistema jednosmernih signala. U tu svrhu napisali smo Glavu III. U Glavi IV na osnovu tako napravljenog pojačavačkog sredstva, načinili smo niz merenja koja smo obradili.

I na kraju napomenimo da ovo pojačavačko sredstvo ne-ma tu namenu da nam praktično koristi u svakodnevnom životu, već da posluži studentima za vežbu, odnosno za praktičnu proveru teorije diferencijalnih pojačavača.



GLAVA I

1. FIZIČKI OSNOVI JFET-TRANZISTORA

1.1 Nastanak i razvoj FET-tranzistora

Rad na kontroli toka električne struje kroz poluprovodničke materijale datira još od vremena kada su elektronske cеви bile u svom laboratorijskom stadijumu. Tačnije oktobra 1925. godine J.E. Lilienfed prijavio je svoj patent Patentskom uredu USA pod naslovom "Metod i aparat za kontrolisanje električne struje", u kojem demonstrira kontrolisanje toka električne struje u čvrstom telu koristeći elektrodu sa kapijom. Nema sumnje da Lilienfeld nije razumeo principe po kojima "gate" kao elektroda kontroliše protok struje, po gotovo što je i sam isticao veliku praktičnu korist njegove aparature nad tada izuzetno nezgodnom vakumskom cevi.

Nezavisno od J.E. Lilienfeld-a 1935. godine O'Heil u svom patentu ističe značaj proticanja struje sa promenljivim otporom kroz jedan ili više tankih slojeva poluprovodnika u saglasnosti sa vrednošću napona na jednoj ili više kontrolnih elektroda, za jedan elektronski pojačavač ili drugi elektronski sklop. Daljni rad na ovim elementima je izostao delom zbog poboljšanja načinjenim nad vakumskom cevi, a delom zbog ograničenih znanja o poluprovodničkim spojevima.

Proučavanja poduzeta od strane Shockly-a i Pearson-a u "Bell Telephone Laboratory" 1948. godine bili su ohrabrujući. U svom eksperimentu koristili su tanku pločicu germanijuma razdvojenu od metalne kapije tankim filmom liskuna. Promena u provodljivosti germanijumske pločice kao funkcija potencijala na kapiji je meren sa dve elektrode zaledljene za uzorak. Nadeno je da je stepen dobijene modulacije znatno manji nego što je bilo predviđeno, uzimajući u obzir da su svi električni naboji uvedeni u germanijum slobodni. Našli su da samo oko 10% ubaćenih naboja efektivno učestvuju u provodljivosti dok ostalih 90% буде uhvaćeno u površinskim stanjima koji ih čine nepokretnim. Međutim, otkrićem bipolarnih tranzistora interesovanje za rad ovih elemenata se smanjilo i daljni rad na njima ozbiljno počinje 1952. godine, koja se može smatrati i godinom rođenja tranzistora sa efektom polja ili FET tranzistora. Te godine Shockley daje teorijske osnove ovim elementima zasnovanim na ukupnoj mo-

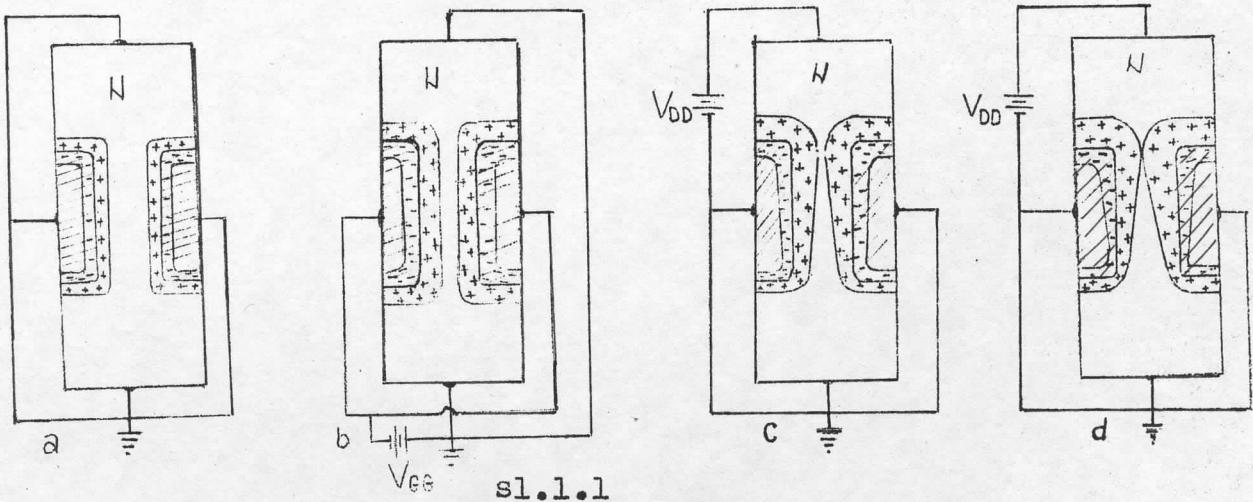
dulaciji struje glavnih nosilaca nanelektrisanja. Shockly prvi ovaj elemenat naziva "unipolarni" FET, koji se bitno razlikuje od bipolarnog PNP i NPN tranzistora. I kod ovog FET-a kao i kod njegovih predhodnika protok struje se kontrolisao naponom na kapiji, stot razlikom što je provodni kanal sada duboko usendvičen među kapijom i problem površinskih efekata je izbegnut. I posle objavljanja ovog Shockly-ovog rada elemenat se nije pojavljivao u praktičnoj formi kao mnogo prihvatljen iz razloga što stepen razvoja tehnološke proizvodnje nije bio usavršen za serijsku proizvodnju. Godine 1960. Kahhg i Atalla daju nešto drugačiji FET, koji u svojoj biti se ne razlikuje od Shockly-og JFET-a, to je MOSFET /engl. metal-oxide-semiconductor FET/. I tako do danas se razvila čitava porodica tranzistora sa efektom polja. Nabrojimo samo neke: JFET, MOSFET, MISFET, TETFET, itd. a svi su ili P ili N kanalni. Od celokupne porodice FET-ova obadićemo JFET-ove iz razloga što se oni najviše proizvode, a eksperiment ovog rada zasnovan je na ^{na}jednjima.

1.2 Kvalitativni opis JFET-a

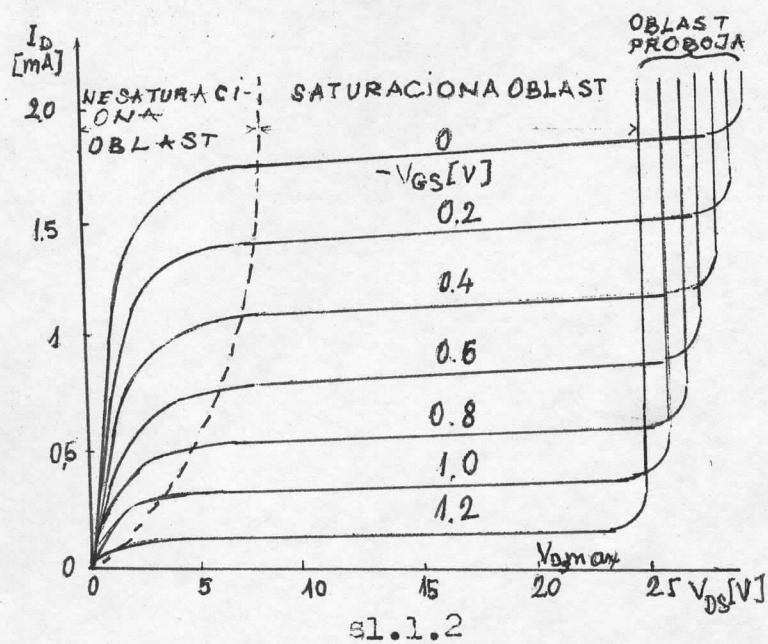
JFET-tranzistori se u suštini sastoje od poluprovodničkog kanala N ili P tipa čija debljina može da se menja proširivanjem ili sužavanjem sloja prostornog nanelektrisanja P-N spoja. Na sl.1.1 pokazan je šematski dijagram N-kanalnog JFET-a. To je ustvari N-tip poluprovodnika usendvičen između P-tipske oblasti poluprovodnika nazvanog kapija /engl. g a t e/. Na oba kraja N oblasti načinjeni su omski kontakti: izvor /engl. s o - u r c e / i odvod /engl. d r a i n /.

Na sl.1.1a naponi su nula i oblast prostornog nanelektrisanja P-N spoja podjednako je raspoređen duž granice kapija-kanal. Iz teorije P-N spojeva nam je poznato da sloj prostornog nanelektrisanja povećava svoju širinu pri inverznoj polarizaciji sl.1.1b. Na slici 1.1c pored inverzne polarizacije P-N spoja uočava se napon između S izvora i D odvoda; V_{GS} i V_{DS} . Primenom ovog napona sloj prostornog nanelektrisanja se širi više prema kraju odvoda. Ovo znači na je na tom delu spoj kapija-kanal više polarisan no na delu kapija-izvor. Ovo ima za posledicu povećanje otpornosti kanala, odnosno suženje kanala na tom delu.

Ako povećamo toliko napon V_{DS} da se sloj prostornog nanelektrisanja toliko približe /sl.1.1d/ značilo bi još veće povećanje otpornosti i smanjenje struje odvoda I_D .



Znači, svako daljnje povećanje napona V_{DS} ne prouzrokuje i povećanje struje I_D i ovo stanje nazivamo satanjem saturacije. Napon kapija-odvod V_{GD} pri kojem se ovo dešava je napon stezanja ili pinch-off napon V_{PO} . Na sl.1.2 pokazane su tipične karakteristike nekog N-kanalnog JFET-a sa naznačenim oblastima: satura-



cionalna oblast desno, nesaturaciona oblast levo od isprekidane linije i oblast probaja. Uprkos tome što očekujemo da pri porastu napona V_{DS} iznad tačke saturacije neće doći do porasta struje I_D , ona ipak raste. Uzrok ovoj pojavi može se tražiti u kompenzaciji napona V_{DS} nastalog širenjem sloja prostornog

nanelektrisanja više prema odvodu i porastom električnog polja duž kanala. Ovo je ekvivalentno kao da se slojevi prostornog nanelektrisanja nikada ne "susretnu" u tolikoj meri da potpuno zatvore kanal. Time je i zagarantovana konačnost otpornosti kanala.

Posmatrajmo sada promenu napona V_{GS} u nesaturisanoj oblasti tj. za $V_{DS} < V_{PO}$ prema sl.1.2. Neka je to N-kanalni JFET napon V_{GS} raste u negativnom smislu i time sužava debljinu provodnog kanala što ima za posledicu smanjenje struje odvoda I_D , do toliko negativnog prednapona V_{GS} da struja odvoda postaje nula. Uslovi saturacije ustvari nastaju kada je $V_{DS} = V_{GS} - V_{PO}$. Za slučaj velikog negativnog prednapona V_{GS} struja I_D je nula i tada je prednapon $V_{GS} = V_{PO}$. Pod tim uslovima kanal je isključen i postaje jedan nepregledan region prostornog nanelektrisanja.

Treća oblast je oblast probaja koja nastaje kao posledica prekoračenja kritične vrednosti napona između odvoda i izvora tj. V_{DSmax} . Napon probaja je određen i naponom na kapiji V_{GS} po red naponu V_{DS} i može se napisati:

$$V_{DSP} = (V_{DSP})_{V_{GS}=0} + V_{GS} \quad 1.1$$

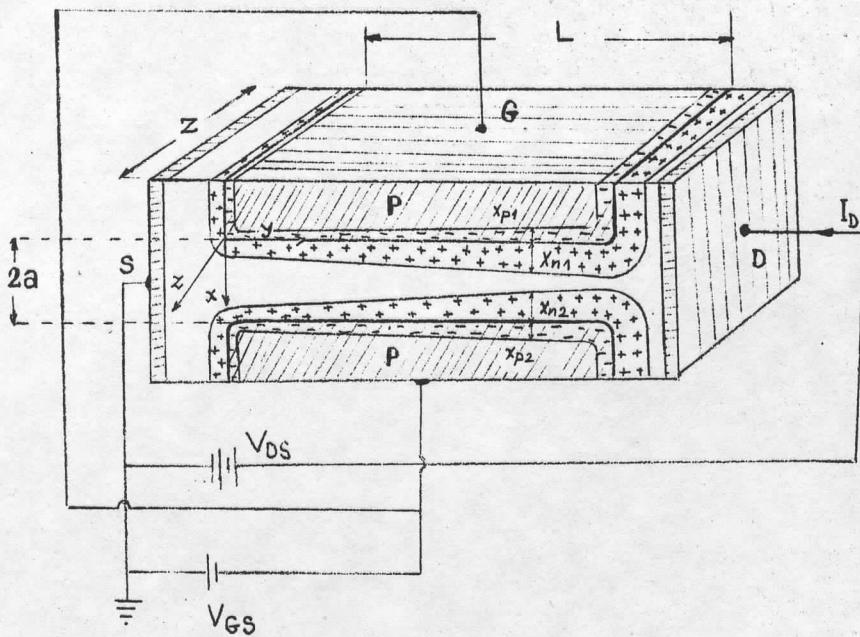
Provera ovog obrasca je najočiglednija na nacrtanim karakteristikama za oblast probaja.

Struju kapije za razliku od struje odvoda čine sporedni nosioci nanelektrisanja. Kako je njihov broj mali to je i struja I_G mala. Ovo ujedno implicira da je otpornost inverzno polarizovanog P-N spoja velika; tipično je veća od $10^9 \Omega$ za silicijumski elemenat. Za $V_{GS} > 0$ slučaj je jasan kod N-kanalnog JFET-a, struja I_G naglo raste, a otpor se smanjuje, znači P-N spoj je direktno polarisan.

1.3 Statička i niskofrekventna teorija JFET-tranzistora sa tri izvoda

Posmatrajmo jedan N kanalni JFET sa uniformno dopingovanim poluprovodničkim materijalom sl.1.3. Kao što se sa slike vidi, neka je metalurška širina kanala Z , debljina 2a i dužina L . Pored toga na dotoj slici su naznačeni i svi ostali koji će nam biti potrebni za sledeću analizu.

Prvo posmatrajmo slučaj nultog napona V_{DS} . Tada imamo slučaj čistog P-N spoja inverzno polarisano naponom V_{GS} , kao na sl.1.1b. Vrednosti x_{nl} , x_{n2} i x_{pl} , x_{p2} su iste na celoj



sl.1.3

dužini spoja kapija-kanal. Ukupni potencijal na ovom P-N spoju je:

$$U_{GS} = V_{GS} + V_B \quad 1.1$$

gde je V_{GS} prednapon kapija-izvor, a V_B potencijal barijere P-N spoja. Za nulti prednapon V_{GS} ukupni potencijal svodi se na potencijal barijere P-N spoja:

$$U_{GS} = V_B = -\frac{q}{\epsilon_s} \int_{x_p}^{x_n} x N(x) dx \quad 1.2$$

gde je ϵ_s dijalektrična konstanta poluprovodnika, q -količina nanelektrisanja i $N(x)$ ukupno dopingovanje koje u opštem slučaju zavisi od x , /potpuno izvođenje jednačine 1.2 dato je liter.1/. Ukupno nanelektrisanje duž P-N spoja mora zadovoljavati integral oblika

$$\int_{x_{p_1}}^{x_{n_1}} N(x) dx = 0 \quad 1.3$$

Integracijom jednačine 1.3 uz pretpostavku da je $N(x) = N_p - N_n = \text{const.}$ dobija se:

$$x_{p_1} N_p = x_{n_1} N_n \quad 1.4$$

Integracijom jednačine 1.2 uz korišćenje jednačine neutralnosti P-N spoja 1.4 i slike 1.3 dobija se

$$U_{GS} = V_B = \frac{-q}{2\epsilon_s} N_n x_{nl}^2 \left(1 - \frac{N_n}{N_p}\right) \quad 1.5$$

za slučaj kada je $x_{nl} = a$ prema sl.1.3 potencijal kapija-izvor je

$$U_{GS} = U_0 = \frac{-q}{2\epsilon_s} N_n a^2 \left(1 - \frac{N_n}{N_p}\right) \quad 1.6$$

a odnos jednačina 1.5 i 1.6 je

$$\left[\frac{U_{GS}}{U_0} \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{x_{nl}}{a} \quad 1.7$$

Jednačine 1.2 i 1.7 biće korišćene da se neke karakteristične jednačine sistema prikazanog na sl.1.3.nadu.

1.3.1 Jednačina za direktnu struju

Da bi našli analitički izraz za struju odvoda I_D , potrebno je dati izvesne aproksimacije. Kako je N kanalna oblast pod uticajem električnog polja koje potiče kako od napona V_{GS} tako i od napona V_{DS} to se ukupno polje sastoji od dve komponente: E_x duž x-ose i E_y duž y-ose. Međutim komponenta polja duž x-ose, E_x , se može zanemariti u odnosu na komponentu polja duž y-ose, odnosno E_y i ekvipotencijalne površine koje su u opštem slučaju krive mogu se aproksimirati ravniom. Sada za struju I_D možemo kazati da teče normalno na ove površine sl.1.4.

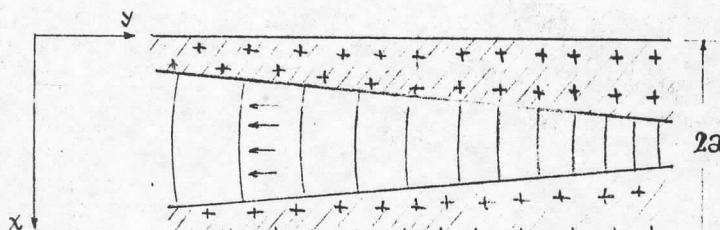
Uz gornju aproksimaciju gustina struje J_D je proporcionalna komponenti polja E_y tj.

$$J_D = \sigma(x) E_y \quad 1.8$$

gde je $\sigma(x) = qM_n N(x)$ a polje je po definiciji negativni gradijent potencijala i gustina struje J_D biće

$$J_D = qM_n N(x) \frac{dU}{dy} \quad 1.9$$

gde je M_n -električna pokretljivost koja u opštem slučaju zavisi



sl.1.4

od broja nečistoća /za N-poluprovodnik od broja donora N_n /, $U(y)$ je ukupni potencijal koji se menja duž kanala.

Za kanal širine Z struja odvoda I_D će biti

$$1.10$$

$$I_D = -Z \int J_D dx$$

i zamenom 1.9 u 1.10 dobijamo

$$I_D = -Z \frac{dU}{dy} \int_{x_{n1}}^{x_{n2}} q \mu_n N(x) dx \quad 1.11$$

Iz sl.1.3 može se direktno videti da je $x_{n2} = 2a - x_{n1}$, a kako je kanal N-poluprovodnik to je ukupno dopingovanje donorskog, koje je prema predpostavci i homogeno raspoređeno duž kanala te je $N(x) = N_n$. Integraljenjem jednačine 1.11 u ovim novim granicama dobijamo

$$I_D = -2Z(a - x_{n1}) q \mu_n N_n \frac{dU}{dy} \quad 1.12$$

Integracijom jednačine 1.12 u granicama po y od 0 do L i po $U(y)$ od U_{GS} do U_{GD} dobijamo

$$I_D = \frac{-2ZqaN_n}{L} \int_{U_{GS}}^{U_{GD}} \left[1 - \left(\frac{U(y)}{U_0} \right)^{\frac{1}{2}} \right] dU(y) \quad 1.13$$

Integracijom u naznačenim granicama jednačine 1.13 dobijamo

$$I_D = I_Q \left\{ 3 \left[\frac{U_{GD}}{U_0} - \frac{U_{GS}}{U_0} \right] - 2 \left[\left(\frac{U_{GD}}{U_0} \right)^{\frac{3}{2}} - \left(\frac{U_{GS}}{U_0} \right)^{\frac{3}{2}} \right] \right\} \quad 1.14$$

gde smo sa I_Q označili struju odvoda za $U_{GS} = 0$ i $U_{GD} = U_0$ tj.

$$I_Q = -\frac{2ZqaN_n \mu_n U_0}{3L} \quad 1.15$$

Ukupni potencijali upotrebljeni u jednačini 1.14 su oblika

$$U_{GS} = V_{GS} + V_B$$

$$1.16$$

$$U_{GD} = V_{GS} - V_{DS} + V_B$$

Jedan praktičan izraz za tačku pinch-offa može se dobiti ako se definiše V_{PO} kao elektromotorna sila koja je potrebna da proizvede stezanje kanala i može se pisati u obliku:

$$V_{PO} = U_O - V_B \quad 1.17$$

Iz jednačine 1.16 sledi da napon V_{DS} na kojem se dešava stezanje kanala ili napon V_{PO} , može se napisati kao

$$V_{DS} = V_{GS} - V_{PO} \quad 1.18$$

Kako je za $V_{DS} = 0$ i $I_D = 0$ to V_{GS} postaje jednak naponu V_{PO} ili katorfu /cutoff/ naponu.

Sada mi jednostavno predpostavljamo da za $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{PO}$ struja I_D saturira na vrednost koja se dobija kada se u jednačini 1.14 zameni $U_{GD} = U_O$. Struju odvoda za ovaj slučaj označimo sa prim i biće

$$\frac{I'_D}{I_0} = 1 - 3 \frac{U_{GS}}{U_O} + 2 \left(\frac{U_{GS}}{U_O} \right)^{3/2} \quad 1.19$$

gde struja I_0 ima istu vrednost kao u jednačini 1.15.

1.3.2 Parametri malog signala i ekvivalentna šema

Struja odvoda I_D prema jednačini 1.14 je funkcija dveju promenljivih i njenim diferenciranjem po jednoj promenljivoj pa onda po drugoj dobijamo eksplicitne izraze za karakteristične veličine datog JFET-a: admittance y_{fs} i y_{os} . Tako diferenciranjem struje odvoda po naponu V_{GS} dobijamo admitancu y_{fs} koja se često upoređuje sa strminom g_m kod cevi: struja $I_D = I_D(U_{GS}, U_{GD})$ te je po definiciji

$$y_{fs} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \cdot \frac{\partial U_{GS}}{\partial V_{GS}} + \frac{\partial I_D}{\partial U_{GD}} \cdot \frac{\partial U_{GD}}{\partial V_{GS}} \quad 1.20$$

gde je prema jednačini 1.16

$$\frac{\partial U_{GS}}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial U_{GD}}{\partial V_{GS}} = 1 \quad 1.21$$

diferenciranjem jednačine 1.14 dobijamo

$$\frac{Y_{fs}}{Y_0} = \left(\frac{U_{GD}}{U_0} \right)^{\frac{1}{2}} - \left(\frac{U_{GS}}{U_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad 1.22$$

a sa Y_0 obeležili smo

$$Y_0 = \frac{2 a Z q M_n N_n}{L} \quad 1.23$$

i ovo je maksimalna vrednost Y_{fs} za koju je $U_{GS} = 0$ i $U_{GD} = U_0$. Ili u opštem obliku iz jednačine 1.13 diferenciranjem dobijamo

$$Y_{fs}(U) = \frac{2 a Z q M_n N_n}{L} \left[1 - \left(\frac{U}{U_0} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad 1.24$$

Iz jednačine 1.24 može se odmah videti da je za $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{PO}$, gde je $Y(U_{DS}) = 0$, i admitanca Y_{fs} je određena samo debljinom kanala na izvoru /y=0/. Saturaciona vrednost Y_{fs} iz jednačine 1.24 je

$$Y_{fs} = Y_0 \left[1 - \left(\frac{U_{GS}}{U_0} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad 1.25$$

Admitancu Y_{os} po definiciji dobijamo diferenciranjem struje I_D po naponu V_{DS} tj.

$$Y_{os} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \quad 1.26$$

odnosno prema jednačini 1.20 će biti za ovaj slučaj

$$Y_{os} = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GD}} \cdot \frac{\partial U_{GD}}{\partial V_{DS}} + \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \frac{\partial U_{GS}}{\partial V_{DS}} \quad 1.27$$

drugi član je nula jer je U_{GS} nezavisan od V_{DS} te Y_{os} zavisi samo od U_{GD} tj. $Y_{fs} = f(U_{GD})$ pa je iz jednačine 1.24 i 1.16

$$Y_{os} = Y_0 \left[1 - \left(\frac{U_{GS} - V_{DS}}{U_0} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad 1.28$$

pod uslovom saturacije $Y_{os} = 0$. Međutim ona ostaje u praksi različita od nule i zavisna je od skraćivanja kanala.

Ovako dobijeni eksplicitni izrazi za admittance Y_{fs} i Y_{os} neće nam mnogo koristiti u praksi za njihovo tačno određivanje iz razloga što je nužno poznavanje metalurških veličina pored

datih prednapona V_{DS} i V_{GS} prema jednačinama 1.24 i 1.28. S toga u praksi određivanje y_{fs} i y_{os} vršimo grafičkim putem iz izlaznih karakteristika datog JFET-a.

Niskofrekventni pojačavački stepeni sa JFET tranzistorima opisani su sa y-parametrima. Ovi parametri su admittance y_{fs} i y_{os} za male naizmenične signale struje ili napona. Struja odvoda nije više samo sastavljena iz jednosmerne već i naizmenične komponente i može se pisati

$$i_D = i_d + I_D \quad 1.29$$

gde je i_D ukupna struja odvoda, i_d čisto naizmenična komponenta a I_D jednosmerna komponenta struje odvoda. Struja $i_D = i_D(v_{DS}, v_{GS})$ gde je sada

$$\begin{aligned} v_{DS} &= v_{ds} + V_{DS} \\ v_{GS} &= v_{gs} + V_{GS} \end{aligned} \quad 1.30$$

gde i ovde oznake imaju isti smisao kao i za struje u jednačini 1.29, samo za napone. Razvojem funkcije $i_D = i_D(v_{DS}, v_{GS})$ u Taylorov red dobijamo

$$\Delta i_D = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right) \Delta v_{GS} + \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right) \Delta v_{DS} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 i_D}{\partial v_{GS}^2} \right) (\Delta v_{GS})^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2 i_D}{\partial v_{DS}^2} \right) (\Delta v_{DS})^2 + \frac{\partial^2 i_D}{\partial v_{GS} \partial v_{DS}} \Delta v_{GS} \Delta v_{DS} + \dots \quad 1.31$$

Iz razvoja uzimamo samo linearne članove i dobijamo

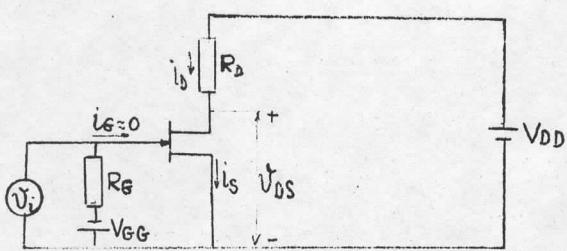
$$\Delta i_D = \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right) \Delta v_{GS} + \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right) \Delta v_{DS} \quad 1.32$$

Veličine $\left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right)$ i $\left(\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \right)$ predstavljaju parametre datog JFET tranzistora i to su prema tome admittance y_{fs} i y_{os} za mali pobudni naizmenični signal. I sada jednačinu 1.32 možemo pisati

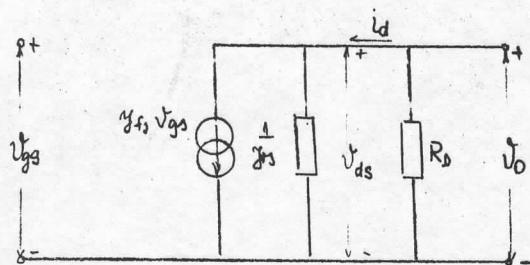
$$\text{kao } \Delta i_D = y_{fs} \Delta v_{GS} + y_{os} \Delta v_{DS} ,$$

$$\text{ili } i_d = y_{fs} v_{gs} + y_{os} v_{ds} \quad 1.33$$

Na sl.1.5 pokazano je jedno kolo sa JFET-om sa označenim strujama i naponima kao i naponima napajanja kola. Za ovo kolo na sl.1.5b data je ekvivalentna



sl.1.5

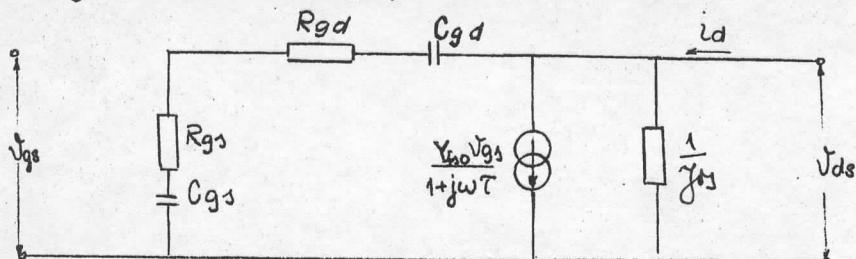


sl.1.6

šema. Ekvivalentna šema predstavlja samo izlazno kolo i ono je od interesa, jer struja kapije je zanemarljivo mala te i njene promene su zanemarljivo male. Ovo je strujna ekvivalentna šema i ista je kao i kod triode. Ova sličnost

je nastala iz razloga zanemarljive struje rešetke cevi a gde rešetka cevi praktično ima istu ulogu kao kapija kod JFET-a.

Ovakvo ekvivalentno kolo odgovaralo bi samo za niskofrekventne pojačavače, odnosno pojačavačka kola dok pri srednjim i višim frekvencijama morali bi uzeti u obzir i kapacitete C_{gd} , C_{gs} i C_{ds} tj. ekvivalentno kolo bi izgledalo kao na sl.1.7, gde su takođe uzeti u obzir otpornosti R_{gd} i R_{gs} . Ako tranzistor radi na visokim frekvencijama potrebno je uzeti u obzir i vremensku konstantu zadržavanja slobodnih nosilaca naelektrisanja unutar kanala.



sl.1.7

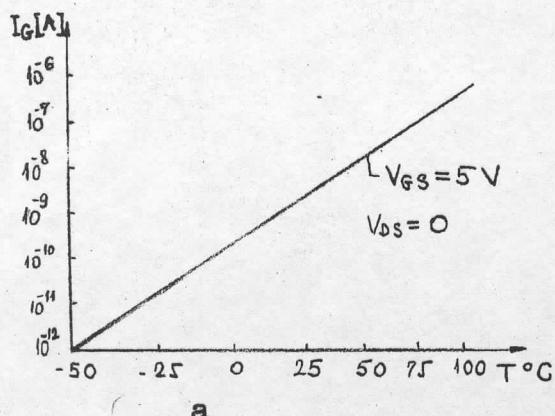
Ekvivalentna šema sa parametrima na sl.1.6 za niskofrekventne signale je dovoljno egzaktna.

1.3.3 Efekti temperature

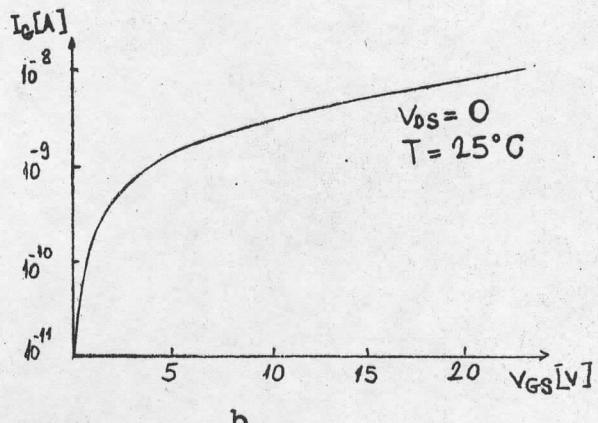
Opšte je poznato da su poluprovodnički materijali dosta osetljivi na temperaturske uticaje, te je nužno posmatrati šta se dešava sa nekim karakterističnim veličinama JFET-a, npr. strujom I_D , strujom I_G , admitanci y_{os} i potencijalom P-N spoja i drugim veličinama.

Struja I_G je inverzna struja P-N spoja i kao takva je mala jer je čine sporedni nosioci naelektrisanja. Ona nije imuna od uticaja temperature. Istina ti efekti nisu veliki, odnosno porast struje I_G s temperaturom ne utiče na pojačavačke osobine

JFET - a. Korisno je videti zavisnost struje I_G od temperature za jedan silicijumski JFET pri vrednosti napona $V_{DS} = 0$ i $V_{GS} = 5V$. Na sl.1.8a kao parametar služi napon V_{GS} , a na sl.1.8b parametar je temperatura od $25^\circ C$.



a



b

sl.1.8

Interesnatno je ponašanje struje kapije za različite vrednosti napona V_{GS} , jer već pri vrednosti $V_{GS} = 5V$ nastupa saturacija i ponašanje je slično struji odvoda za različite vrednosti V_{DS} . No, kako struja kapije I_G nema direktni uticaj na pojačavačke osobine ovih elemenata to se njen uticaj eliminiše stavljanjem velikog predotpora na kapiju do nekoliko $M\Omega$.

Od praktične je važnosti posmatrati uticaj temperature na saturacionu struju odvoda jednačina 1.19. Za datu vrednost V_{DS} , struja I_D je prema jednači 1.19 zavisna od pokretljivosti μ_n , odnosno od provodnosti δ i potencijalne barijere V_B P-N spoja, tj.

$$I'_D = I'_D(\delta, V_B) \quad 1.34$$

gde su δ i V_B funkcije temperature. Diferenciranjem jednačine 1.34 po temperaturi biće:

$$\frac{dI'_D}{dT} = \frac{\partial I'_D}{\partial V_B} \frac{dV_B}{dT} + \frac{\partial I'_D}{\partial \delta} \frac{d\delta}{dT} \quad 1.35$$

prema jednačini 1.16 i 1.20 za $V_{GS} = \text{const.}$ $\frac{\partial I'_D}{\partial V_B} = Y_{fs}$, gde se $I'_D \propto \delta$. Uslov za nulli temperaturski koeficijent je zadovoljen ako je $\frac{dI'_D}{dT} = 0$, te je jednačina 1.35 data sa

$$\frac{I_{D0}}{Y_{fso}} = - \frac{dV_B/dT}{[1/\delta] d\delta/dT] \quad 1.36$$

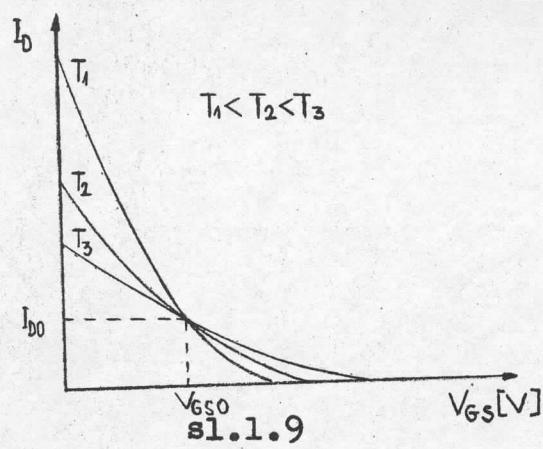
gde je I_{D0} struja saturacije za nulti temperaturni koeficijent, a $\frac{1}{Y_{fso}}$ admitanca za tu vrednost struje.

Veličina $\frac{1}{Y_{fso}} \frac{dI_D}{dT}$ je funkcija temperature to i $\frac{dI_D}{dT}$ će biti nula samo na jednoj temperaturi. Ipak, ako smo uspeli da jednačina 1.36 bude zadovoljena, temperaturna kompenzacija za dosta široke intervale je moguća.

Uzmimo naprimjer jedan N kanalni JFET na temperaturi $T = 300^\circ\text{K}$, i za tu temperaturu je $V_B = 0,61\text{V}$ a promena $\frac{dV_B}{dT} = 2,20 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ i neka je veličina $\frac{1}{Y_{fso}} \frac{dI_D}{dT} = -7,0 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ i zamenom ovih vrednosti u 1.36 dobijamo uslov za nulti temperaturski koeficijent:

$$\frac{I_{D0}}{Y_{fso}} = 0,313 \text{ V} \quad 1.37$$

Ovo je blisko vrednostima u praksi i kreću se od $0,29\text{V}$ do $0,33\text{V}$. Na sl.1.9 pokazana je zavisnost struje I_D od napna V_{GS} za jedan

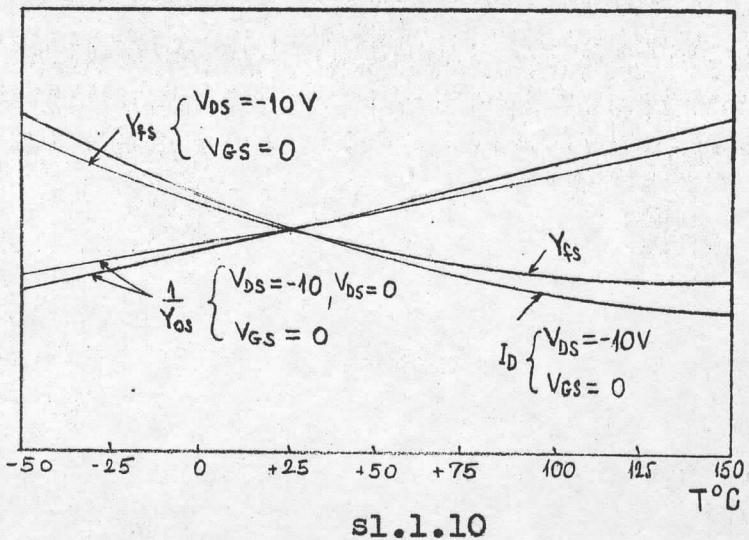


N kanalni JFET za tri različite temperature kao parametar.

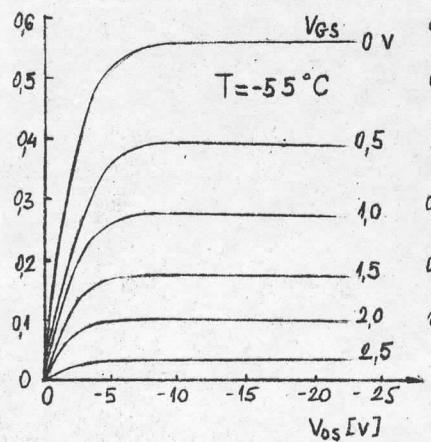
Lepo se vidi definisanost tačke nultog temperaturskog koeficijenta. Dobra osobina ovih elemenata je u sopstvenoj kompenzaciji uticaja temperature na struju odvoda, ako tranzistor radi na temperaturi za koju jednačina 1.37 važi.

Jednu preglednu sliku zavisnosti struje I_D , admitance Y_{fs} i recipročne vrednosti admitance Y_{os} , odnosno otpornosti kanala od temperature daje sl.1.10. Uočava se da struja I_D opada sa temperaturom dok otpornost kanala se povećava. Tačka preseka ovih krivih daje tačku nultog temperaturskog koeficijenta /drifta/ i leži na 25°C .

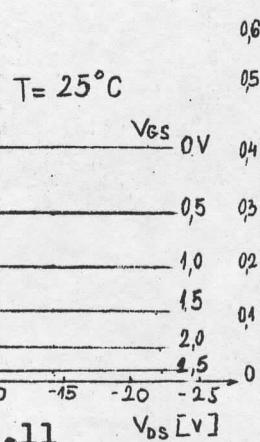
Jedan plastični prikaz zavisnosti struje odvoda I_D od temperature /raspon temperature je 155°C za isti tranzistor P kanalni JFET kao na sl.1.10/ dat je na sl.1.11



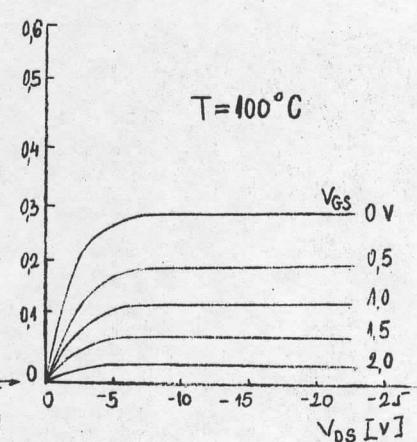
sl.1.10



sl.1.11



sl.1.11



sl.1.11

G L A V A II

2. POJAČAVAČKA KOLA SA JFET-TRANZISTORIMA

Razvoj savremene elektronike ide ka sve većoj praktičnoj primeni poluprovodničkih elemenata. Bipolarni tranzistori i poluprovodničke diode nesamo da su uspešno zamenili gromazne vakumske cevi u pojačavačkim, impulsnim i drugim kolima već su otvorili nov put razvoja savremene elektronike i elektrotehnike pojavom integrisanih kola i tiristora. Međutim, bipolarni tranzistori u pojačavačkim kolima pored velike prednosti nad vakumskim cevima imaju i izvesne nedostatke. Kako tranzistori sa efektom polja imaju slične izlazne karakteristike s izlaznim karakteristikama pentode, a i struju I_D čine glavni nosioci nanelektrisanja, to ovi elementi mogu uspešno zameniti pentodu i bipolarni tranzistor u pojačavačkim kolima.

Fizička analiza u Glavi I daje nam osnov za razumevanje pojačavačkih osobina ovih elemenata. Uzmimo za pojačavački stepen "crnu kutiju" sl.2.1, koja na izlazu daje K_v puta pojača napon na ulazu tj.

$$V_0 = |K_v| V_i$$

2.1



Znači podeljivanju je pojačanje nekog pojačavača broj kojim treba pomnožiti ulazni signal da bi se dobio izlazni. Kako je pojačanje broj, to po prirodi može biti realan ili kompleksan. Ako je naprimjer

K_v realna veličina naponi su u fazi, ako nije realan već kompleksan, onda treba odrediti njihov fazni odnos.

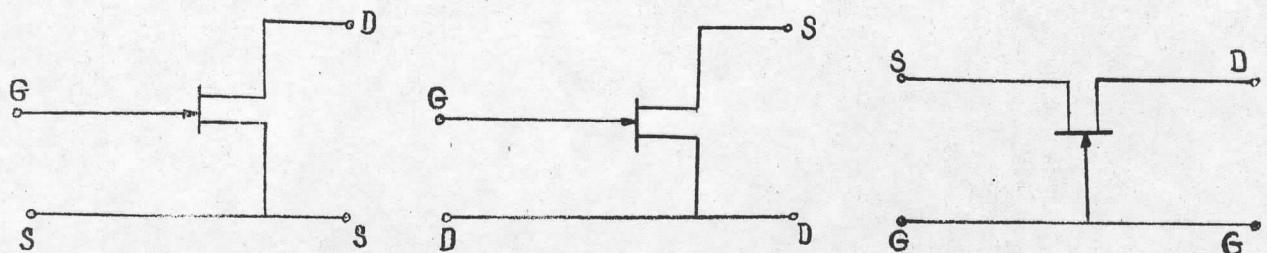
Pojačanje jednog pojačavačkog stepena zavisi od ulazne i izlazne impedance, koju definišemo kao veličinu kojom treba pomnožiti struju ulaza i izlaza da se dobije napon na krajevima datog stepena tj.

$$V = |Z| I$$

2.2

$|Z|$ uzimamo po modulu jer je to u opštem slučaju kompleksan broj. Ako je potrošač jednog pojačavačkog stenena čista termogena otpornost fazni pomeraj ulaznog i izlaznog signala je

uvek Oiliš. U zavisnosti od toga šta želimo postići sa jednim JFET-om ugrađenim u neko kolo, svaki od tri izvoda može biti zajednički. Znači imamo tri slučaja sl.2.2: zajednički izvor /engl. common-source/, zajednički odvod /engl. common drain/ i zajednička kapija /engl. common gate/.



sl.2.2

Najčešće se koristi sprega sa zajedničkim izvorom kod pojačavačkih kola iz razloga velike ulazne impedance.

2.1 Pojačavačke osobine i pojačanje JFET-a sa zajedničkim izvorom

Da bi našli analitički izraz za naponsko pojačanje K_v ili A_v / A_v -aplifier/, posmatrajmo jedan jednostepeni pojačavač malih signala. Na sl.2.3 naznačeni su smerovi struja kao i odgovarajući polariteti N kanalnog JFET-a.

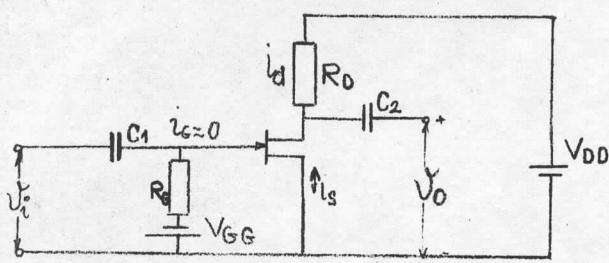
Ukupni napon koji dovodimo na ulaz sastoji se naizmenične komponente i jednosmerne tj.

$$v_{GS} = V_{GS} + \sqrt{2} V_{gs} \sin \omega t \quad 2.3$$

sl.2.3

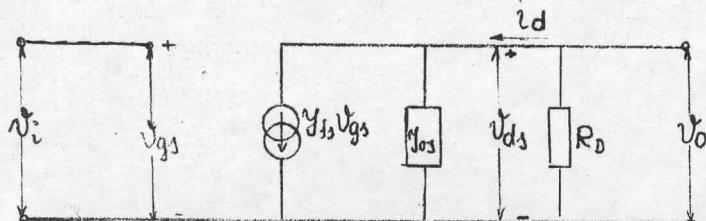
Kondenzatori C_1 i C_2 su reda pF do nekoliko μ F, služe da propuste samo naizmeničnu komponentu pobudnog signala. Otpornik R_G osigurava potrebnii naponski polaritet na kapiji i štiti kapiju odvodeći struju I_G . R_G obično uzima vrednosti od $1 M\Omega$ do $10 M\Omega$. Naponi V_{DD} i V_{GG} omogućavaju normalan rad kola i u granicama su radnih uslova kola.

Rekli smo da stvarno kolo nije najpogodnije za izračunavanje naponskog pojačanja i zato crtamo ekvivalentno kolo po-



moću koga brzo i lako izračunavamo ne samo pojačanje nego i sve druge veličine. Ekvivalentna šema se crta na isti način kao na sl.1.6 za aktivni element dok pasivni ostaju sa relativnim provobitnim položajem. Jednačina 1.33 važi i za ovaj slučaj i može se pisati

$$i_d = y_{fs} v_{gs} + y_{os} v_{ds}$$



gde su y_{fs} i y_{os} admittancee za male signale.

sl.2.4

Korišćenjem Kirhoff-ovih pravila za čvorove i konture dobijamo:

$$i_d - y_{fs} v_{gs} - y_{os} v_{ds} = 0 \quad 2.4$$

$$v_o - i_d R_D = 0 \quad 2.5$$

Prema jednačini 2.1 pojačanje je dato sa $v_o = A_v v_i$. Kako je prema šemi $v_i \equiv v_{gs}$ i $v_o \equiv v_{ds}$ te zamenom u 2.4 i 2.5 dobijamo:

$$v_i = - \frac{y_{fs} R_D}{1 + y_{os} R_D} v_o \quad 2.6$$

odavde sledi da je pojačanje

$$A_v = - \frac{y_{fs} R_D}{1 + y_{os} R_D} \quad 2.7$$

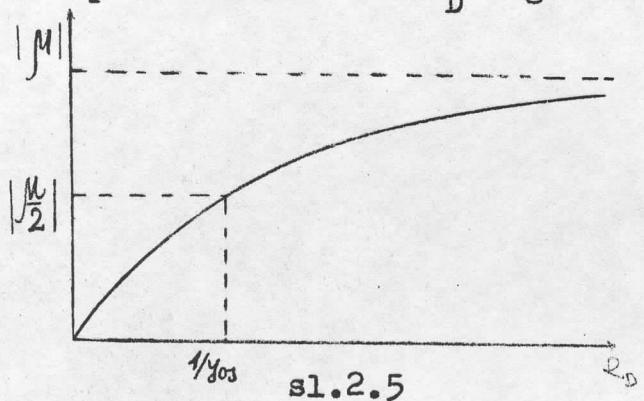
Znak "-" potiče od defazovanja i ova promena faze kod pojačavača sa termogenim radnim otporom je π . Upotrebom Oyler-ove smene pojačanje A_v se može napisati kao

$$A_v = \frac{y_{fs} R_D}{1 + y_{os} R_D} e^{j\pi} \quad 2.8$$

Kao što vidimo iz jedn. 2.7 pojačanje je linearna funkcija radnog otpora R_D i parametara datog tranzistora y_{fs} i y_{os} . Napišimo jednačinu 2.7 u nešto drugom obliku, tj.

$$A_v = \frac{-M}{1/y_{os} R_D + 1} \quad 2.9$$

gde smo sa y_{fs}/y_{os} okarakterisali kao statičko pojačanje M , a $1/y_{os}$ je unutrašnja otpornost datog JFET-a. Iz jednačine 2.9 se lepo vidi da pri velikim vrednostima radnog otpora R_D tj kad $R_D \rightarrow \infty$, dinamičko pojačanje A_v se svodi na statičko M . Kako je u praksi konačnost R_D zagarantovana to je dinamičko pojačanje



uvek manje od statičkog. Za vrednost radnog otpora $R_D = \frac{1}{y_{os}}$ dinamičko pojačanje tek dostiže polovinu vrednosti statičkog. Pojačanje A_v zavisi od parametara y_{fs} i y_{os} koji su katakteristika svakog JFET-a ponaosob, i zavise od radne tačke kao i od temperature.

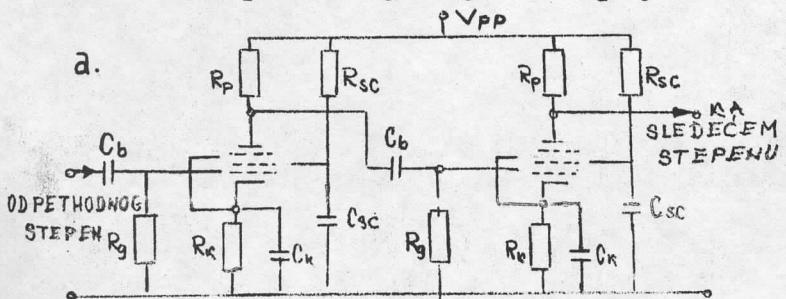
Kreću se obično u granicama od $1 \text{ k}\Omega^{-1}$ do $3 \text{ k}\Omega^{-1}$ za y_{fs} , a za y_{os} u granicama od $1 \times 10^{-2} \text{ k}\Omega^{-1}$ do $3 \times 10^{-2} \text{ k}\Omega^{-1}$.

Do sada je bilo reči samo o pojačanjju jednog stepena sa pobudnim naizmeničnim signalom, međutim jedan naizmenični ili jednosmerni pobudni signal može biti i sa još više pojačavačkih stepena pojačan. Zato pojačavače klasifikujemo kako prema broju pojačavačkih stepena tako i prema vrsti signala kojeg želimo pojačati. Prema broju pojačavačkih stepena mogu biti:

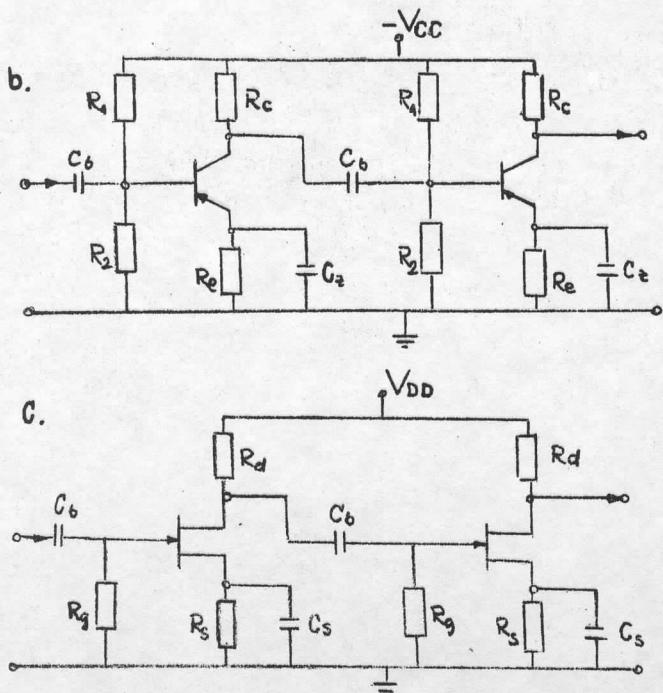
1. jednostepeni 2. dvostepeni i 3. višestepeni
dok prema vrsti signala koje pojačavaju dele se na:

1. jednosmerne 2. niskofrekventne i 3. visokofrekventne

Korisno je napomenuti da JFET tranzistori imaju najveću primenu kao pojačavači jednosmernih i niskofrekventnih signala. Ređe se upotrebljavaju kao pojačavači visokofrekventnih signala.



Pogledajmo na sl.2.6 tri pojačavača sa različitom prirodom aktivnih elemenata koji treba da pojačaju istu vrednost i vrstu po-



sl.2.6

vni elementi pentode je izlišno.

2.2 Jednosmerni pojačavači sa JFET-tranzistorima

Osnovna svrha jednosmernih pojačavača uopšte je da pojačavaju struje, odnosno napone bez obzira kako se polako menjali s vremenom. U ekstremnim i ujedno najvažnijim slučajevima pojačavaju jednosmerne struje, odnosno napone. Stoga se u ovakvim pojačavačima izbegavaju reaktivni elementi: kondenzatori i transformatori, jer guše signale vrlo niskih frekvencija. U pojačavaču naizmeničnih signala t.č. pojačavaču, reaktivni elementi efektivno odeljuju naizmenične komponente od jednosmernih. Jednosmerni višestepeni pojačavač sa bilo koja dva pojačavačka stepena sadržavao bi sve elemente kao na sl. 2.6c osim kondenzatora.

Za jednosmerne pojačavače uopšte, tako i za pojačavače sa JFET-om zanimljiv je najmanji nivo signala koji treba pojačati i pomak radne tačke. Najmanji nivo signala je određen šumom tranzistora i može se smanjiti izborom tranzistora sa malim vlastitim šumom i izborom radne tačke sa malim nivoom energije. Ovaj efekat kod jednosmernih pojačavača sa JFET-om je mali zbog prirode ovih elemenata, jer im je šum mali.

budnog signala: na istoj slici pod a. su dva stepena nekog višestepenog pojačavača sa pentodama, pod b. sa PNP tranzistorima i pod c sa JFET tranzistorima.

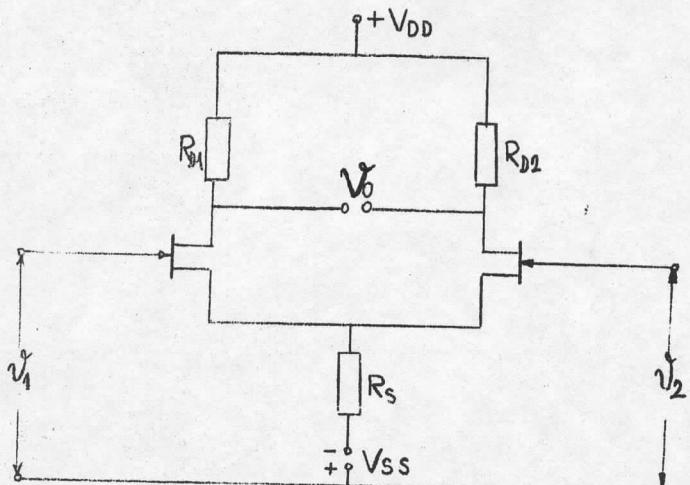
Razlika konstrukcionala je odmah uočljiva, a da ne govorimo o kvalitetu pojačanja. Tako naprimjer otpornici R_1 i R_2 kod bipolarnog tranzistora su neophodni dok kod tranzistora sa efektom polja odnosno JFET-a su suvišni, a upoređivanje sa pojačavačem gde su akti-

Pomak radne tačke je osnovni problem jednosmernih pojačavača zbog toga što nema razlike između jednosmernih prednapona i signala i nismo sigurni da li je pomak nastao zbog signala ili zbog nekog drugog uzroka. U ovome je i kontradikcija jednosmernih pojačavača: traži se pojačanje jednosmernog signala, a krajnje je nepoželjno pojačanje promene jednosmernog prednapona.

Pomak radne tačke-drift u prvom redu je posledica promena parametara tranzistora. Uzroci promena parametara su različiti: temperatura, starenje, promena u naponima napajanja kola i drugi. Uticaj temperature kod jednosmernih pojačavača sa JFET-om je neznatan ako se radna tačka izabere za nulti temperaturski koeficijent, jednačina 1.37. Međutim ima više mogućnosti da se utiče na pomak radne tačke, a svi se oni zasnivaju na konstrukcionoj prirodi pojačavača ili na načinu sprezanja pojačavačkih stepena. Jedan dosta primenljiv jednosmerni pojačavač koji ima osobinu da smanjuje uticaj drifta upravo zahvaljujući načinu sprezanja pojačavačkih stepena, je *d i f e r e n c i j a l n i p o j a č a v a č*. Detalna analiza ovog pojačavača biće razmatrana u sledećem paragrafu.

2.2.1 Diferencijalni pojačavač

Sprezanjem dava jednosmerna jedostepena pojačavača source-spregom preko jednog termogenog otpornika R_S daje dvostepeni pojačavač sa dva ulaza i jednim izlazom. Na sl.2.7 data je princi-



jelna šema jednog simetričnog diferencijalnog pojačavača. Ovo je ustvari takav pojačavač koji vrši pojačanje razlike dvaju pobudnih signala tj.

$$V_0 = A_D [V_1 - V_2] \quad 2.10$$

ili

$$V_0 = V_{01} - V_{02} \quad 2.11$$

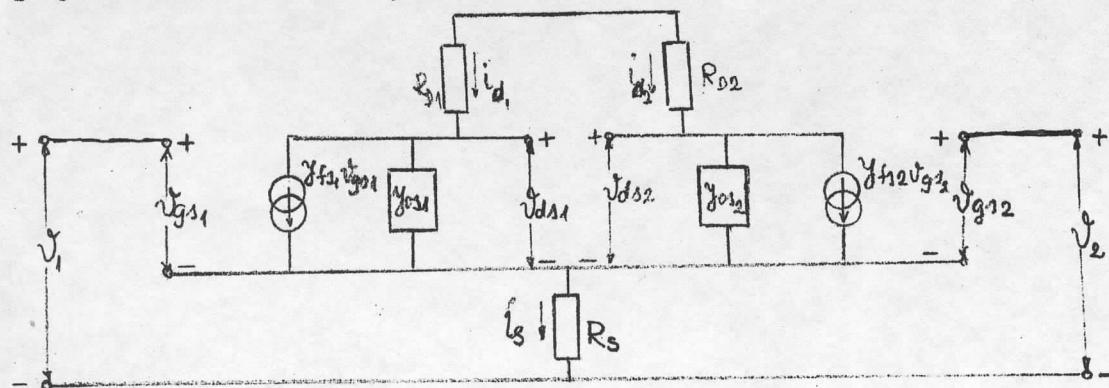
gde je

$$V_{01} = A_{D1} [V_1 - V_2] \quad i \quad V_{02} = A_{D2} [V_1 - V_2] \quad 2.12$$

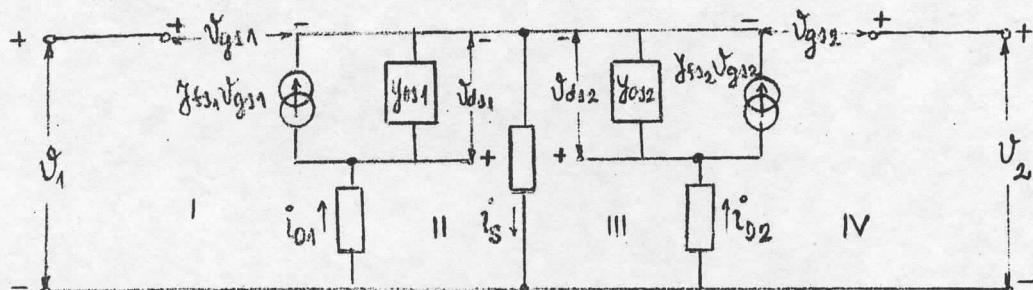
Pobuđivanje može biti: s i m e t r i č n o - kada se pobudni napon deli na dva jednaka dela ili se deli u nekom odnosu i a s i m e t r i č n o - kada je pobuđivan jedan od ulaza, a drugi kratko spojen na masu.

Pojačani izlazni naponi mogu se uzimati između odvoda prvog i drugog tranzistora i između odvoda prvog, odnosno drugog tranzistora i mase. Da bi našli izraze za sve ove slučajevе posmatrajmo najopštiji slučaj, kada kada pobudne napone dovodimo na oba ulaza u nekom odnosu. Posle neće biti teško preći na posebne slučajevе.

Potražimo ekvivalentnu šemu stvarne šeme diferencijalnog pojačavača sa sl.2.7.



Ova ekvivalentna šema je ispravna, ali nije najpogodnija za prenu Kirchoff-ovih pravila, te u tu svrhu nacrtajmo je nešto drugačije



Ovde se jasno uočavaju četiri konture i tri čvora, prema tome očekujemo sedam jednačina sa isto toliko nepoznatih.

$$i_{d1} - y_{f11}V_{g11} - y_{os1}V_{d11} = 0 \quad 2.13$$

$$I \text{ K.P} \quad i_{d2} - y_{f12}V_{g12} - y_{os2}V_{d12} = 0 \quad 2.14$$

$$i_{d1} + i_{d2} - i_s = 0 \quad 2.15$$

$$II \text{ K.P} \quad \text{kontura I} \quad V_1 - V_{g11} + V_{d11} + i_{d1}R_{01} = 0 \quad 2.16$$

$$\text{II} \quad -i_{d1}R_{D1} - V_{ds1} - i_g R_s = 0 \quad 2.17$$

$$\text{III} \quad i_s R_s + V_{ds2} + i_{d2} R_{D2} = 0 \quad 2.18$$

$$\text{IV} \quad -i_{d2} R_{D2} - V_{ds2} + V_{gs2} - V_2 = 0 \quad 2.19$$

Rešimo ovaj sistem jednačina po i_{d1} i i_{d2} . Nepoznate su: V_{gs1} , V_{gs2} , V_{ds1} , V_{ds2} , i_{d1} , i_{d2} , i_s . Eliminacijom i_s iz jednačine 2.15 i V_{gs1} , V_{gs2} , V_{ds1} , i V_{ds2} iz jednačina 2.16, 2.17, 2.18 i 2.19 i zamenom u jednačine 2.13 i 2.14 dobijamo:

$$i_{d1} [1 - Y_{f11} R_{D1} + (Y_{f11} + Y_{o11})(R_{D1} + R_s)] + (Y_{f11} + Y_{o11}) i_{d2} R_s - Y_{f11} V_1 = 0 \quad 2.20$$

$$i_{d2} [1 - Y_{f12} R_{D2} + (Y_{f12} + Y_{o12})(R_{D2} + R_s)] + (Y_{f12} + Y_{o12}) i_{d1} R_s - Y_{f12} V_2 = 0 \quad 2.21$$

Sveli smo ceo sistem samo na dve jednačine sa dve nepoznate i njihovim rešenjem dobijamo:

$$i_{d1} = \frac{Y_{f11} [1 + Y_{o12} R_{D2} + (Y_{f12} + Y_{o12}) R_s] V_2 - (Y_{f11} + Y_{o11}) Y_{f12} R_s V_1}{[1 + Y_{o11} R_{D1} + (Y_{f11} + Y_{o11}) R_s][1 + Y_{o12} R_{D2} + (Y_{f12} + Y_{o12}) R_s] - (Y_{f11} + Y_{o11})(Y_{f12} + Y_{o12})} \quad 2.22$$

$$i_{d2} = \frac{Y_{f12} [1 + Y_{o11} R_{D1} + (Y_{f11} + Y_{o11}) R_s] V_1 - (Y_{f12} + Y_{o12}) Y_{f11} R_s V_2}{[1 + Y_{o11} R_{D1} + (Y_{f11} + Y_{o11}) R_s][1 + Y_{o12} R_{D2} + (Y_{f12} + Y_{o12}) R_s] - (Y_{f11} + Y_{o11})(Y_{f12} + Y_{o12})} \quad 2.23$$

Imenioci u jednačinama 2.22 i 2.23 su isti bez obzira na razlike u parametrima tranzistora i razlika u vrednosti struje i_{d1} i i_{d2} potiče samo od nejednakosti parametara tranzistora koji figurišu u brolocu. Ova činjenica u praksi uvek je prisutna i stoga nismo nikada u mogućnosti postići idealno simetriranje, a time i idealni diferencijalni pojačavač.

Pojačani napon V_o na izlazu možemo dobiti prema jednačini 2.11 znajući da je

$$\begin{aligned} V_{O1} &= i_{d1} R_{D1} \\ i & \\ V_{O2} &= i_{d2} R_{D2} \end{aligned} \quad 2.24$$

gde su R_{D1} i R_{D2} radni otpori, a i_{d1} i i_{d2} struje date jednačinama 2.22 i 2.23. I sada se jednačina 2.11 svodi na

$$V_O = i_{D1} R_{D1} - i_{D2} R_{D2} \quad 2.25$$

Da bi dobili zavisnost V_O od pobudnih signala nužno je predpostaviti da su parametri $y_{f1}=y_{f2}=y_{t1}$ i $y_{o1}=y_{o2}=y_{o3}$ i $R_{D1}=R_{D2}=R_D$ sada jednačine 2.22 i 2.23 se svode na

$$i_{D1} = \frac{y_{f1} \left\{ \left[\left(\frac{1}{y_{o3}} + R_D \right) + \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S \right] V_1 - \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S V_2 \right\}}{\left(1 + y_{o3} R_D \right) \left[\left(\frac{1}{y_{o3}} + R_D \right) + 2 \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S \right]} \quad 2.26$$

i

$$i_{D2} = \frac{y_{f1} \left\{ \left[\left(\frac{1}{y_{o3}} + R_D \right) + \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S \right] V_2 - \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S V_1 \right\}}{\left(1 + y_{o3} R_D \right) \left[\left(\frac{1}{y_{o3}} + R_D \right) + 2 \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S \right]} \quad 2.27$$

Zamenom 2.26 i 2.27 u jednačinu 2.25 dobijamo konačnu jednačinu izlaznog napona V_O u funkciji razlike pobudnih signala tj.

$$V_O = \frac{y_{f1} R_D}{1 + y_{o3} R_D} (V_1 - V_2) \quad 2.28$$

Iz jednačine 2.28 se vidi da je pojačani signal linearna funkcija razlike dvaju pobudnih signala-napona, pa je ovaj pojačavač linearan. Koeficijent uz nepoznatu ($V_1 - V_2$) je konstanta za datu radnu tačku, a ima oblik kao jednačina 2.7. Ovo je ustvari sopstveno dinamičko pojačanje bilo kog stepena nekog pojačavača sa JFET-om.

U praktičnoj upotrebi diferencijalnog pojačavača najčešće se uzima napon između dva odvoda tj. V_O . Međutim rekli smo da se pojačani naponi mogu skidati sa odvoda prvog, odnosno drugog tranzistora i mase. Interesantno je naći analitičke izraze za ova dva pojačanja.

Kako je prema jednačini 2.24 $V_{O1} = i_{D1} R_{D1}$ i $V_{O2} = i_{D2} R_{D2}$, to zamenom jednačine 2.26 i 2.27 u ove obrasce nećemo dobiti pojačanje oblika 2.28 bez još jedne predpostavke. U jednačinama za struju 2.26 i 2.27 figurišu u zbiru dva člana: $\left(\frac{1}{y_{o3}} + R_D \right) + \left(1 + \frac{y_{f1}}{y_{o3}} \right) R_S$. U radnom režimu diferencijalnog pojačavača drugi član je 20 do 50 puta veći od prvog, te prvi možemo zanemariti u odnosu na drugi i struje sada postaju

$$i_{D1} = \frac{y_{f1}}{2(1 + y_{o3} R_D)} [V_1 - V_2] \quad 2.29$$

i

$$i_{D2} = \frac{-y_{f1}}{2(1 + y_{o3} R_D)} [V_1 - V_2] \quad 2.30$$

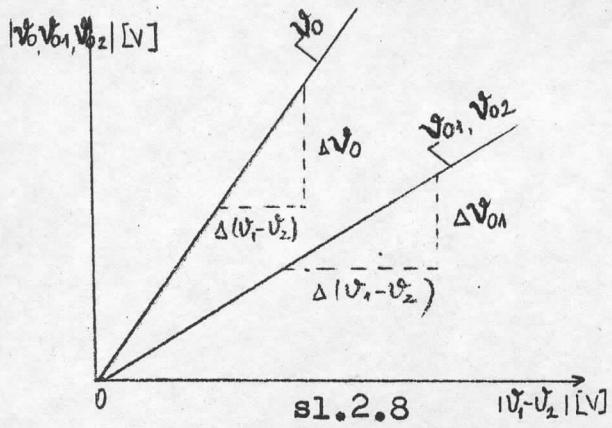
Zamenom u 2.24 za $R_{D1} = R_{D2} = R_D$, jednačine 2.29 odnosno 2.30 dobijamo

$$V_{01} = \frac{y_{t1} R_D}{2(1 + y_{t1} R_D)} [V_1 - V_2] \quad 2.31$$

i

$$V_{02} = \frac{-y_{t2} R_D}{2(1 + y_{t2} R_D)} [V_1 - V_2] \quad 2.32$$

Iz jednačina 2.28, 2.31 i 2.32 direktno se vidi da su pojačani naponi V_{01} , V_{02} i V_{012} linearne funkcijerazlike pobudnih napona V_1 i V_2 . Istina pri izvođenju jednačine 2.28 nije bilo potrebno predpostavljati da je $(\frac{1}{y_{t1}} + R_D) \ll (1 + \frac{y_{t2}}{y_{t1}}) R_D$, što je bilo nužno pri izvođenju jednačine za V_{01} i V_{02} , to i tačnost jednačine 2.28 je veća. Prema jednačinama 2.31 i 2.32 pojačanje je za faktor 2 manje od pojačanja u jednačini 2.28. Ako bi smo ove tri funkcije prikazali izgledale bi kao na sl.2.8.



Kao što ćemo videti linearost je ograničena radnim uslovima, tj. linearost se gubi prelaženjem radne tačke u nesaturisanu oblast izlaznih karakteristika datog JFET-a. Znači linearost je zagarantovana za pojačanje malih signala.

Postoje dva načina za izračunavanje kod diferencijalnog pojačavača: 1- ako znamo tačne vrednosti parametara y_{t1} i y_{t2} za datu radnu tačku i vrednost radnog otpornika R_D i prostom zamenom vrednosti u sledeću jednačinu izračunamo

$$A_D = \frac{y_{t1} R_D}{1 + y_{t2} R_D} \quad 2.33$$

2.-grafičkim putem, traženjem odnosa $\frac{\Delta V_0}{\Delta(V_1 - V_2)}$ kao što pokazuje sl.2.8. Prvi način je dosta dobar ali je teško praktično ostvarljiv iz prostog razloga što neznamo tačne vrednosti veličina koje figurišu jednačini za pojačanje. Drugi način je dosta pouzdan, a i mnogo je praktičniji, jer nam nije teško naći kruvu pojačanja i iz nje odrediti. Ovaj metod je dobar i zbog toga što je netačnost u određivanju parametara izbegнута.

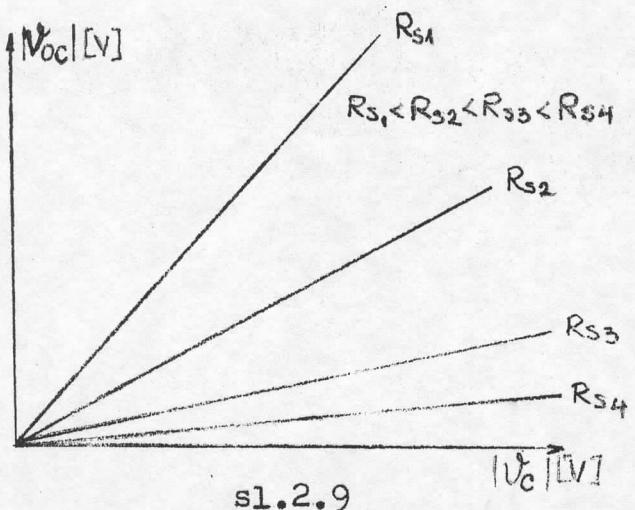
Do sada je bilo reči samo o simetričnom pobudivanju napona nekom odnosu. Međutim, za dobijanje vrednosti izlaznih pojačanih napona V_0 , V_{01} i V_{02} pobudivanjem samo na jednom ulazu dok je drugi kratko spojen na masu, koristiti možemo jednačine 2.28, 2.31 i 2.32 stišto V_1 ili V_2 izjednačimo s nulom.

U stvarnom i ekvivalentnom kolu kolu diferencijalnog pojačavača figuriše otpornik R_S , a nema ga u krajnjem obrascu jednačine 2.28. Postavlja se logično pitanje kakva je njegova uloga u ovom pojačavačkom skolpu? Odgovor na ovo pitanje neka da sledeća analiza.

Pri izračunavanju V_0 , V_{01} i V_{02} pretpostavili smo da se radi o idealnom diferencijalnom pojačavaču tj. da su parametri tranzistora identični. Kako u stvarnosti to nikada nije slučaj, jednačine 2.28, 2.31 i 2.32 su aproksimativne i važe samo uz date predpostavke. Posmatrajmo slučaj kada na oba ulaza jednovremeno dovodimo iz istog izvora signal, tj. kada je $V_1 = V_2 = V_C$. Za ovaj slučaj prema jednačini 2.28 V_0 je uvek jednak nuli, dok u stvarnosti napon V_0 je uvek različit od nule. Ovu tvrdnju potkrepljimo činjenicom. U jednačinama 2.22 i 2.23 stavimo da su $V_1 = V_2 = V_C$ i tako dobijene jednačine uvrstimo u 2.25 dobijamo

$$V_{OC} = \frac{\{(Y_{f11} - Y_{f22}) + (Y_{f11}Y_{f22} - Y_{f22}Y_{f11})/(2(R_S + R_D)\}\cdot R_D \cdot V_C}{\left\{ \frac{1}{R_S} + (Y_{f11} + Y_{f22})\frac{R_D}{R_S} + \frac{Y_{f11}Y_{f22}R_D^2}{R_S} + Y_{f11} + Y_{f22} + Y_{f12} + Y_{f21} + [Y_{f22}/(Y_{f11} + Y_{f22})] + Y_{f11}(Y_{f22} + Y_{f12}) \right\} R_D} \quad 2.34$$

Ovaj napon smo označili sa V_{OC} iz razloga što se radi o jednom zajedničkom ulazu /common input/. V_{OC} je sigurno nula za identične elemente. Kako identičnost parametara je teško i niko praktično ostvarljiva to je broilac uvek različit od nule za konačne vrednosti otpora R_S . Naša je težnja očigledno da učinimo ovu veličinu što manjom u praksi. Na parametre JFET-a ne možemo u smislu njihove izrade, već je moguće iz iste serije tražiti dva najsličnijih karakteristika, a i tim najpričinjih parametara. Kako veličina V_{OC} prema jednačini 2.34 obrnuto proporcionalno zavisi od otpora R_S to povećavanjem otpornosti za source spregu rapidno utičemo na smanjenje V_{OC} . Sl.2.9 pokazuje kako V_{OC} zavisi od V_C za različite vrednosti R_S . Možemo dakle zaključiti da R_S direktno ne utiče na pojačanje već da je njegov udio u pojačanju posredan, tj. utiče na kvalitet pojačanja u smislu smanjenja razlike među parametrima. Prema to-



me V_{OC} predstavlja smetnju i R_S je taj koji smanjuje njegovu vrednost.

Zaista konstrukciono rešenje ovog kola bilo bi najprostije, ako bi kvalitet pojačanja zavisio samo od velikih vrednosti otpora R_S bez drugih posledica. Tako velike vrednosti

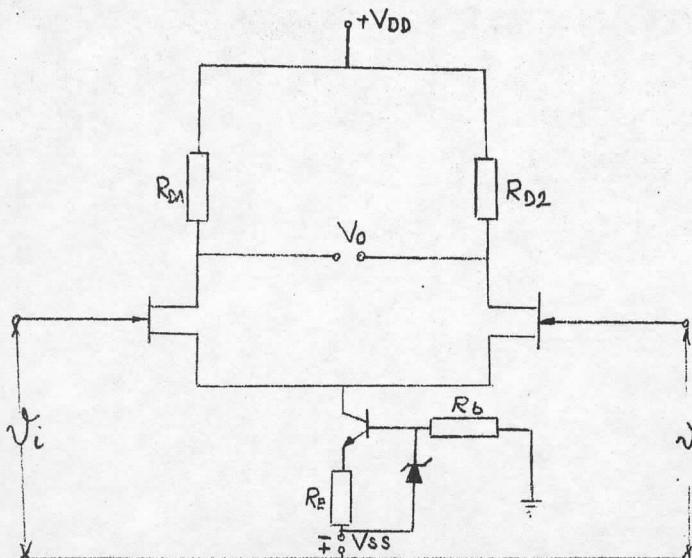
R_S povlači za sobom smanjenje struje odvoda što uzrokuje pomeranje radne tačke iz svog unapred definisanog položaja. Stoga povećanje R_S prati povećanje napona baterije V_{SS} iz razloga da bi radni uslovi bili zadovoljeni sl.2.7. Ovu tvrdnju opisuje jednačina:

$$V_{GS} = V_{SS} - I_S R_S \quad 2.35$$

gde je V_{GS} napon kapija-izvor koji mora biti konstantan za nulte vrednosti napona na ulazima, odnosno u jednačini 2.35, jer je ovim naponom pored struje I_D i napona V_{DS} definisana radna tačka. Struja I_S je jednaka dvostrukoj vrednosti struja I_D , odnosno zbiru I_{D1} i I_{D2} . Prema jednačini 2.35 da bi leva strana ostala konstantna što je nužno, to povećanje R_S uz konstantnu struju I_S , moramo povećavati napon napajanja V_{SS} . Povećanje V_{SS} je ograničeno maksimalno dozvoljenim naponima datog JFET-a ugrađenog u ovom sklopu.

diferencijalni pojačavač sa konstantnim izvorom struje

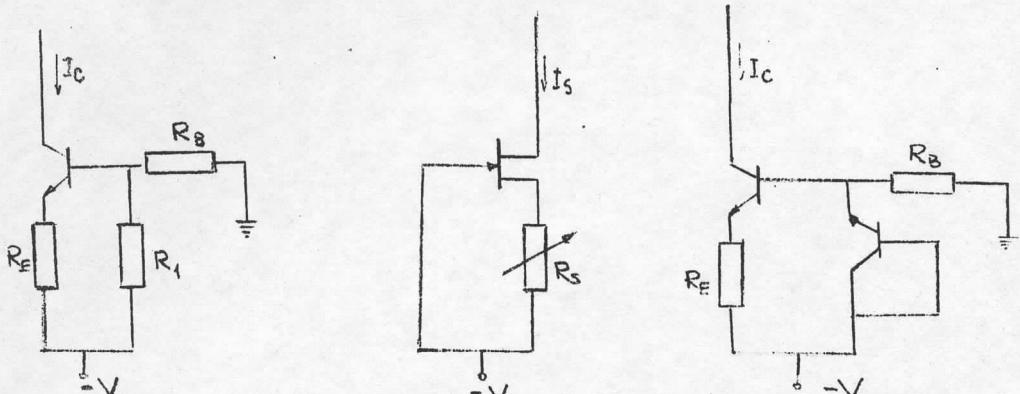
Da bi izbegli nepraktično velike vrednosti napona napajanja V_{SS} , umesto otpornika R_S može se staviti izvor konstantne struje. To može biti jedan od konstantnih strujnih izvora prikazanih na sl.2.11. Dok na sl.2.10 pokazana je principjelna šema diferencijalnog pojačavača sa konstantnim strujnim izvorom, gde ulogu strujnog generatora ima NPN tranzistor. Otpornik R_S znači zamenjen je unutrašnjom otpornošću NPN tranzistora $\frac{1}{h_{oe}}$. U izlaznim karakteristikama NPN tranzistora potrebno je odabrati onu radnu tačku za koju je struja I_C jednaka dvostrukoj vrednosti struje I_D odnosno jednaka struji I_S . Zener dioda služi da drži dovoljan prednapon za definisanu radnu tačku. Ekvivalentna šema



sl.2.10

kola sa sl.2.10 neće se u principu razlikovati od ekivalentne šeme kola sa sl.2.7 te jednačine 2.22 i 2.23 ostaju u važnosti stoma razlikom što umesto otpora R_S stoji $\frac{1}{h_{oe}}$. Za rad sistema ka sl.2.10 potreban je mali napon baterije V_{SS} . Time su velike vrednosti napona izbegnute, a postignut je bolji efekat u pojačanju. U praksi istina ovakvo kolo zahteva više elemenata koji utiču na temperatursku stabilizaciju radne tačke NPN tranzistora.

Na sl.2.11 pokazano je nekoliko praktičnih načina realizacije konstantnog strujnog izvora kod diferencijalnog pojačavača.

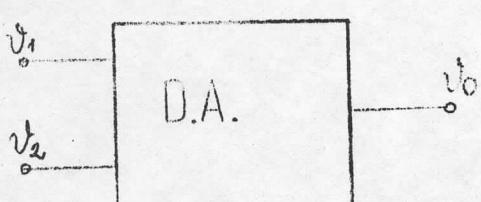


sl.2.11

-koeficijent dobrote ili CMRR

Rekli smo da je diferencijalni pojačavač jedno linearno pojačavačko sredstvo sa dva ulaza i jednim izlazom, što se može predstaviti šemom sl.2.12. Napon na izlazu različit je od

nule pri bilo kakvom pobudivanju diskutovanim ranije i može se napisati u obliku linearne kombinacije pojačanih signala kada su dovedeni iz različitih izvora na oba ulaza i pojačanog signala dovedenog iz istog



sl.2.12

izvora na oba ulaza, tj.

$$V_0 = A_D V_D + A_C V_C \quad 2.36$$

gde je $V_D = V_1 - V_2$ i $V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}$. A_D pojačanje razlike dvaju signala i nezavisno je od otpora R_S , dok je A_C pojačanje napona dovedenog iz istog izvora, a zavisi od vrednosti R_S prema jednačini 2.34. Napišimo jednačinu 2.36 u obliku

$$V_0 = A_D V_D \left(1 + \frac{1}{A_D/A_C} \frac{V_C}{V_D} \right) \quad 2.37$$

gde je odnos $A_D/A_C = CMRR$ i predstavlja koeficijent dobrote diferencijalnog pojačavača i on je merilo kvaliteta pojačanja. Pojačavač je u toliko bolji u koliko je je ovaj faktor veći, jer zavisnost napona na izlazu V_0 prema jednačini 2.37 je manje od drugog člana. U stručnoj literaturi ovaj odnos A_D/A_C poznat je kao common-mode rejection ratio ili skraćeno CMRR i daje se u dB. Numerički se CMRR može dobiti iz obrasca

$$CMRR = 20 \log \frac{A_D}{A_C} [\text{dB}] \quad 2.38$$

gde je A_C dato jednačinom 2.34, a A_D dobijeno prema jednačini 2.26 za slučaj $V_1 = -V_2$. Prema tome možemo pisati da je sada

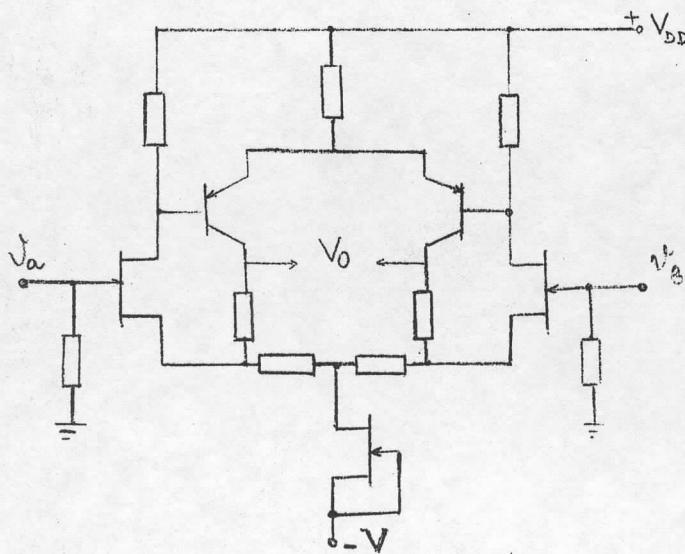
$$CMRR = 20 \log \frac{\frac{Y_{f11} + Y_{f12} + (Y_{f11}Y_{m2} + Y_{f12}Y_{m1})R_D + (2Y_{f11}Y_{f12} + Y_{f12}Y_{m1} + Y_{f11}Y_{m2})2R_S}{(Y_{f11} - Y_{f12}) + (Y_{f11}Y_{f12} - Y_{f12}Y_{m1})(2R_S + R_D)}}{2.39}$$

Dakle koeficijent dobrote ili CMRR će biti u toliko veći u koliko se parametri tranzistora manje razlikuju. Praktično i ovdavde vidimo da je najbolji onaj pojačavač sa identičnim pojačavačkim stepenima vezan na principu diferencijalnog pojačavača. Vrednost za CMRR u dB vrlo brzo dobijamo zamenom izmerenih vrednosti A_C i A_D u jednačinu 2.38.

2.2.2 Primena diferencijalog pojačavača

Rekli smo da je diferencijalni pojačavač jedno linearno pojačavačko sredstvo koje služi za pojačanja jednosmernih si-

gnala i našao je primenu kod mernih uređaja. Ova najvažnija primena potiče od ranije cevne elektronike gde je najvišu i isključivu primenu nalazio kod cevnih voltmetara. Danas se isključivo prizvode diferencijalni pojačavački sistemi sa bipolarnim ili FET tranzistorima a imaju istu namenu kao diferencijalni pojačavači sa cevima. Međutim česta je kombinacija pojačavačkih stepena u tzv. operacionim pojačalima, gde i u tim sistemima diferencijalni pojačavač našao svoju praktičnu primenu. Na sl.2.13



sl.2.13

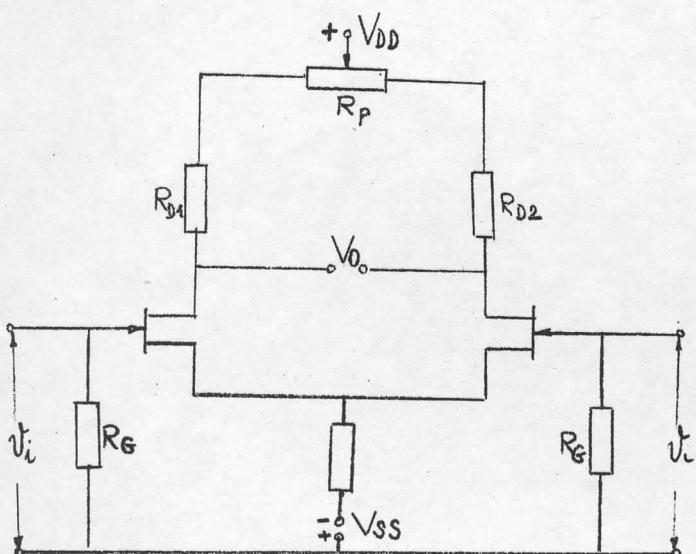
pokazan je jedan hibridni diferencijalni pojačavač, kao jedan pojačavački stepen kod operacionih pojačavača. U našem slučaju spregnutā su praktično dva diferencijalna pojačavačka stepena jedan sa JFET a drugi sa PNP tranzistorima.

Ovakva hibridna veza omogućuje veće pojačanje dovedenog signala, ali zavisnost od pojačanja srednje vrednosti signala je jače izražena i faktor dobrote CMRR je relativno mali.

G L A V A III

3. KONSTRUKCIJA DIFERENCIJALNOG POJAČAVAČA SA JFET-OM

Za konstrukciju diferencijalnog pojačavača koristićemo šemu sa sl.3.1 koja se u principu nerazlikuje od šeme sa sl.2.7



sl.3.1

Ova šema obuhvata sve one elemente koji su potrebni da bi mogli proveriti neke teorijske tvrdnje iznese-ne u Glavi II. Da bi aparat nesmetano radio nužno je sve elemente koje obuhvata kolo sl.3.1 proračunati, odnosno naći njihove numeričke vrednosti. Za neke elemente kola to će ići lako, dok za druge neće. Tako naprimjer otpornici R_G mogu uzimati vrednosti od 1 M Ω iz razloga male struje I_G koja ima vrednost oko 0,5 mA. U teoriji diferencijalnog pojačavača naglasili smo da je pojačavač u toliko bolji u koliko su tranzistori bolje upareni. Znači potrebno je iz iste serije odabrati dva sa naj-sličnijim karakteristikama, te je stoga nužno snimiti karakteristike više njih i prostim poređenjem vrednosti struja I_D za date vrednosti napona V_{DS} i V_{GS} , uzeti ona dva čije se truje najmanje međusobno razlikuju. Vrednosti za radne otore i otpor za "source" spregu R_S izračunavamo iz izlaznog i ulaznog kola sl.3.1 posle odabrane radne tačke. Vrednosti za napone napajanja V_{DD} i V_{SS} uzimamo u granicama dozvoljenih napona JFET-a.

Kasnije, umesto otpornika R_S biće korišćen diferencijalni pojačavač sa izvorom konstantne struje, te je za određivanje radnih uslova NPN tranzistora potrebno poznavati njegov spektar karakteristika.

Celokupni spektar karakteristika N-kanalnog silicijumskog JFET-a BFw-10 firme PHILIPS za tri ova tranzistora sa opisom načina snimanja, dat je u PRILOGU III. U istom prilogu

dat je spektar karakteristika u okolini radne tačke za bipolarni BC 109 firme EI-Niš.

3.1 Odabiranje radnih uslova i izračunavanje elemenata kola

a. izbor tranzistora

Pre no što pristupimo izboru radne tačke, potražimo dva tranzistora sa najpribližnijim vrednostima struje I_D za date vrednosti napona V_{DS} i V_{GS} , sa već snimljenih karakteristika triju BFW-10 tranzistora /Prilog III/. Kako je u Prilogu III prikazan ceo spektar karakteristika za sve tranzistore, to se prostim poređenjem da uočiti sličnost ili razlika. Međutim takav kriterijum nije egzaktan i najbolje je da u delu karakteristika gde mislimo da će nam ležati radna tačka uzmemu nekoliko vrednosti struja za date napone V_{DS} i V_{GS} i upoređivanjem sa strujama drugih tranzistora za iste vrednosti napona našli koliko se procentualno razlikuju. U našem slučaju dovoljno će biti poređenje dveju vrednosti struja za iste vrednosti napona iz razloga što je sličnost-razlika i onako uočljiva.

Uzmimo naprimer koliko se struje I_D razlikuju BFW-10_a i BFW-10_b za napone $V_{DS} = 8 \text{ V}$ i $-V_{GS} = 2 \text{ V}$. Struja $I_{Da} = 2,82 \text{ mA}$, a $I_{Db} = 2,40 \text{ mA}$, dok struja trećeg tranzistora $I_{Dc} = 3,36 \text{ mA}$ za iste napone. Razlika u procentima ciklično je 17,5%, 40,0% i 19,1%. Znači uzimamo dva tranzistora sa 17,5% razlikom u strujama.

b. izbor radne tačke

Pri izboru mesta za radnu tačku u spektru karakteristika nekog tranzistora rukovodimo se pre svega tim šta se želi postići takvim izborom. Kako nam je kod diferencijalnog pojačavača cilj da pojačamo mali jednosmerni signal i da pri tom pojačani signal bude linearan, to biramo ono mesto za radnu tačku koje će osigurati da za svo vreme rada pojačavača bude zadovoljen taj uslov. To u stvari eksplicitno znači da nije dovoljno samo da skup vrednosti napona i struja skrotni je radna tačka određena ne prelazi granice dozvoljenih struja i napona na tra-

nzistora, već da radna tačka u toku rada pojačavača ne zalaže u nelinearni deo karakteristika. Prema tome je najbolje mesto za radnu tačku u oblasti saturacije za veće vrednosti napona $-V_{GS}$, tj. u donjem delu karakteristika. Negativnije vrednosti napona V_{GS} uzimamo iz dva razloga: prvo, osiguravamo da napon V_{GS} uvek bude negativan za bilo koje pozitivne vrednosti jedno-smernog signala; i drugo, smanjujemo mogućnost bržeg zalaska m-dne tačke u nelinearni deo karakteristika za iste vrednosti napona V_{DS} , prema jednačini 1.18. Za napon V_{DS} uzima se ona vrednost koja omogućuje da se radna tačka nađe na sredini linearног dela karakteristika, za nulte vrednosti signala. To je zadovoljeno za vrednosti $V_{DS} = 8$ V i tim je numerički određena jedna veličina koja definiše radnu tačku. Određivanjem i druge $-V_{GS}$, automatski je određena i treća veličina, struja I_D .

Ovako snimljen spektar karakteristika /Prilog III/ je dosta grub i ne omogućuje nam pouzdano nalaženje krive na kojoj će ležati radna tačka. Razmak između dveju krivih je 0,5 V, a to je nedovoljno ako želimo da nam radna tačka leži naprimjer na krivoj $-V_{GS} = 2,10$ V. Zato ćemo sada snimati "gušći" spektar krivih, tj. s vrednostima napona $-V_{GS}$ od po 0,10 V, ali samo za onu oblast karakteristika gde smo gornjom analizom predpostavili -predvideli da će ležati radna tačka i za one tranzistore koje smo odabrali. Ovako detaljni snimak karakteristika ima i druge prednosti: omogućuje brže i lakše određivanje parametara y_{fs} i y_{os} , jer se oni određuju isključivo grafički, zatim daju pre-gledniji prelaz iz saturisane u nesaturisanu oblast. U Prilogu III ucrtan je takođe detaljni snimak karakteristika za BFW-10_a i BFW-10_b za okolinu radne tačke sa ucrtanom radnom tačkom i radnom pravom. Znači uzeli smo da nam radna tačka leži na krivoj $-V_{GS} = 2,70$ V. Prema tome radna tačka određena je sa:

$$V_{DS} = 8 \text{ V}, \quad -V_{GS} = 2,70 \text{ V} \quad \text{i strujama} \quad I_D = 1,15 \text{ mA za BFW-10}_a \\ \text{i} \quad I_D = 0,82 \text{ mA za BFW-10}_b.$$

Da smo dobro odabrali radnu tačku vidi se iz dinamičke karakteristike /Prilog III/, gde je radna tačka tačno ne-gde na sredini jedne i druge krive. Dinamičku karakteristiku dobijamo tako što na apscisu nanosimo one vrednosti $-V_{GS}$ koje odgovaraju tačkama preseka statičkog pravca i date krive $-V_{GS}$, a na ordinatu struju I_D koja je određena tim presekom.

c. određivanje parametara y_{fs} i y_{os}

Gornjom analizom odredili smo vrednosti za statičku radnu tačku. Međutim, rekli smo da u toku rada tranzistora ova tačka menja svoju vrednost, tj. šeta duž radnog pravca. Na taj način dolazi i do promene u vrednostima parametara, te je i njihovo tačno određivanje nedostupno i zato dajemo približnu gornju granicu vrednosti. Za naš slučaj ograničenja za parametre su:

$$y_{fs} < 3 \text{ K}\Omega^{-1} \text{ i } y_{os} < 3 \times 10^{-2} \text{ K}\Omega^{-1}$$

Diferencijalni pojačavač je takvo diferencijalno pojačavačko sredstvo kod koga promene parametara ne utiču na pojačanje signala, jer se promene parametara međusobno poništavaju. Ova pojava je sve izraženija u koliko su tranzistori upareniji. Imajući ovo u vidu biće dovoljno naći parametre samo za jednu definisanu radnu tačku. Znači odredimo koliko je y_{fs} , y_{os} i y_{fs} , y_{os} za našu izabranu radnu tačku.

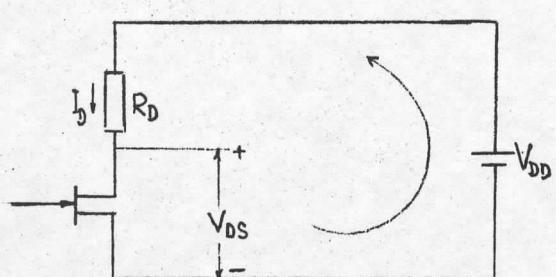
Po definiciji je $y_{fs} = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right)_{V_{DS}=\text{kon.}}$ i $y_{os} = \left(\frac{\Delta I_D}{\Delta V_{DS}} \right)_{V_{GS}=\text{kon.}}$. Nadimo promenu napona V_{GS} i struja I_D za približno celu oblast šetanja radne tačke uz konstantan napon V_{DS} . Dok se napon V_{GS} promenio za 0,6 V struja I_{Da} se promenila za 1,29 mA /indeks a i b se odnose na grafik tranzistora BFW-10_a, odnosno BFW-10_b / tako da je $y_{fs} = 1.15(\text{K}\Omega)^{-1}$. Dok se napon V_{VS} promenio za 16 V, za konstantan $-V_{GS} = 2,70$ V, promena struje $I_{Da} = 0,36$ mA. Prema tome je $y_{os} = 2,12 \times 10^{-2}(\text{K}\Omega)^{-1}$. Obzirom da se određivanja vrše grafički to su neizbežne greške pri radu. Nadimo kolike su relativne greške za y_{fs} i y_{os} , koje su nastale usled greške u očitavanju struja I_{Da} i I_{Db} . Neka je greška u očitavanju struje od 0,06 mA. Pri tom smo načinili grešku od $\pm \Delta y_{fs} = 0,10(\text{K}\Omega)^{-1}$, a za $\pm \Delta y_{os} = 0,35 \times 10^{-2}(\text{K}\Omega)^{-1}$. Sada su parametri sa uračunatim greškama: $y_{fs} = (1.15 \pm 0,10)(\text{K}\Omega)^{-1}$ i $y_{os} = (2,12 \pm 0,35) \times 10^{-2}(\text{K}\Omega)^{-1}$. Isti postupak je za određivanje parametara drugog tranzistora, samo su ovde za iste promene napona različite promene struje i parametri će imati druge vrednosti. Greške u očitavanju su iste pa će biti greške u parametrima iste. Parametri za tranzistor BFW-10_b su: $y_{fs} = (1,85 \pm 0,10)(\text{K}\Omega)^{-1}$ i $y_{os} = (2,06$

$\pm 0,35) \times 10^{-2} K\Omega^{-1}$. Ove vrednosti ne možemo smatrati tačnim i njihova tačnost se proverava posredno, na taj način što se upoređuju neke veličine dobijene eksperimentalno sa istim veličinama dobijenim računski. Parametri će biti tačno određeni samo uslučaju da se ove veličine poklope.

d. radna prava i izračunavanje otpora R_S i R_D

U toku rada pojačavačkog sredstva radna tačka menja svoje mesto zbog promena vrednosti napona i struja kojim je određena. Šetanje radne tačke je uvek po liniji ili pravcu i tako zamišljenom pravom duž koje "šeta" radna tačka nazivamo radnom pravom. Radnu pravu crtamo tako što unapred određene vrednosti napona napajanja izlaznog kola V_{DD} nanesemo na V_{DS} -osu izlaznih karakteristika /Prilog III/ i spajanjem te tačke sa radnom tačkom i njenim produženjem do ordinate I_D dobijamo staticku radnu pravu.

Vrednosti za otpornik R_D , posle određivanja radnog pravca nije teško dobiti iz izlaznog kola prema sl.3.2. Primenom drugog Kirchoff-ovog pravila na konturu i sređivanjem



sl.3.2

dobijamo:

$$R_{Da} = \frac{V_{DD} + V_{DS}}{I_D} \quad 3.1$$

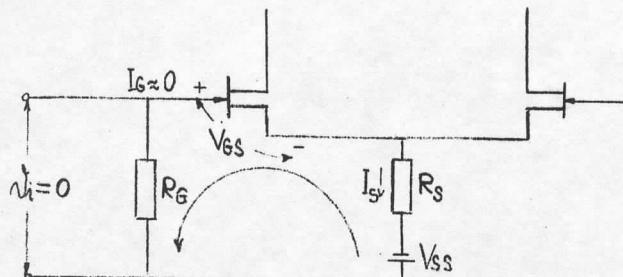
gde je $V_{DD} = 15$ V, struja $I_{Da} = 2,45$ mA, pri naponu $V_{DS} = 0$ V. Uvrštenjem ovih vrednosti u 3.1 dobijamo za $R_{Da} = 6,12$ KΩ.

Na isti način najazimo vrednosti radnog otpora za drugi tranzistor tj. BFW-10_b s tom razlikom što je ovde struja $I_{Db} = 1,75$ mA tako da je $R_{Db} = 8,6$ KΩ. Kao što vidimo radni otpori nisu isti i veća je vrednost onog otpornika koji se veže na odvod tranzistora sa manjom strujom I_D , da bi padovi napona bili isti. Prema sl.3.1 naznačen je i potenciometar za regulisanje nule na izlazu i njegovu vrednost uzimamo od 1 KΩ. Vezan je praktično redno sa radnim otporima i njegovu vrednost treba uzimati u obzir i gore izračunati otpori biće umanjeni za 0,5 KΩ.

Rekli smo u teoriji diferencijalnog pojačavača da otpor R_S ne učestvuje direktno u pojačanju, već da poboljšava kvalitet pojačavača utičući da pojani signal što manje zavisi od srednjih vrednosti. Ovaj efekat je bolji u koliko je R_S veći. Međutim prevelike vrednosti ne možemo uzimati iz razloga koje smo već naveli u teoriji diferencijalnog pojačavača. Da bi bile vrednosti R_S logične, podimo od već navedene predpostavke da je

$(1 + \frac{y_{fs}}{y_m})R_S > (\frac{1}{y_m} + R_D)$. Neka je $(\frac{1}{y_m} + R) = 0,1(1 + \frac{y_{fs}}{y_m})R_S$, gde je y_{os} izlazna admitanca, odnosno $1/y_{os}$ izlazna otpornost uzeta za radnu tačku i jednog i drugog tranzistora i nađena njihova srednja vrednost y_{fs}/y_{os} je sopstveno pojačanje uzeto za definisanu radnu tačku, i ima vrednost oko 100. $R_D = 7,3 \text{ k}\Omega$, tj. srednja vrednost od R_{Da} i R_{Db} . Odavde dobijamo za $R_S = 5,6 \text{ k}\Omega$. Ova vrednost može biti ugrađena, jer ne zahteva velike vrednosti napona V_{SS} , i sve veće vrednosti bile bi stog stanovišta nepraktične.

Sada možemo izračunati koliko je napajanje ulaznog kola, odnosno koliko je V_{SS} . Iz sl. 3.3 primenom drugog Kirchoff-ovog pravila dobijamo:



sl. 3.3

$$V_{SS} = I_S R_S + V_{GS} \quad 3.2$$

V_{GS} je napon s kojom je određena radna tačka, R_S gore izračunati otpor, a I_S zbir struja I_{D1} i I_{D2} za nađenu radnu

tačku. Zamenom u jednačinu 3.2 ovih vrednosti dobijemo za napon napajanja $V_{SS} = 8,7 \text{ V}$. U praksi najčešće raspolažemo s unapred datim naponom napajanja V_{SS} i vrednost za R_S lako određujemo iz jednačine 3.2.

3.2 Maketa diferencijalnog pojačavača

Našli smo sve vrednosti elemenata kola sa sl. 3.1 kao i radne uslove JFET-a. No, pre što pristupimo izradi pojačavačkog kola prema šemai sl. 3.1 moramo uzeti u obzir da su otpori R_{Da} i

R_{Db} ukupni otpori u izlaznim kolima i jednog i drugog pojačačačačkog stepena, a da se u stvarnoj šemi kola nalazi potenciometar od $1 \text{ k}\Omega$ vezan redno sa radnim otpornicima i zato je nužno oduzeti od izračunati vrednosti za $R_{Da} = 6,12 \text{ k}\Omega$ i $R_{Db} = 8,6 \text{ k}\Omega$ po $0,5 \text{ k}\Omega$ i sada su dobijene stvarne vrednosti otpornika koje treba ugraditi u pojačavačko kolo. To su sada otpori:

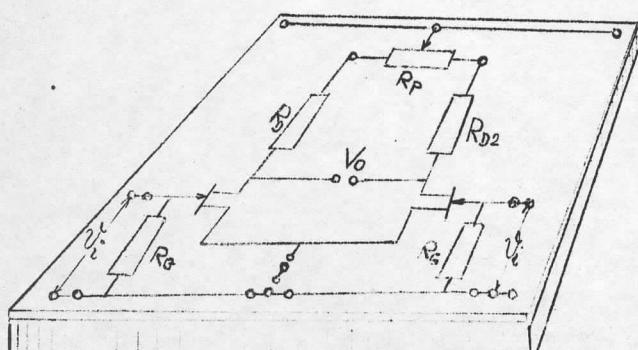
$R_{D1} = 5,62 \text{ k}\Omega$ i $R_{D2} = 8,07 \text{ k}\Omega$. Ove izračunate vrednosti za otpore treba proveriti da li se poklapaju sa nominalnim vrednostima otpornika, odnosno da li se proizvode baš tolike vrednosti. U tabeli 1 uporedene su gore izračunate vrednosti otpornika sa odgovarajućim nominalnim vrednostima i istim izmerenim vrednostima otpornika ommetrom.

Tabela 1

OTPOR	IZRAČUNATE VRED.	NOMINALNE VRED.	IZMERENE VRED.	TOLERANCIJA	RAZLIKA %	KOLIČINA
R_G	$1 \text{ M}\Omega$	$1 \text{ M}\Omega$	$1 \text{ M}\Omega$	$\pm 10\%$	0 %	2
R_{D1}	$8,07 \text{ k}\Omega$	$8,2 \text{ k}\Omega$	$8,23 \text{ k}\Omega$	$\pm 10\%$	$1,94\%$	1
R_{D2}	$5,62 \text{ k}\Omega$	$5,6 \text{ k}\Omega$	$5,6 \text{ k}\Omega$	$\pm 10\%$	$0,35\%$	1
R_S	$5,62 \text{ k}\Omega$	$5,6 \text{ k}\Omega$	$5,6 \text{ k}\Omega$	$\pm 10\%$	0 %	1

Iz tabele 1 da se uočiti da se izračunate vrednosti za otpore malo ili nikako ne razlikuju od nominalnih vrednosti. Nećemo napraviti veliku grešku ako uzmemo umesto izračunatih vrednosti odgovarajuće nominalne.

Sada tranzistore BFW-10_a i BFW-10_b kao i otpornike R_{D1} i R_{D2} , i R_G pažljivo zalemimo na ogovarajuća mesta makete unapred pripremljene u tu svrhu sl.3.4. Maketa za diferencijalni pojačavač napravljena je od pleksiglasa u obliku kutije, tako što joj je strana na kojoj leži otvorena, a na suprotnoj strani je nacrtana šema diferencijalnog pojačavača sa svim izvodima za mernе uređaje, odvod pojačanog signala V_0 , za napone napanjanja i za otpornik R_S . Otpornik R_S nismo zalemili iz prostog razloga što ćemo snimati

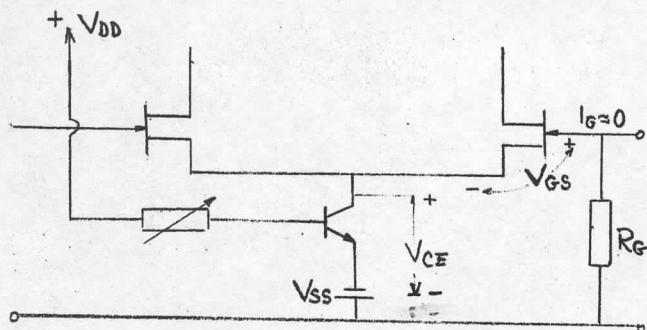


sl.3.4

V_{OC} za različite vrednosti R_S i zbog toga što možemo koristiti istu maketu sa izvorom konstantne struje. Ovako napravljena maketa je vrlo praktična i funkcionalana: svi elementi kola su zaštićeni, lako pokretljiva, lako se veže sa mernim uređajima i sa izvorom signala i naponima napajanja.

3.3 Određivanje radnih uslova konstantnog strujnog izvora

Kao strujni generator uzeli smo jedan bipolarni tranzistor NPN tipa, tačnije BC 109. U tu svrhu potrebno je odrediti radnu tačku za koju će struja kolektora imati vrednost struje I_S koju smo već izračunali i iznosi $I_S = I_{D1} + I_{D2} = 1.97 \text{ mA}$. Radna tačka postavljena je na snimljenim karakteristikama tranzistora BC 109 u Prilogu III. Radna tačka je smeštena u linearni deo karakteristika tako da za velike promene napona V_{CE} struja I_C ostane malo promenjena. Struja $I_C = 1.97 \text{ mA}$ ili približno 2 mA za $V_{CE} = 7 \text{ V}$ pri vrednosti struje $I_B = 2,30 \mu\text{A}$ kao parametar, koju treba održavati konstantnom.



sl.3.5

$V_{DD} = 17,70 \text{ V}$. Znači njegova vrednost treba da je $7,7 \text{ M}\Omega$.

Na sl.3.5 pokazan je način održavanja struje I_B konstantnom pomoću promenljivog otpornika R_B vezanog jednim krajem za bazu a drugim za pozitivan pol baterije V_{DD} . Otpornik R_B mora imati toku vrednost da propušta struju $I_B = 2,30 \mu\text{A}$ za napon

Primenom drugog Kirchoff-ovog pravila na konturu sa sl.3.5 može se dobiti kolika će biti vrednost stabilisanog napona V_{SS} za održavanje definisanog prednapona V_{CE} za NPN tranzistor i V_{GS} za JFET. Tako je

$$V_{SS} = V_{CE} + V_{GS}$$

3.3

gde je $V_{CE} = 7 \text{ V}$, a $V_{GS} = 2,70 \text{ V}$, tako da je $V_{SS} = 4,30 \text{ V}$.

Međutim, ovakav strujni izvor je nestabilisan, tj. nemamo kontrolu na temperatursko povećanje struje kolektora koja je kod bipolarnih tranzistora znatna. Ovakav strujni izvor bez

temperaturske stabilizacije izabrali smo iz njegove praktičnosti uradu na vežbama. I sa ovim nestabilisanim strujnim izvodom dobili smo dosta dobre rezultate u poređenju sa rezultatima sa termogenim otpornikom u source-sprezi. Za definisanu radnu tačku našli smo vrednost h_{oe} , odnosno njegovu recipročnu vrednost i iznosi $19 \text{ K}\Omega$.

G L A V A IV

4. MERENJA I OBRADA PODATAKA

A p a r a t u r a

Diferencijalni pojačavač radi najčešće pri jednovremenom dovođenju signala na ulaze, te stoga merni uređaji i izvori signala moraju biti isti kako za jedan tako i za drugi ulaz. Prema tome kompletna aparatura bi se sastojala od sledećih elemenata:

- dve baterije od po 6 V
- dva stabilisana izvora jednosmernog napona do 30 V
- tri voltmetra: dva za merenje dovedenog signala i jedan za merenje pojačanih napona na izlazu
- tri potenciometra: dva deset-kiloomska i jedan od jednog kilooma.
- jedna otporna dekada do 10 M .

Baterije od po 6V vezane su preko deset-kiloomskih potenciometara na ulaze i služe kao izvori jednosmernog signala. Potenciometar od jednog kilooma služi za regulisanje nule za kratko-spojene ulaze.

Za izvor jednosmernog stabilisanog napona koriste se dva regulaciona izvora firme HEATHKIT sa izlaznim naponima od 1-30 V. Ima dva merna opsega od 1-10 V i od 1-30 V. Greška u očitavanju je 3%. Napon na izlazu menja se kontinualno, što znači da se može odvoditi deseti pa i stoti delovi volta.

Za merenje malih pobudnih signala koristi se elektronski univerzalni merni instrument UNIGOR 6e firme GOERZ, sa baterijsko napajanim tranzistorskim pojačavačem. Meri otpore i kapacitete bez tuđeg napona.

Pri merenju napona na izlazu koristili smo digitalni voltmetar LM 1450 SOLARTRON. Ima 6 opsega merenja za najniže napone od 20 mV do 1000V za najviše, sa greškom od po 0,05% po opsegu. Faktor dobroće ili CMRR je 140 dB. Najniža osjetljivost je 10⁻¹⁰W a

najveći napon može da meri je od 1999V. Ulagana impedanca za o-pseg od 20mV do 2V je veći od $100M\Omega$ a za opseg merenja od 20V do 1000V je $10M\Omega$.

Ovim je data kompletanaparatura koja je potrebna za dobijanje traženih rezultata kod diferencijalnog pojačavača, sa nekim osnovnim mernim karakteristikama mernih uređaja i stabilisanog izvora napona.

4.1 Merenja sa termogenim otporom u source-sprezi

Pre no što počnemo sa merenjem nužno je proveriti da li se radna tačka nalazi na svom definisanom mestu. To se radi tako što se za kratkospojene ulaze i isključene izvore signala digitalnim voltmetrom izmere naponi V_{GS} i V_{DS} . Ako konstantujemo da je radna tačka na svom mestu, možemo početi sa merenjem, ako to nije slučaj onda je greška u izvorima za napajanje V_{SS} i V_{DD} , i treba digitalnim voltmetrom proveriti da li se radi o toj grešci. Korisno je napomenuti da su otpornici napravljeni sa izvesnom tolerancijom to i njihova nominalna vrednost nije i stvarna vrednost, te i padovi napona na njima biće manji ili veći od teorijom izračunatih napona, stoga pri nameštanju radne tačke ne moramo se pridržavati izračunatih vrednosti za napone napajanja, već njihovim povećavanjem ili smanjenjem nameštamo radnu tačku. Pored toga sa isključenim naponima na ulazima proverimo da li je napon na izlazu jednak nuli, ako nije doterajmo ga sa potenciometrom koji služi za to.

Sada možemo pristupiti merenju pojačane razlike napona V_o na izlazu, dovodeći na ulaze jednosmerne signale V_1 i V_2 iz jednog i drugog izvora signala u odnosu 2:1./Ovaj odnos je uzet proizvoljno/. Maksimalni signali su do jednog volta iz teorijskih ograničenja. Dobijene vrednosti unosimo u tablicu unapred napravljenu za to.

Izvršimo sada niz merenja dovodeći na ulaze sledeće signale:

- a. signali V_1 i V_2 oba pozitivna u odnosu 2:1 /isto je i za negativne signale/.
- b. signali $V_1 > 0$ a $V_2 < 0$ /isto je i za obrnut slučaj/.
- c. signali $V_1 = V_2$ istog znaka iz istog izvora .
- d. signali $V_1 = -V_2$ iz različitih izvora.

- e. signal $V_1 < 0$ a $V_2 = 0$ /isto je i za obrnut slučaj/.
f. signal $V_1 < 0$ a $V_2 = 0$ /isto je i za obrnut slučaj/

Napomena: -Pri merenju za slučaj pod c. morali smo promeniti o-pseg digitalnom voltmetru na 2V za merenje pri $R_S = 0$, na 200mV za merenje pri $R_S = 4,7 \text{ k}\Omega$ i na 20mV pri merenju sa konstantnim strujnim izvorom, iz razloga malih napona V_{OC} za sve te slučajeve respektivno. Zatim u toku samog merenja posle svakog dovedenog signala i izmerenog V_{OC} za taj signal, isključivali smo izvor signala i nameštali nulu potenciometrom. Merenje pod e. i f. izvodili smo sa kratkospojenim drugim odnosno prvim ulazom.

A sada izvršimo sva merenja po redu unoseći rezultate u tabelu

Tabela 2

a			b			c		d		e		f	
V_1 [mV]	V_e [mV]	V_o [V]	V_1 [mV]	V_2 [mV]	V_o [V]	V_C [mV]	V_{OC} [mV]	$V_1 = V_2$ [mV]	V_{OD} [V]	V_1 [mV]	V_o [V]	V_2 [mV]	V_o [V]
10	5	0,07	10	5	0,22	10	1,30	20	0,52	10	0,149	10	0,145
30	15	0,21	30	15	0,61	30	3,02	30	0,78	30	0,40	30	0,39
50	25	0,35	50	25	0,99	50	6,82	40	1,03	50	0,66	50	0,65
100	50	0,68	100	50	1,94	100	13,90	50	1,28	100	1,30	100	1,29
150	75	1,02	150	75	2,88	150	21,12	60	1,53	150	1,94	150	1,93
200	100	1,37	200	100	3,80	200	28,2	70	1,78	200	2,57	200	2,57
250	125	1,43	250	125	4,73	250	35,1	80	2,05	250	3,20	250	3,19
300	150	2,05	300	150	5,62	300	42,2	90	2,32	300	3,94	300	3,92
350	175	2,33	350	175	6,50	350	49,0	100	2,55	350	4,45	350	4,45
400	200	2,69	400	200	7,34	400	56,2	120	3,08	400	5,08	400	5,06
450	225	3,03	450	225	8,09	450	63,4	140	3,55	450	6,23	450	5,64
500	250	3,35	500	250	8,94	500	70,6	150	3,82	500	6,80	500	6,24
550	275	3,68	550	275	9,64	550	77,6	160	4,09	550	7,36	550	6,24
600	300	4,02	600	300	10,28	600	84,9	170	4,35	600	7,36	600	7,38
650	325	4,33	650	325	10,81	650	92,2	180	4,62	650	7,90	650	7,91
700	350	4,60	700	350	11,25	700	99,2	190	4,89	700	8,71	700	8,72
750	375	4,93	750	375	11,66	750	106,7	200	5,06	750	8,91	750	8,93
800	400	5,31	800	400	12,00	800	113,1	250	6,25	800	9,37	800	9,27
850	425	5,59				850	120,9	300	7,40	850	9,81	850	9,50
900	450	6,10				900	128,0	350	8,52	900	10,19	900	9,72
950	475	6,25				950	135,5	400	9,60	950	11,29	950	9,90
1000	500	6,52				1000	142,6	450	9,79	1000	12,30	1000	10,19

Izveli smo takođe niz merenja i za druge vrednosti otpornika R_S , tj. za $R_S = 2,2 \text{ k}\Omega$ i za $R_S = 0$, i dobili iste rezultate kao i za otpornik $R_S = 4,7 \text{ k}\Omega$ osim za V_{OC} čije smo vrednosti uneli u tablicu 3 za otpornik $R_S = 2,2 \text{ k}\Omega$ i za $R_S = 0$. Ove rezultate smo predviđeli teorijom, jednačina 2.28 i 2.34 i sada eksperimentalno proverili da pojačanje signala ne zavisi od vrednosti otpornika R_S , već da otpornik R_S utiče samo na koeficijent dobrote CMRR prema jednačini 2.38 odnosno 2.34. U tablicu 3 uneli smo eksperimentalne rezultate samo za slučaj $\beta_1 > 0$ za obe vrednosti otpornika R_S , kao primer eksperimentalne potvrde teoriji. Izmerene vrednosti gotovo da se ne razlikuju za sve vrednosti otpornika R_S .

Tabela 3

R_S	V_C [mV]	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700
$2,2 \text{ k}\Omega$	$ V_{OC} $ [mV]	14,2	29,0	43,4	57,3	71,3	87,0	101,1	116,0	130,4	145,2	159,1	174,1	188,6	202,0
$R_S=0$	V_C [mV]	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500				
	$ V_{OC} $ [mV]	120	238	348	456	567	676	790	900	1101	1200				
a.	β_1 [mV]	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700
	β_2 [mV]	25	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300	325	350
	$ V_{OL} $ [V]	0,34	0,67	1,03	1,37	1,44	2,07	2,34	2,70	3,03	3,35	3,69	4,03	4,34	4,61

Napomena: -Pri svakoj promeni otpornika R_S potrebno je menjati napon stabilisanog izvora V_{SS} prema jednačini 3.3 da bi radni uslovi bili zadovoljeni. Prema istoj jednačini, pri merenju bez otpora R_S napon V_{SS} mora biti jednak naponu V_{GS} .

4.2 Merenja sa konstantnim strujnim izvorom

Priklučivanjem tranzistora BC 109 umesto otpornika R_S prema sl.3.5 i dovođenjem napona $V_{SS} = 4,50 \text{ V}$ proverićemo da li se radna tačka nalazi na svom definisanom mestu na način koji smo već opisali. Treba takođe proveriti mesto radne tačke tranzistora BC 109. U tu svrhu možemo koristiti promenljiv otpornik R_D /otporna dekada/. Takođe potenciometrom regulišemo nulu za kratkospojene ulaze. Sada možemo pristupiti snimanju napona na ulazu za zadate signale na ulazu.

Izvršimo ista merenja kao i za otpornik R_S . Podatke unosimo u tablicu 4.

Tabela 4

a.			b.			c.			d.			e.			f.		
V_1 [mV]	V_2 [mV]	V_0 [V]	V_1 [mV]	V_2 [mV]	V_0 [V]	V_C [mV]	V_{OC} [mV]	$V_{i_1} = -V_2$ [mV]	V_{od} [V]	V_1 [mV]	V_0 [V]	V_2 [mV]	V_0 [V]	V_1 [mV]	V_0 [V]		
50	25	0,30	50	25	0,98	50	0,09	20	0,50	50	0,61	50	0,60				
100	50	0,62	100	50	1,92	100	1,10	70	1,00	100	1,27	100	1,26				
200	100	1,27	150	75	2,84	150	2,21	50	1,25	200	2,52	200	2,53				
300	150	1,89	200	100	3,76	200	3,32	70	1,74	300	3,76	300	3,75				
400	200	2,52	250	125	4,69	250	4,40	90	2,30	350	4,38	350	4,38				
500	250	3,14	300	150	5,60	300	5,48	100	2,52	400	5,00	400	5,02				
600	300	3,76	350	175	6,47	350	6,50	120	3,02	450	5,57	450	5,57				
700	350	4,38	400	200	7,30	400	7,48	140	3,50	500	6,15	500	6,16				
800	400	5,00	450	225	8,02	450	8,60	150	3,78	550	6,72	550	6,70				
850	425	5,34	500	250	8,90	500	9,70	160	4,02	600	7,27	600	7,28				
900	450	5,66	550	275	9,59	550	10,60	180	5,00	650	7,82	650	7,82				
950	475	5,96	600	300	10,78	600	11,50	250	6,21	700	8,34	700	8,34				
1000	500	6,10	650	325	10,78	700	12,49	300	7,36	750	8,81	750	8,80				
1050	525	6,45	700	350	11,20	800	13,50	350	8,48	800	9,30	800	9,31				
1100	550	6,76	750	375	11,60	900	14,63	400	9,55	850	9,74	850	9,73				

4.3 Obrada izmerenih podataka

a. grafičko predstavljanje izmerenih veličina

Predstavimo grafički sve do sada izmerene veličine imajući u vidu da je pojačani napon na izlazu funkcija oblika 2.28 tj. na apscisu nanosimo razliku pobudnih napona, a na ordinatu pojačani napon V_0 . Treba, nedutim paziti kojeg je znaka doveden

ni signal tj. da li se sabira ili oduzima sa prvim odnosno drugim signalom. Tako naprimjer, pri simetričnom pobudivanju naponom istog znaka u odnosu 2:1 /slučaj pod a. za $V_1, V_2 > 0$ / vrednosti ΔV_0 odgovaraće ova dva odnosna napona.

Grafikon I predstavlja podatke iz tablice 2, sledeći grafikon podatke iz tablice 4, a grafikon III reprezentuje podatke iz sve tri tablice, ali daje samo zavisnost V_{OC} od srednje vrednosti signala dovedenog iz istog izvora na oba ulaza.

Ovo grafičko prikazivanje izlaznih pojačanih napona u funkciji pobudnih malih jednosmernih napona za diferencijalni pojačavač ima ... pored kvalitativne prednosti i svoju kvantitativnu-numeričku prednost, jer omogućuje brzo i relativno lako izračunavanje nekih karakterističnih veličina ovog pojačavača. Na osnovu grafika odmah se uočava dokle je pojačanje linearno i za koje vrednosti pobudnih napona prestaje. Linearnost se počinje gubiti već pri vrednosti pobudnog napona od 0,5V i pri većim naponima dolazi do znatnijeg odstupanja od linearnosti. Ovo je kao što smo rekli posledica zalaženja radne tačke u nelinearnu oblast karakteristika za veće vrednosti jednosmernih pobudnih signala.

b. izračunavanje pojačanja A_D i A_G i koeficijenta dobrote-CMRR

Držeći se definicije pojačanja bilo kojeg pojačavač-kog kola, ne gledajući na eksplicitni izraz za pojačanje datog aktivnog elementa u kolu, možemo s lakoćom dobiti vrednost za pojačanje diferencijalnog pojačavača iz priloženih grafikona.

Prema tome je $|A| = \frac{\Delta V_0}{\Delta(V_1 - V_2)}$, gde je $\Delta V_0 = 3,7V$ a $\Delta(V_1 - V_2) = 0,3V$ i razlika napona na ulazu pojačana je 12,3 puta, odnosno $|A| = 12,3$ za termogene otpornike u source-sprezi. Ako bi smo, međutim zamениli date vrednosti koje figurišu u izrazu jednačine 2.33 za datu radnu tačku i srednju vrednost otpornika R_D pojačanje bi bilo $|A| = 14$. Nismo znači, dobili iste vrednosti za pojačanje, a trebalo bi da su iste i razlikuju se za oko 14%. Razlika je uslovljena u netačno izračunatim parametrima y_{fs} i y_{os} , čije je egzaktno određivanje grafičkim metodama teško. Zato prvi rezultat

lata za pojačanje smatramo tačnijim.

Kako svaki diferencijalni pojačavač pored pojačavanja razlike pobudnih napona pojačava i njihovu srednju vrednost prema jednačini 2.36. Ovu zavisnost od srednjih vrednosti kod diferencijalnog pojačavača treba svesti na najmanju meru tj. učiniti drugi član u jednačini 2.36 malim. To se može postići, kao što smo rekli povećavanjem otpornika R_S i dobrim uparivanjem tranzistora.

Dovođenjem jednosmernog signala iz istog izvora na oba ulaza tj. $V_1 = V_2$ tada je $V_D = V_1 - V_2 = 0$ i V_O u jednačini 2.36 se svodi na $V_{OC} = A_C V_C$, gde je $V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}$. Ovaj slučaj pojačanja pokazali smo u grafikonu III. Kao što se vidi zavisnost V_{OC} od srednje vrednosti signala za veće vrednosti otpornosti R_S je manja, a tim je i pojačanje A_C za veće otpornike u sourcesprezi manje ili za konstantni izvor struje. Što je manja zavisnost od srednje vrednosti signala to je i faktor dobrote-CMRR po formuli 2.38 veći, a naravno i pojačavač bolji-kvalitetniji.

Nađimo ponaosob faktor dobrote izražen kao odnos A_D/A_C i izrazimo taj odnos u dB prema jednačini 2.38 za sve vrednosti otpora R_S kao i za konstantni strujni izvor. Obzirom da smo našli pojačanja A_C i A_D za sve vrednosti otpornika R_S i sa strujni konstantni izvor to CMRR[dB] dobijamo po obrascu

$$CMRR = 20 \log \frac{A_D}{A_C} [\text{dB}]$$

koji je u suštini isti kao i u jednačini 2.38

Sve izračunate vrednost unesimo u tablicu 5

Tabela 5:

$R_S [K\Omega]$	$ A_C $	$ A_D $	$CMRR = \frac{A_D}{A_C}$	CMRR [dB]
0	2,24	12,3	5,50	15
2,2	0,30	12,3	41	32
4,7	0,157	12,3	90	39
10	0,077	12,3	695	57

Pojačanje A_D je nezavisno od otpornika u source-sprezi i eksperimentalno dobijene vrednosti su potvrda jednačini 2.28, odnosno 2.33.

Pojačanje A_C je strogo zavisno od otpora u source-sprezi i ima manju vrednost u koliko je otpornost R_S većašto utiče na faktor dobrote-CMRR diferencijalnog pojačavača. Prema tome najbolji je diferencijalni pojačavač sa konstantnim strujnim izvorom, zbog velike unutrašnje otpornosti strujnog generatora. Zato kao konstantni izvor struje može biti i jedan JFET jer im se unutrašnja otpornost kreće i do $100 \text{ k}\Omega$.

Veličine u tablici 5 dobijene su na osnovu eksperimentalno dobijenih podataka, i sada izračunajmo te iste veličine pomoću odgovarajućih jednačina date u Glavi II, i uporedimo ih sa eksperimentalno dobijenim rezultatima-tablica 5

b-1 izračunavanje A_D pomoću jednačine 2.33

$$\text{Napišimo jednačinu 2.33 tj. } |A_D| = \frac{y_{fs} R_D}{1 + y_{os} R_D}, \text{ gde su}$$

sada parametri $y_{fs} = y_{fs} \pm \Delta y_{fs}$ i $y_{os} = y_{os} \pm \Delta y_{os}$, gde smo uzeli srednje vrednost za y_{fs} i y_{os} odnosno $y_{fs} = \frac{y_{fs1} + y_{fs2}}{2}$ i

$$y_{os} = \frac{y_{os1} + y_{os2}}{2}, \text{ a } \Delta y_{fs} = \frac{\Delta y_{fs1} + \Delta y_{fs2}}{2} \text{ i } \Delta y_{os} = \frac{\Delta y_{os1} + \Delta y_{os2}}{2}$$

Zamenom odgovarajućih vrednosti za u ove obrasce tj.

$$y_{fs1} = (1,85 \pm 0,10) \text{ k}\Omega, \quad y_{fs2} = 2,15 \pm 0,10 \text{ k}\Omega; \quad y_{os1} = (2,06 \pm 0,35) \times 10^{-2} \text{ k}\Omega, \quad y_{os2} = (2,12 \pm 0,35) \times 10^{-2} \text{ k}\Omega, \text{ dobijamo za}$$

$$y_{fs} = (2,00 \pm 0,10) \text{ k}\Omega \text{ a } y_{os} = (2,09 \pm 0,35) \times 10^{-2} \text{ k}\Omega$$

Radni otpor je dat kao srednja vrednost otpornika R_{D1} i R_{D2} i jednak je $R_D = 7,4 \text{ k}\Omega$.

Prema tome sada je pojačanje dano kao:

$$|A_D| = A_D \pm \Delta A_D$$

gde smo sa A_D označili pojačanje sa uračunatim greškama za y_{fs} i y_{os} tj.

$$\bar{A}_D = \frac{\gamma_f R_D}{1 + y_{os} R_D},$$

3.2

diferenciranjem ove veličine pod jednačinom 3.2 dobijamo

$$\Delta A_D = \frac{R_D}{1 + y_{os} R_D} \Delta y_f + \frac{\gamma_f R_D^2}{(1 + y_{os} R_D)^2} \Delta y_{os} \quad 3.3$$

Zamenom izračunatih veličina u jednačine 3.2 i 3.3 dobijamo za A_D prema jednačini 3.1

$$|A_D| = 13,4 \pm 0,6$$

b-2 izračunavanje A_C pomoću jednačine 2.34

Napišimo jednačinu 2.34 u obliku:

$$|A_C| = \frac{V_{OC}}{V_C} = \frac{\{(y_{f1}-y_{f2}) + (y_{f1}y_{o2}-y_{f2}y_{o1})(2R_S + R_D)\}}{\{1 + (y_{o1}+y_{o2})R_D + y_{o1}y_{o2}R_D^2 + (y_{f1}+y_{f2}+y_{o1}+y_{o2})R_S + [y_{o2}(y_{f1}+y_{o1}) + y_{o1}(y_{f2}+y_{o2})]R_D R_S\}} R_D$$

3.4

$$[y_{o2}(y_{f1}+y_{o1}) + y_{o1}(y_{f2}+y_{o2})]R_D R_S$$

umesto y_{fs1} i y_{os1} , odnosno y_{fs2} i y_{os2} stavili smo y_{f1}, y_{f2} itd. gde su sve iste veličine kao i za A_D osim otpornika $R_S = 4,7 \text{ k}\Omega$.

I ovde znači treba tražiti A_C s greškom tako što je

$$|A_C| = |\bar{A}_C \pm \Delta A_C|$$

3.5

gde tražimo A_C i \bar{A}_C na isti način kao za odgovarajuće veličine u jednačini 3.1. Posle zamene odgovarajućih veličina dobije se za, pri $R_S = 4,7 \text{ k}\Omega$ $|A_C| = 0,264 \pm 0,142$

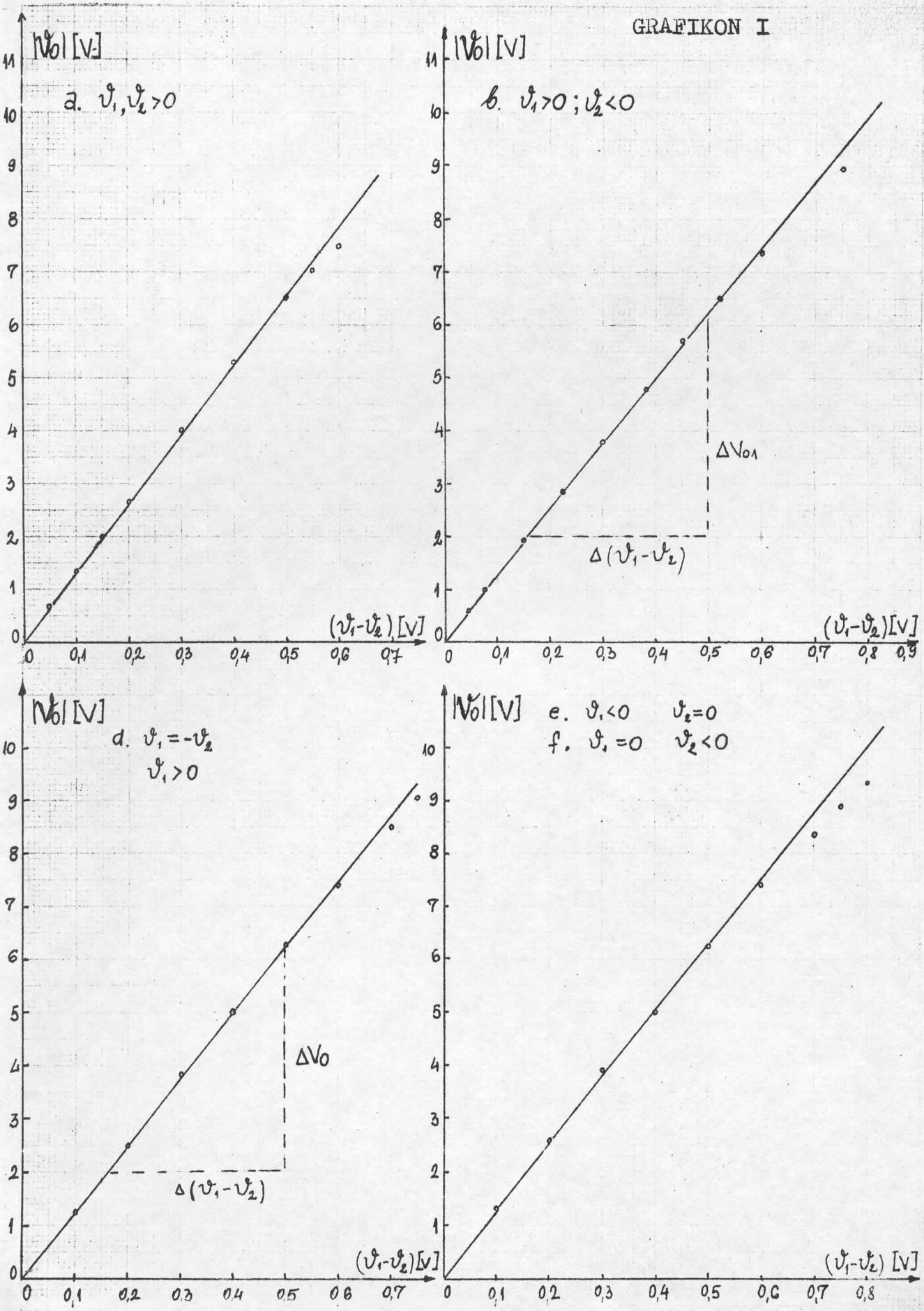
Ove dobijene veličine mogu se poređiti sa eksperimentalno

dobijenim vrednostima. Izračunali smo A_C i A_D i za ostale vrednosti otpornika R_S tj. za $R_S = 2,2 \text{ k}\Omega$ za $R_S = 0$, kao i za unutrašnji otpor konstantnog strujnog izvora $1/h_{oe} = 19 \text{ k}\Omega$. Našli smo takođe vrednosti za faktor dobrote kod svih slučajeva prema obrascu 2.38. Sve teorijom dobijene veličine svrstali smo u tabelu 6

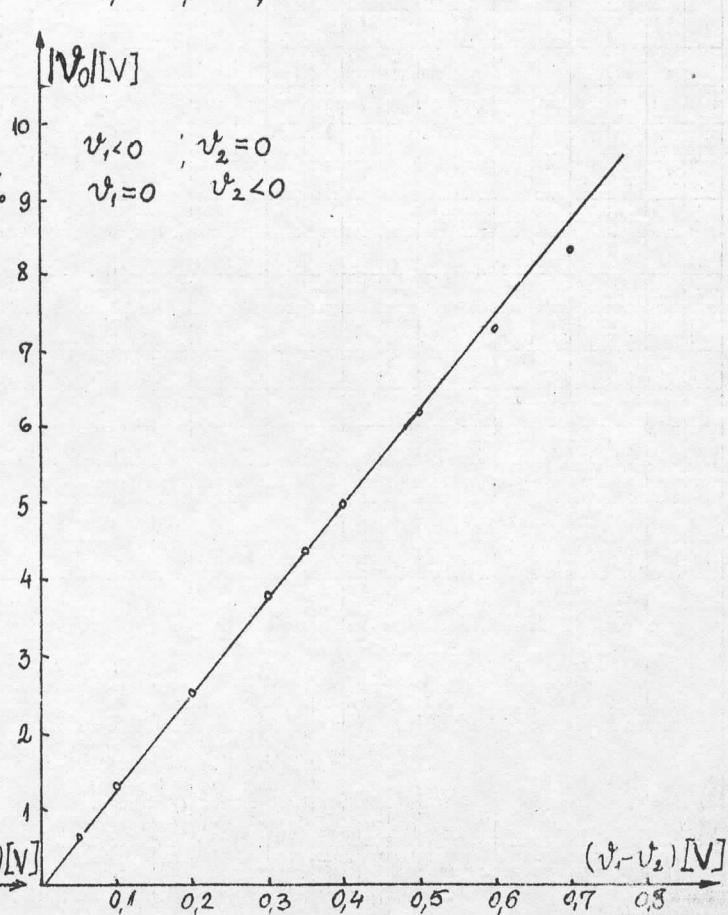
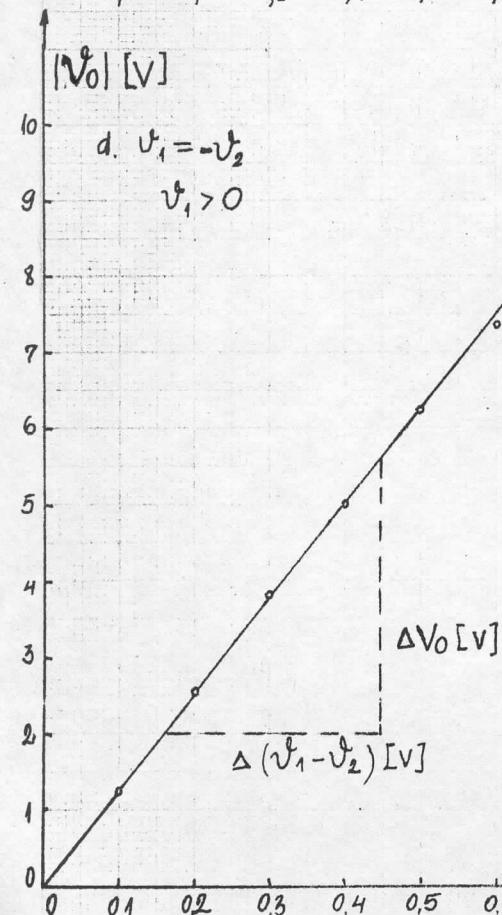
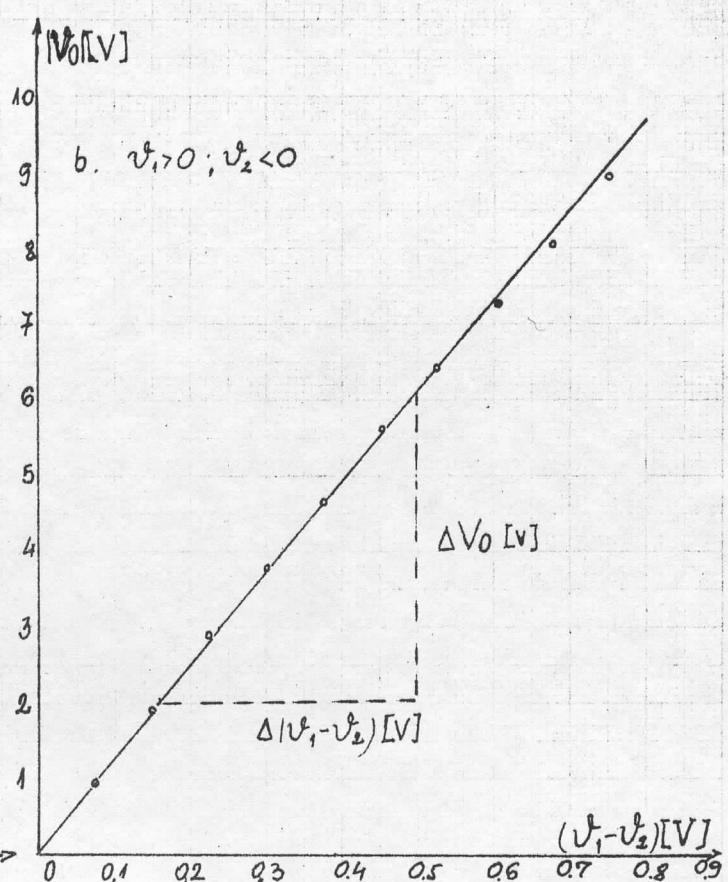
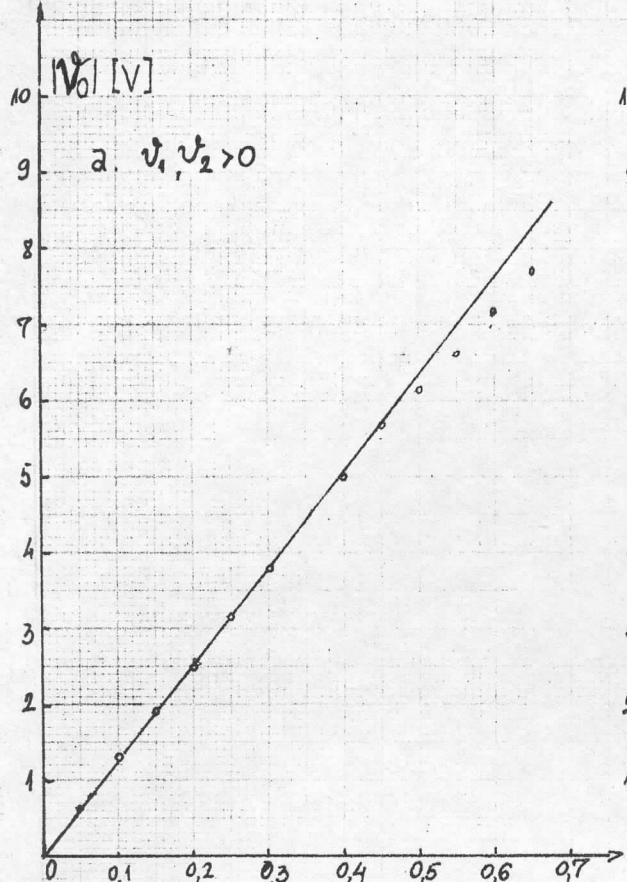
Tabela 6.

$R_S [\text{k}\Omega]$	$ A_C $	$ A_D $	CMRR [dB] izračunate	CMRR [dB] eksperimentalno	razlika [dB]
0	$3,10 \pm 1,10$	$13,4 \pm 0,6$	14	15	1
2,2	$0,440 \pm 0,190$	$13,4 \pm 0,6$	30	32	2
4,7	$0,264 \pm 0,142$	$13,4 \pm 0,6$	35	39	4
19	$0,036 \pm 0,022$	$13,4 \pm 0,6$	53	57	4

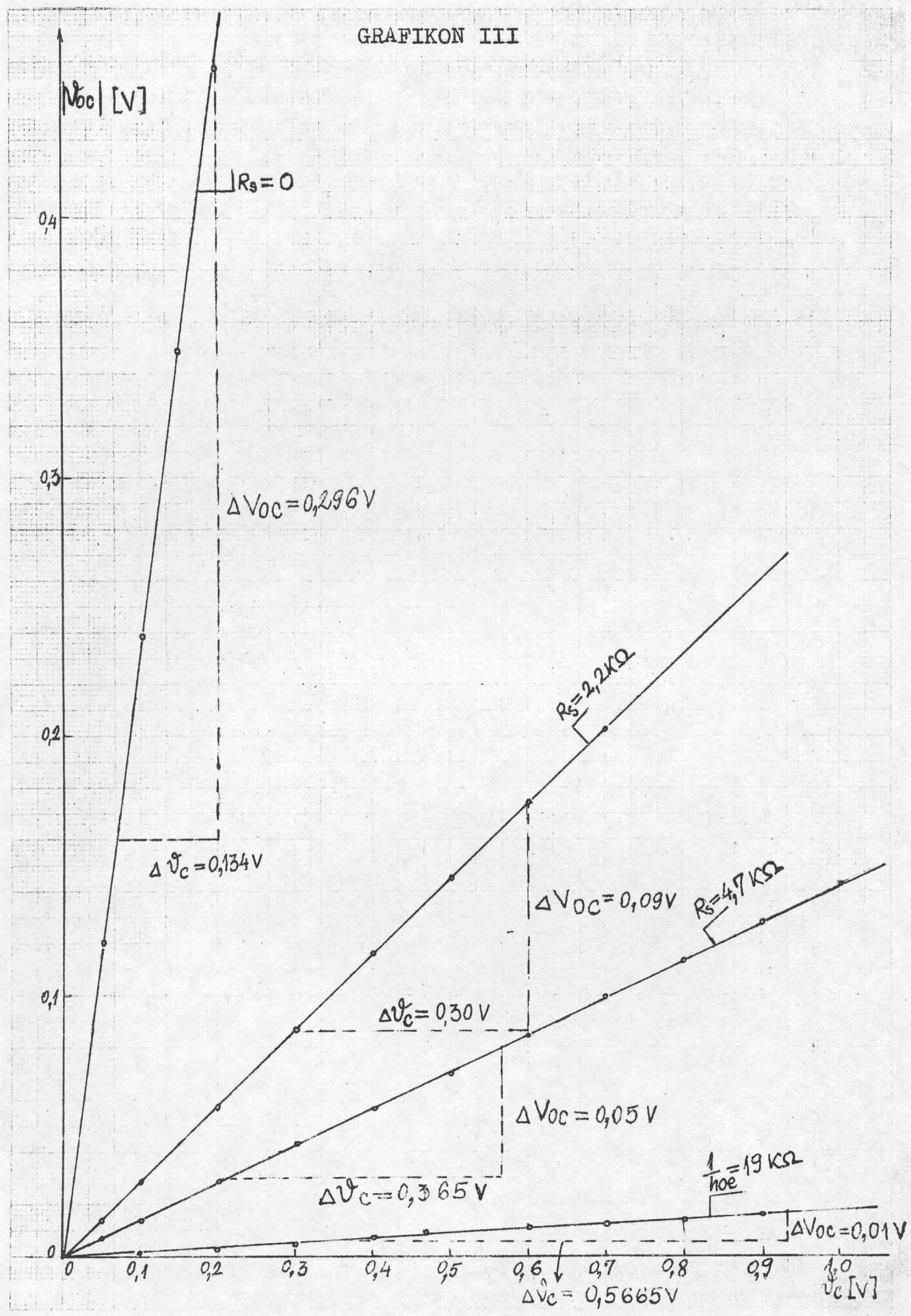
Ova neslaganja eksperimentalno dobijenih veličina sa teorijskim uglavnom su posledica netačno određenih parametara y_{fs} i y_{os} . No, ipak je ova razlika za faktor dobrote-CMRR zadovoljavajuća jer kreće se u granicama greške u određivanju parametara. Napomenimo da se u praksi kod svih pojačavačkih sistema vrednost za faktor dobrote-CMRR nalazi isključivo eksperimentalnim putem, jer taj način je brži i tačniji.



GRAFIKON II



GRAFIKON III



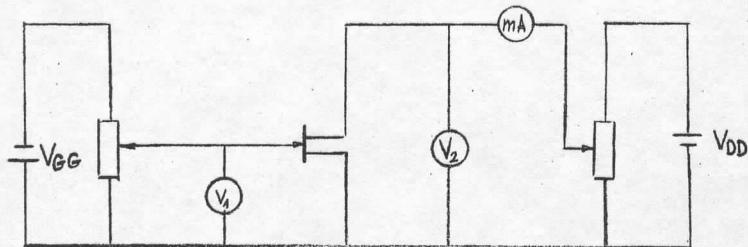
P R I L O G III

III-1. Snimanje statičkih karakteristika N kanalnog JFET-a

Statičke karakteristike predstavljaju skup familija kri-
vih linija koje se mogu predstaviti funkcijom oblika

$$I_D = I_D(V_{DS}, V_{GS})$$

Prema tome ovo je funkcija dveju promenljivih i kolo za snima-
nje karakteristika treba da omogući promenu ovih veličina. Ko-



sl.III-1

lo za snimanje karakteristika N kanalnog JFET-a predstavljeno je na sl. III-1. Pre no što pris-
tipimo saставljanju me-
rnih uređaja po ovoj še-
mi treba iz Kataloga
pročitati maksimalno do-

zvoljene vrednosti struje I_D i napona V_{DS} za datu temperaturu i napona V_{GS} . U Katalogu je obavezno data vrednost maksimalne disipacije snage P_{max} čija se vrednost ne sme prekoračiti.

Za naš slučaj snimali smo karakteristike N kanalnog silicijumskog JFET-a BFW-10 PHILIPS-ove proizvodnje. Ograni-
čenja za napone, struju i P_{max} uzeti su iz Kataloga za 1970 go-
dinu i imaju sledeće vrednosti:

Naponi: Drain-source voltage $V_{DSmax} = 30 \text{ V}$

Drain-gate " $V_{DGmax} = 30 \text{ V}$

Gate-source " $-V_{GSmax} = 30 \text{ V}$ /o-otvoren odvoden/

Struje: Drain current $I_{Dmax} = 20 \text{ mA}$

Gate " $I_{Gmax} = 10 \text{ mA}$

Snaga disipacije / power dissipation /: $P_{max} = 300 \text{ mW}$ na $T = 25^\circ\text{C}$

Znajući ova ograničenja neće nam biti teško odabrati opseg instrumenata, a i same instrumente za normalno merenje ka-

rakteristika. Napon baterije na ulaznom kolu V_{SS} ne mora prelaziti veće vrednosti od 6 V, jer već pri naponu $-V_{GS} = 4$ V ne-ma struje odvoda za sve vrednosti napona V_{DS} . Za napajanje izlaznog kola dovoljna je bateija, odnosno izvor stabilisanog jednosmernog napona od 20 V.

Voltmetri za merenje napona V_{GS} i V_{DS} treba da su s promenljivim mernim opsegom, jer na taj način omogućuju tačne merenje napona. Ampermetar za merenje struje I_D treba da ima takođe promenljiv merni opseg i da omogućuje merenje i stotih delova mA. Ovo ograničenje nam je potrebno zbog relativno malih promena struje odvoda sa naponom V_{DS} u saturisanoj oblasti. Instrument treba da ima malu potrošnju, jer tim je tačnost izmerenih struja veća. U koliko laboratorija raspolaže digitalnim voltmetrom treba meriti sa njim iz praktičnosti i tačnosti izmerenih podataka. Tada sa njim samim méri i V_{GS} i V_{DS} tako što se jedan kraj veže za masu, a drugi se po potrebi premešta sa odvoda na kapiju i obrnuto.

Pre no što pristupimo merenju, ovako spremnog kola, potrebno je napraviti tabelu u koju ćemo unositi izmerene vrednosti struje I_D za date vrednosti napona V_{DS} uz konstantan napon $-V_{GS}$.

Tabela I

$-V_{GS}$ [V]	0,5	1	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
I_D mA										
V_{DS} [V]										
0,5										
1,0										

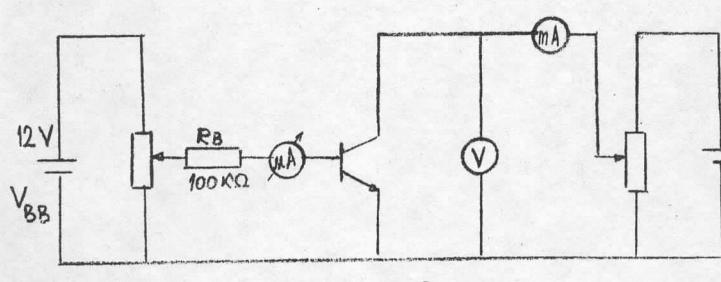
Međutim ovaj standardni način unošenja podataka u tabelu pa iz nje na milimetarsku hartiju je dobar, ali nije mnogo praktičan pogotovo ako se radi o velikom broju merenja kao što je ovde slučaj. Zato će iskusniji eksperimentator direktno unositi pročitane vrednosti na milimetarsku hartiju na kojoj je predhodno odabralo najbolju razmeru za struju I_D i napon V_{DS} . Sada se odmah vidi ponašanje struje I_D sa porastom napona V_{DS} . Ako nas za određenu vrednost napona V_{DS} i V_{GS} interesuje tačna vrednost struje I_D , zabeležićemo njenu vrednost. Korisno je napomenuti da snimanje karakteristika treba početi sa onim vrednostima napona V_{GS} za koje je struja I_D najmanja za bilo koji dozvoljenu vrednost napona V_{DS} , tj. $V_{GS} = 0$ V. Ovo zbog toga što je zagre-

vanje provodnog kanala manje u koliko je struja manja, pa se u oblasti saturacije, na celom spektru karakteristika javlja blag porast struje s porastom napona V_{DS} , tj. ne javlja se negativna otpornost. Pre no što pristupimo merenju nije na odmet napomenuti da pri malom povećanju napona V_{DS} u nesaturisanoj obasti, struja I_D naglo raste da bi pri prelazu iz nesaturisane u saturisanoj oblast rast bio blaži. Zbog toga koraci u porastu napona V_{DS} treba da su deo volta, naročito pri prelazu iz jedne u drugu oblast, jer se time povećava mogućnost da se vidi da li je zatvaranje kanala onakvo kako teorija predviđa ili postoje odstupanja čiji je uzročnik nepravilna tehnološka izrada poluprovodnika i JFET-a. Pri prelazu u saturisanu oblast koraci za V_{DS} mogu biti veći i od jednog volta. Ako sve to imamo na umu možemo pristupiti snimanju karakteristika, unoseći podatke u tabelu I ili direktno na milimetarsku hartiju.

Na GRAFIKU III₁ pokazane su snimljene karakteristike triju BFW-10 N-kanalno silicijumskih JFET tranzistora firme PHILIPS.

III-2 Snimanje statičkih karakteristika tranzistora BC 109

Kolo za snimanje karakteristika pokazano je na sl.III-2 za NPN tranzistor BC 109. Znači i ovde treba naći zavisnost struje od napona tj.



$$I_C = I_C(V_{CE}, I_B)$$

gde je struja baze I_B parametar. Ograničenja su data za struju i napon i za P_{tot} za datu temperaturu.

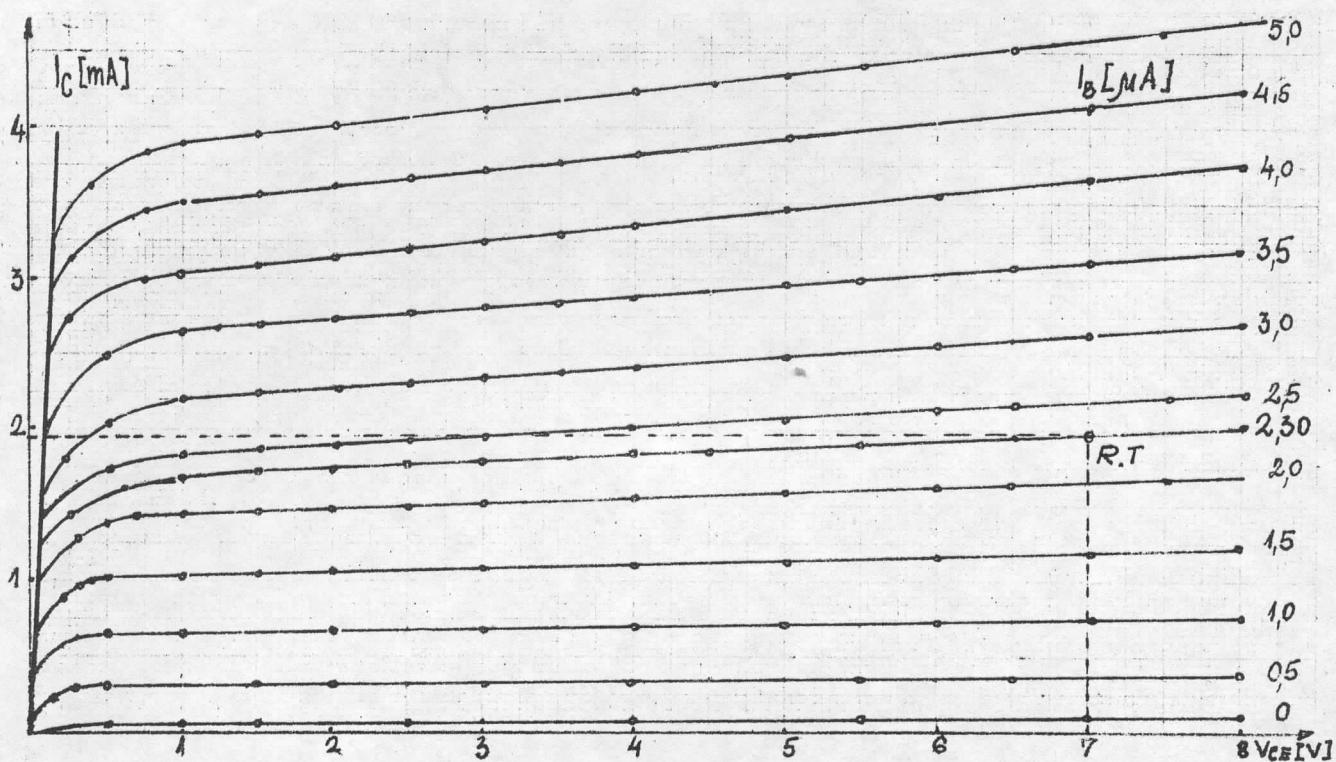
Ograničenja: Struja kolektora $I_{Cmax} = 200 \text{ mA}$

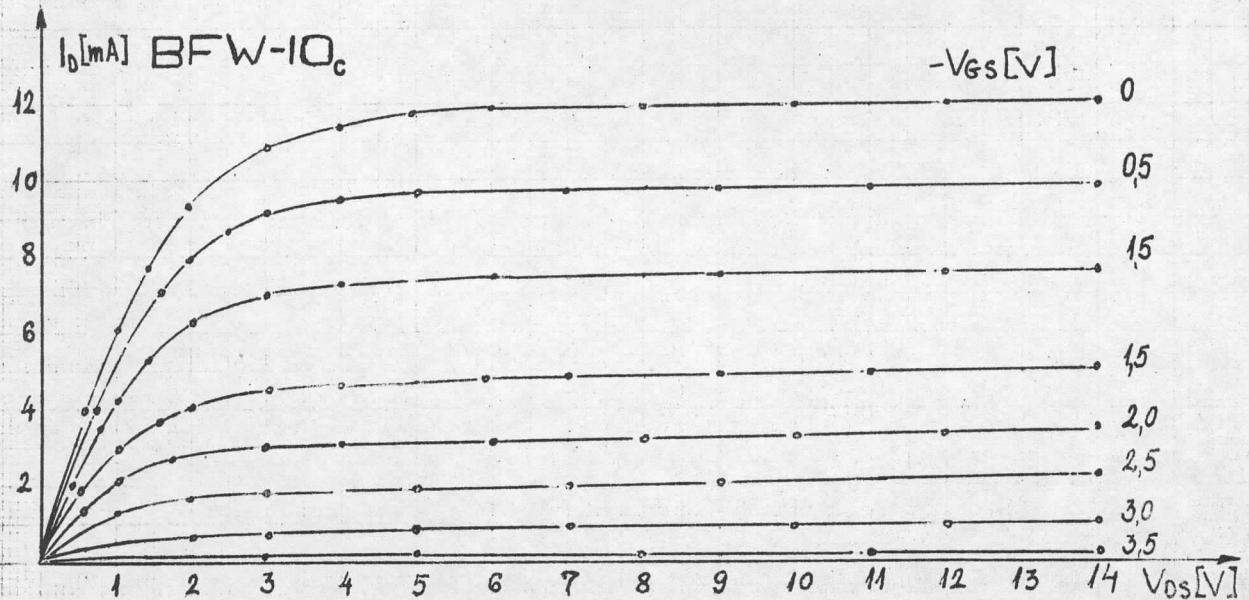
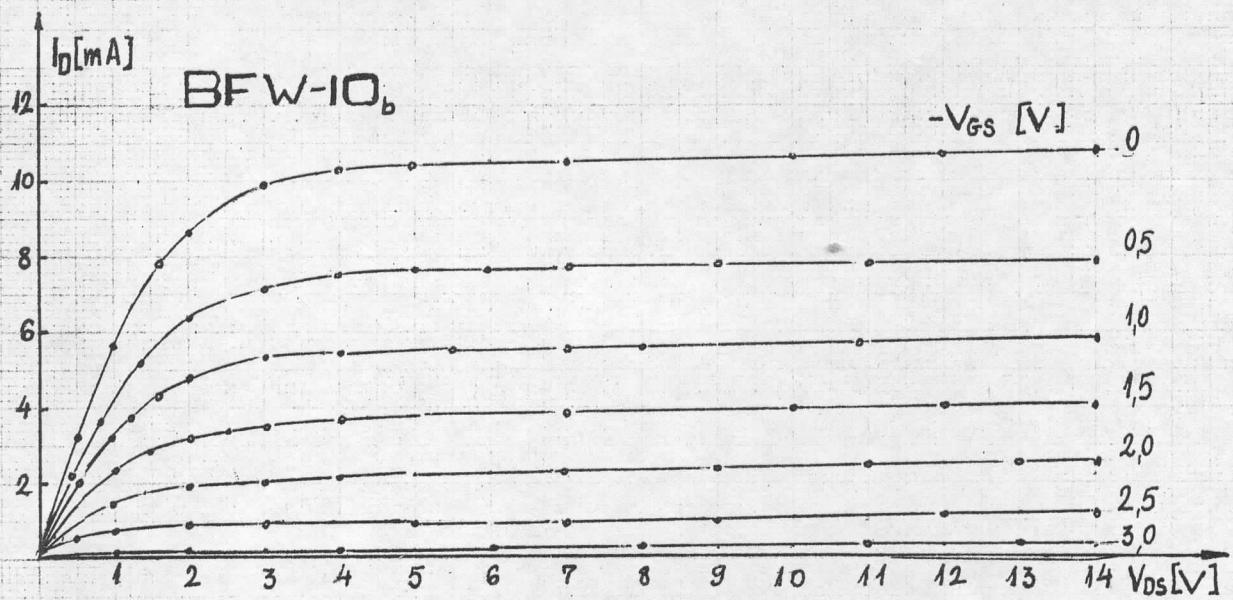
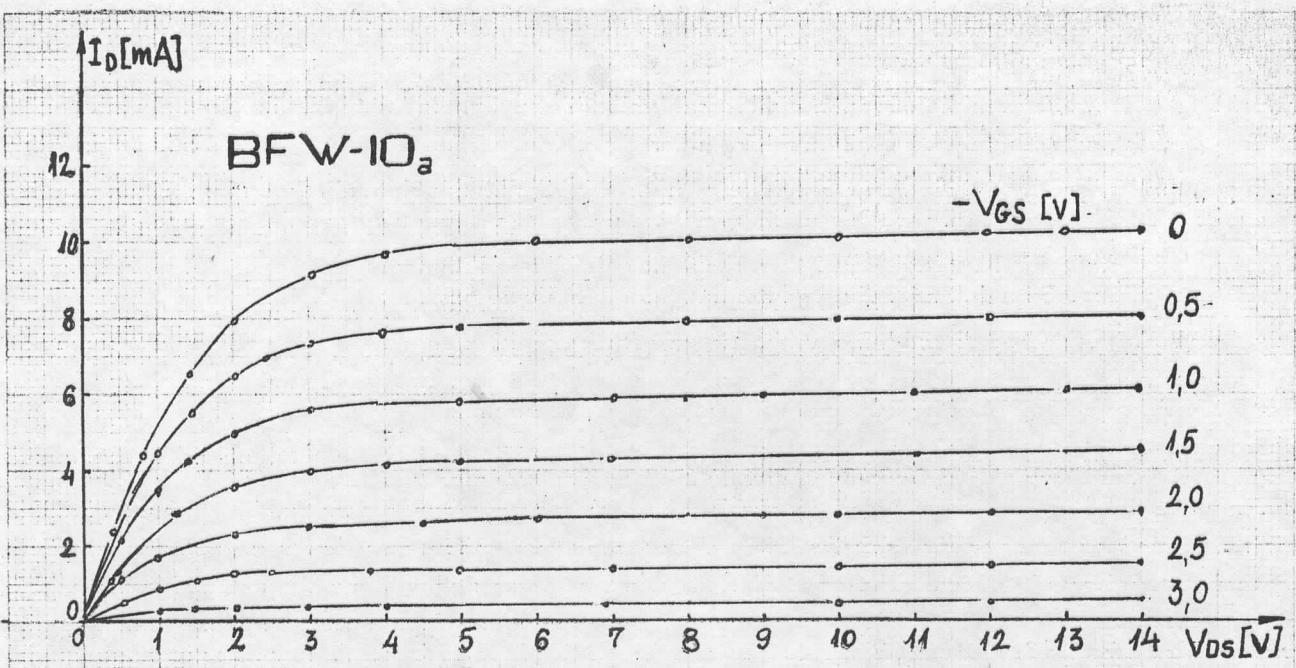
Napon koelektror-emiter $V_{CEO} = 20 \text{ V}$ /za $I_B = 0$ /

$$P_{tot.} = 300 \text{ mW}$$

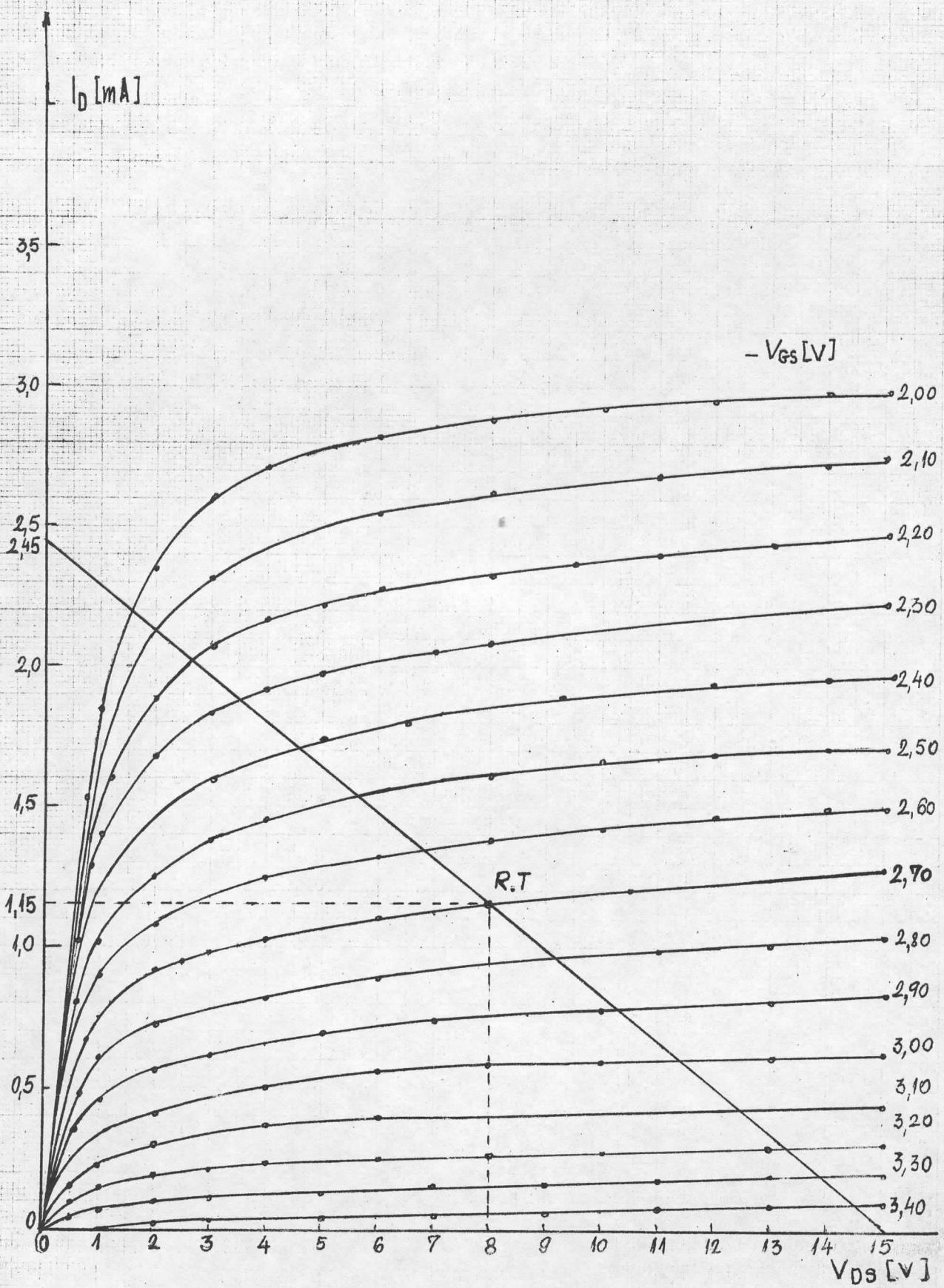
$$T_{opt} = 25^\circ\text{C}$$

Ovde nećemo snimati ceo spektar karakteristika već samo za male vrednosti struje I_B kao parametra, i to od 0 - 5 μA . Za ove vrednosti struje I_B , relativno je mala struja kolektora I_C za napon V_{CE} ograničen naponom napajanja izlaznog kola od 12 V, te su uslovi ograničenja zadovoljeni. Snimali smo u koracima od po 0,5 μA za struju I_B . Struja I_C za dati napon V_{CE} direktno je unošena na milimetarsku hartiju. Spektar snimljenih karakteristika dat je na GRAFIKU III₂.

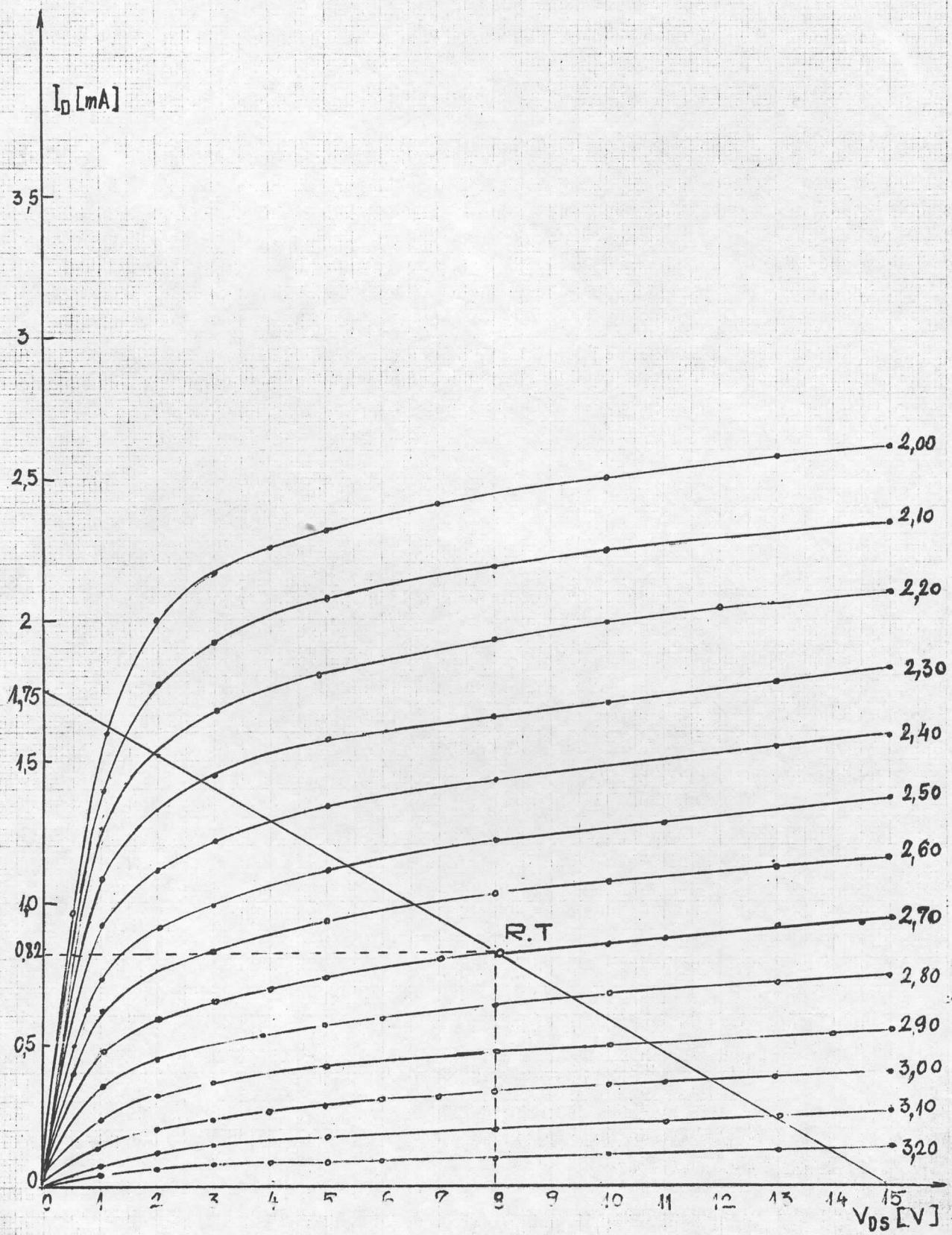


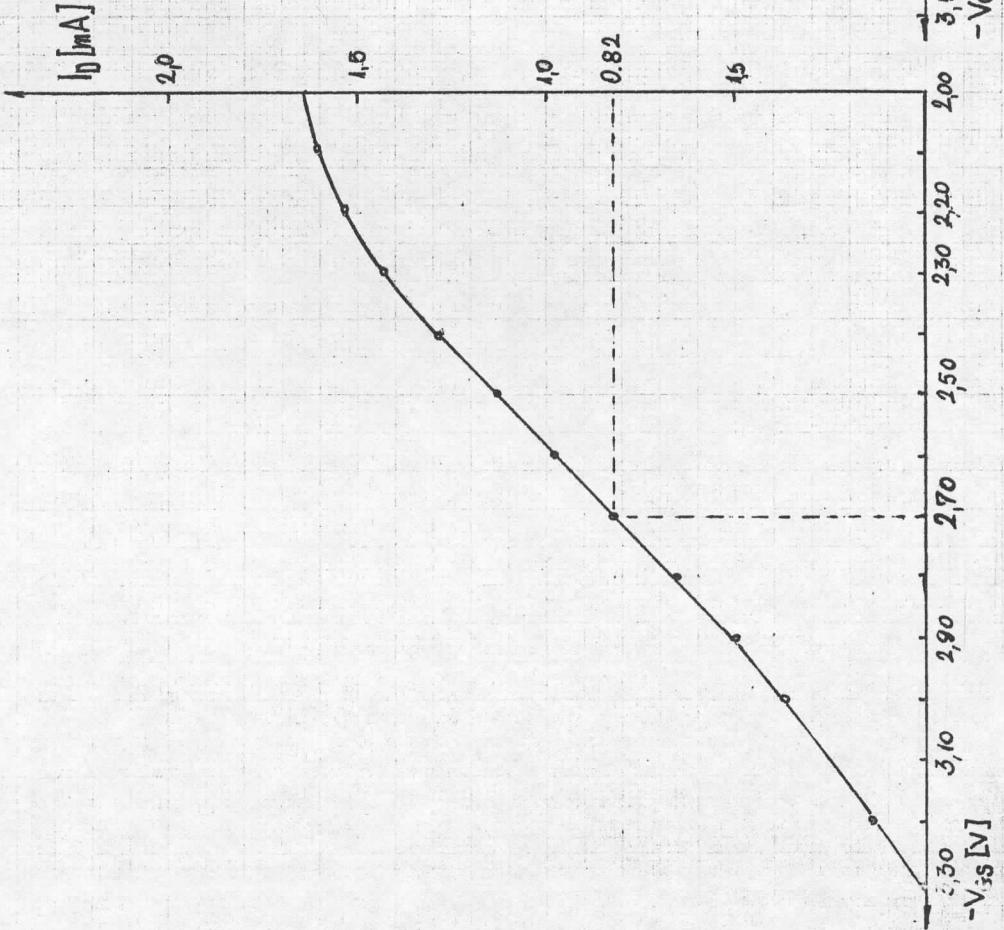
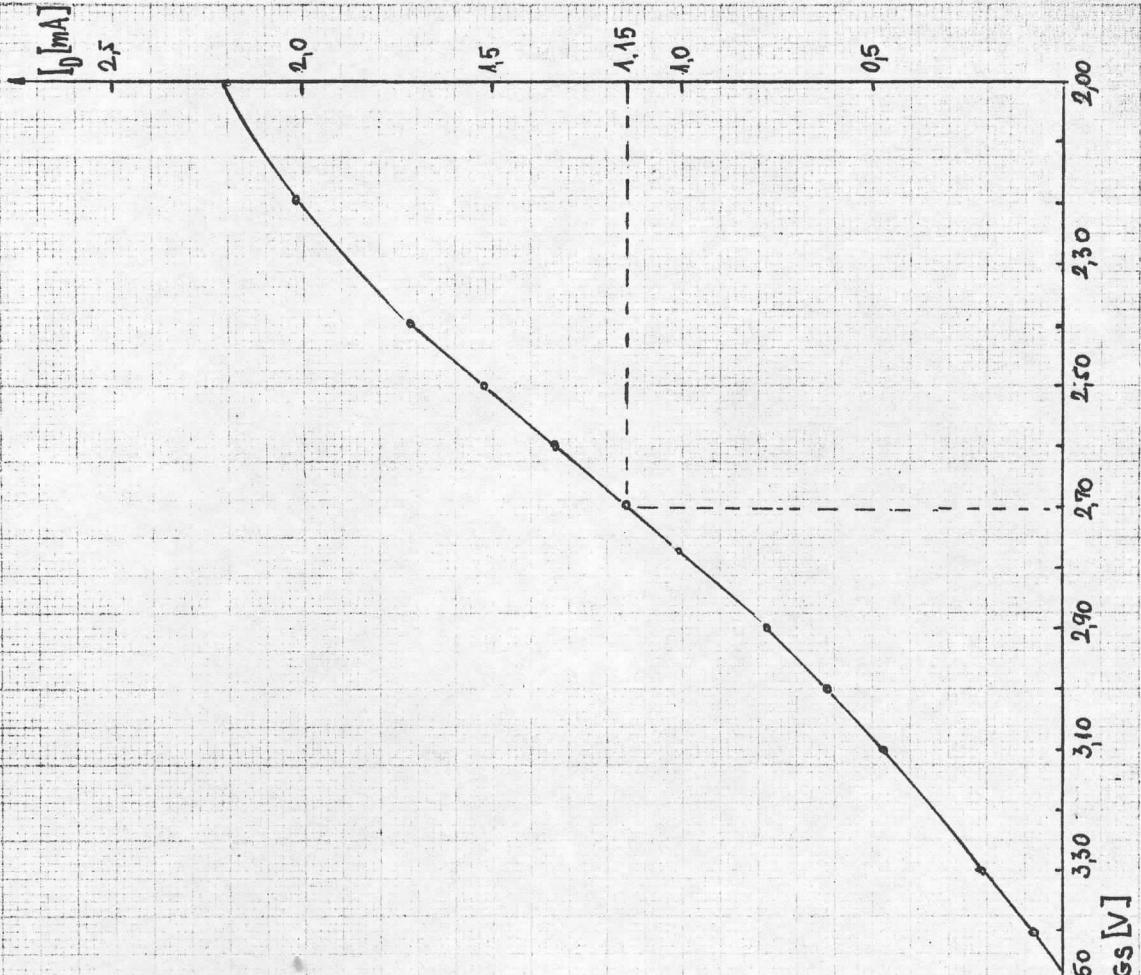


BFW-10_a



BFW-10_b





L I T E R A T U R A

1. Richard S.C. Cobbold, Theory and applications of FIELD-EFFECT TRANSISTORS, New York 1970..
2. Millman & Halkias, Electronic Devices and Circuits, New York 1967.
3. Beck and H. Almed, An introduction to Physical electronics London 1966.
4. Mattson, Roy. H. Electronics, New York 1966.
5. Branko Raković, Elektronika I, Beograd 1966.
6. Tugomir Šurina, Tranzistorska tehnika, Zagreb 1968.
7. Leck, H. Theory of semiconductor junction devices, Oxford, 1967.
8. Electronics, časopis od 21. juna 1971. god. str. 76 44, № 13 L. Diamond and A.V. Siefert
9. П.С.Киреев, ФИЗИКА ПОЛУПРОВОДНИКОВ, МОСКВА 1969.
10. Г.Н. Епифанов, ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ МОСКВА 1971.