

## 6. POJAČAVAČI VELIKIH SIGNALA

Pojačavači velikih signala pojačavaju signale čija je veličina tolika da se rad aktivnog elementa više ne može smatrati linearnim. Oni se obično konstruišu tako da se dobije što veće pojačanje snage i veća korisna snaga na potrošaču. Zato se često nazivaju pojačavačima snage.

Dobijanje što veće izlazne snage naizmeničnog signala, zahteva korišćenje cele aktivne oblasti rada aktivnog elementa. Zato se u izlaznom signalu pojavljuju velika nelinearna izobličenja. Kod višestepenog pojačavača, čiji je zadnji pojačavački stepen pojačavač snage, praktično sva nelinearna izobličenja celog sistema skoncentrisana su u zadnjem pojačavačkom stepenu.

Aktivna oblast rada tranzistora je ograničena sa više faktora od kojih je najvažniji maksimalna disipacija. Očigledno je da radni uslovi treba da budu tako izabrani kako ona ne bi bila prekoračena i u najnepovoljnijem slučaju. Sa porastom korisne snage raste i značaj stepena iskorišćenja. Ukoliko je manji stepen iskorišćenja, utoliko je veći deo snage baterije koji se disipira na aktivnom elementu. To znači da, ukoliko treba da dobijemo veliku korisnu snagu treba da veliku snagu utrošimo na aktivnom elementu, što čini pojačavač neekonomičnim.

Otpornost potrošača kod pojačavača snage priključuje se na dva načina. Da bi se obezbedilo prilagodjenje po snazi koristi se transformator i na ulazu i na izlazu pojačavača. Savremena mikroelektronska kola, međutim, ne koriste transformatore i prilagodjenje se postiže na drugi način. Pri tome treba pomenuti da transformator, obično, ima lošiju frekventnu karakteristiku nego ostalo kolo, a i njegove dimenzije su velike.

Pri izboru položaja radne tačke obično važi sledeće. Pri pojačanju širokog opsega frekvencija pojačavači se izvode u klasi A, AB ili klasi B. Pri pojačanju snage signala čiji je frekventni spektar uzak (pojačanje uskog opsega frekvencije) najčešće se koristi klasa C obzirom da se dobija najveći stepen iskorišćenja. Klasa C daje velika harmonijska izobličenja ukoliko je frekventni opseg širok. Treba podsetiti da se relativna širina propusnog opsega definiše kao količnik propusnog opsega i srednje frekvencije. Tako, kada je gornja granična frekvencija u domenu niskih frekvencija (zvučne frekvencije), opseg od 10 kHz je širok ali taj isti opseg od 10 kHz je uzak ako je

srednja frekvencija 1 MHz. Tako, u prvom slučaju, za pojačanje opsega od 10 kHz čija je srednja frekvencija 7 kHz koristimo klasu A, AB ili B, a, u drugom slučaju, za pojačanje opsega od 10 kHz čija je srednja frekvencija 1 MHz koristimo klasu C.

Najzad, pomenimo da zbog toga što radna tačka kod ovih pojačavača zalazi i u nelinearni deo karakteristika, za analizu se često koriste grafičke metode.

### 6.1. POJAČAVAČI SNAGE U KLASI A

Kod pojačavača snage u klasi A radna tačka se nalazi u srednjem delu karakteristika aktivnog elementa. U ovom odeljku će biti opisani postupci analize i proračuna jednostepenog pojačavača. U prvom slučaju se pretpostavlja da su elementi kola poznati, a u drugom da se upravo oni određuju na osnovu zadatih performansi kola. U oba slučaja se polazi od poznatih karakteristika aktivnog elementa.

Pomenimo da se pod uticajem nelinearnih izobličenja menja jednosmerna komponenta izlazne struje pa dolazi do pomeranja radne tačke. Pošto izlazna struja sadrži pored osnovnih i više harmonike, korisna snaga treba da se definiše samo u odnosu na osnovni harmonik. Izobličenja smanjuju korisnu snagu, a i stepen iskorišćenja. To se lako može uočiti tako što se ima u vidu povećanje jednosmerne komponente izlazne struje (snaga disipacije se povećava) i smanjenje osnovnog harmonika (korisna snaga se smanjuje).

U analizi koja će ovde biti izvedena vodiće se računa o tome da izobličenja ne budu veća od usvojenih, a neće se voditi računa o njihovom uticaju na korisnu snagu i stepen iskorišćenja. Ta mala aproksimacija neće uticati na opšte zaključke, a dobijeni rezultati će biti dovoljno dobri za praktičnu primenu.

Analiza i sinteza pojačavača snage sastoji se u

- izboru aktivnog (aktivnih) elementa,
- određivanju koordinata položaja radne tačke u odsustvu signala,
- veličine ulaznog signala,
- određivanju otpornosti potrošača tako da se na njoj dobije zahtevana korisna snaga,
- određivanju izobličenja koja treba da budu manja od unapred usvojenih
- i određivanju disipacije na aktivnom elementu koja treba da bude manja ili jednaka maksimalno dozvoljenoj.

S obzirom na različitu prirodu aktivnih elemenata, analiza će se donekle razlikovati. Stoga će biti posebno razmatrani pojačavači sa FET-om i sa bipolarnim tranzistorom.

### 6.1.1 Pojačavački stepen sa JFET-om

Osnovni pojačavački stepen u klasi A sa JFET-om je prikazan na Sl. 6.1.1a. Može se uočiti da se primar transformatora vezuje između baterije i drejna, a polarizacija gejta se izvodi preko  $R_S$ . U analizi će se smatrati da je transformator idealan.

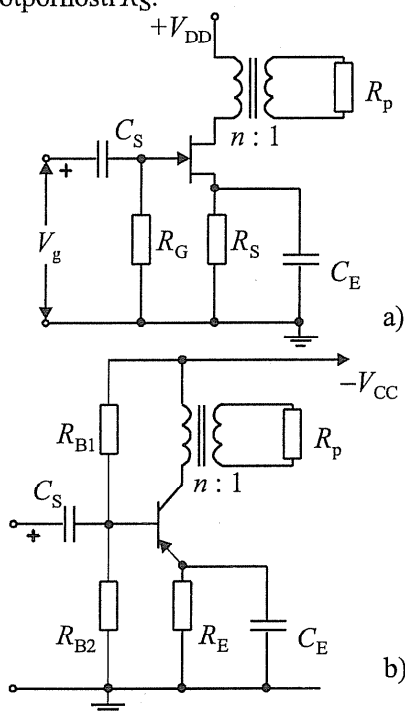
Jednosmerni potencijal drejna je  $V_{DD}$  tako da je radna prava za jednosmernu struju određena sa

$$(6.1.1) \quad I_D = V_{DD} / R_S - V_{DS} / R_S,$$

a radna prava u polju prenosnih karakteristika sa

$$(6.1.2) \quad I_D = -V_{GS} / R_S.$$

Radna prava za jednosmernu struju prikazana je na Sl. 6.1.2 isprekidanom linijom. Nagib linije dat je sa  $-1/R_S$  i kao što se vidi sa slike relativno je veliki. To je otuda što se radi o pojačavaču snage kod koga je jednosmerna struja u mirnoj radnoj tački velika pa se potrebne vrednosti  $V_{GS}$  postižu sa malim vrednostima otpornosti  $R_S$ .



Sl. 6.1.1 Transformatorska sprega sa FET-om (a) i sa bipolarnim tranzistorom (b)

Na osnovu ovoga se može odrediti položaj mirne radne tačke. Za datu komponentu, njene koordinate su određene veličinama  $V_{DD}$  i  $R_S$ .

Od interesa je, naravno, i obrnuti problem. Odrediti elemente kola tako da pojačavač snage bude optimalan. Da bi došli do postupka za određivanje elemenata kola odnosno za sintezu pojačavača

uvešćemo još neka dodatna razmatranja.

Prilikom analize ovog pojačavača neće biti uzeta u obzir temperaturna nestabilnost. To je učinjeno stoga da bi se uočili drugi važni elementi za analizu. O temperaturnoj stabilnosti će biti reči kod analize pojačavača sa bipolarnim tranzistorom, a zaključci se mogu primeniti i ovde.

Za naizmeničnu struju, otpornik  $R_S$  je premošćen, a u kolu drejna se nalazi preslikana otpornost

$$(6.1.3) \quad R_D = n^2 R_p$$

koja određuje nagib radne prave za naizmeničnu struju. Na Sl. 6.1.2 su prikazane izlazne karakteristike JFET-a koje će nam poslužiti za određivanje vrednosti  $R_D$  odnosno  $n$ . Radi dobijanja maksimalne korisne snage radna prava za naizmeničnu struju postavljena je tako da dodiruje hiperbolu snage. O ovom kriterijumu bilo je reči prilikom grafičke analize pojačavača u odeljku 3.2. Radna tačka se bira na mestu dodira radne prave i hiperbole snage o čemu je bilo reči u odeljku 3.4.4. Ako je tako, vrednost  $R_D$  može da se dobije iz nagiba hiperbole snage u tački dodira kao:

$$(6.1.4) \quad R_D = \frac{-1}{\left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{\substack{V_{DS} I_D = P_{Dmax} \\ I_D = I_{DM}}} } = P_{Dmax} / I_{DM}^2.$$

Jednačina radne prave pod ovim uslovima data je sa

$$(6.1.5) \quad V_{DS} - V_{DSM} = -R_D (I_D - I_{DM}).$$

U zavisnosti od vrednosti  $R_D$  odnosno  $n$ , ili drugim rečima, u zavisnosti od vrednosti  $I_{DM}$ , ona može zauzimati različite položaje. Bilo bi logično pretpostaviti da se  $R_D$  izabere tako da se postigne prilagodjenje po snazi, odnosno da važi  $R_D = R_i$ . Ovaj uslov, međutim, ne mora da vodi do optimuma sa stanovišta korisne snage i izobličenja, tako da se pri određivanju  $R_D$  postupka malo drugačije. Na Sl. 6.1.3 su prikazane zavisnosti korisne snage ( $P_k$ ) i klir faktora ( $k$ ) od vrednosti  $R_D$ . Maksimum korisne snage se nalazi u blizini minimuma klir faktora, odnosno u blizini veličine otpora  $R_D$  za koju je vrednost  $k_2$  približno jednaka nuli. Logično je izabrati ovu vrednost otpora  $R_D$  kao otpornost potrošača. Ona se određuje iz uslova da  $k_2$  bude jednako nuli. Imajući u vidu da je

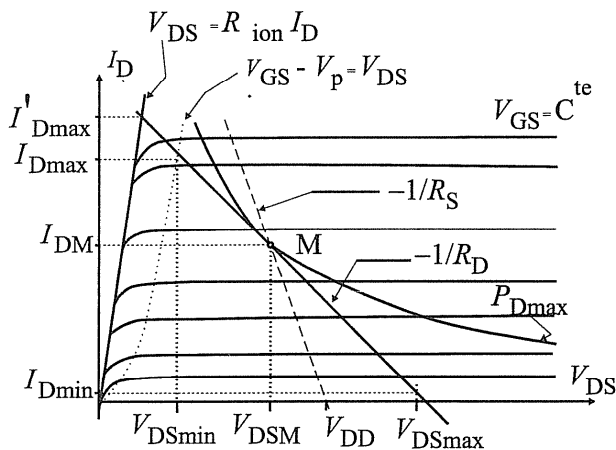
$$(6.1.6) \quad k_2 = \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_M}{2(I_{max} - I_{min})} \cdot 100\%$$

lako dobijamo

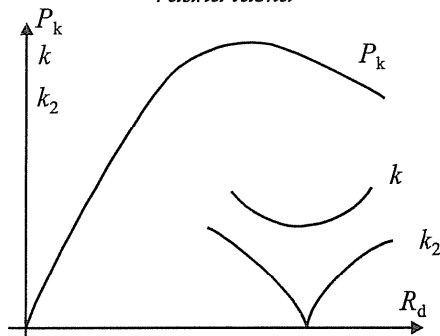
$$(6.1.7) \quad I_M = [I_{max} + I_{min}] / 2.$$

Ovo znači da radnu tačku treba uzeti na hiperboli snage, na polovini između struja  $I_{max}$  i  $I_{min}$ .

Na osnovu dosadašnjih razmatranja došli smo do dva osnovna kriterijuma za projektovanje pojačavača snage sa JFET-om u klasi A sa transformatorskom spregom. Prvo, uzeto je da važi (6.1.7). U ovom izrazu imamo tri nepoznate veličine. Jednu od njih, međutim, možemo lako da izaberemo. To je minimalna struja  $I_{Dmin}$  koja treba da bude dovoljno velika da mirna radna tačka (pri malim strujama) ne zalazi duboko u područje nelinearnih karakteristika. Tako, ostaju dve nepoznate:  $I_{DM}$  i  $I_{Dmin}$ , a jedna jednačina.



Sl. 6.1.2 Izlazne karakteristike FET-a, radna prava i radna tačka



Sl. 6.1.3 Zavisnost korisne snage ( $P_k$ ), klir faktora ( $k$ ), i klir faktora drugog harmonika od  $R_D$

Za određivanje  $I_{Dmax}$  koristićemo sledeće rasuđivanje. Radna tačka pri velikim strujama napušta aktivnu oblast rada (linearni rad) ako se predje iz oblasti naponskog zasićenja u omsku oblast. Granica između ovih oblasti je data sa

$$(6.1.8) \quad V_{GS} - V_p = V_{DS}$$

U preseku ove linije i radne prave za naizmeničnu struju dobija se  $I_{Dmax}$ . Pored toga dobijaju se i vrednosti  $V_{GSmax}$  i  $V_{DSmin}$ . Drugim rečima, u ovoj tački (6.1.2), (6.1.5) i (6.1.8) postaju

$$(6.1.9a) \quad V_{GSmax} = -R_S I_{Dmax},$$

$$(6.1.9b) \quad V_{GSmax} - V_p = V_{DSmin}$$

i

$$(6.1.9c) \quad V_{DSmin} - V_{DSM} = -R_D (I_{Dmax} - I_{DM})$$

Uvodjenjem ovog sistema uvedena je u račun još jedna nepoznata:  $V_{DSM}$ . To je napon između drejna i sorsa u mirnoj radnoj tački. Njega možemo da eliminišemo ako imamo u vidu da se radna tačka nalazi na hiperboli snage t.j.

$$(6.1.10) \quad V_{DSM} = P_{Dmax} / I_{DM}$$

Kombinacijom (6.1.4), (6.1.7), (6.1.9a), (6.1.9b) i (6.1.10) jednačina (6.1.9c) transformiše se u kvadratnu jednačinu:

$$(6.1.11a) \quad I_{DM}^2 - \frac{2P_{Dmax} + I_{Dmin}V_{DD}}{2V_{DD} + V_p} \cdot I_{DM} + \frac{2P_{Dmax}I_{Dmin}}{2V_{DD} + V_p} = 0,$$

čije je rešenje

$$(6.1.11b) \quad I_{DM} = \frac{2P_{Dmax} + I_{Dmin}V_{DD}}{2(2V_{DD} + V_p)} \left[ 1 + \sqrt{1 - \frac{8P_{Dmax}I_{Dmin}(2V_{DD} + V_p)}{(2P_{Dmax} + I_{Dmin}V_{DD})^2}} \right]$$

Sada se mogu lako odrediti sve ostale veličine vezane za projektovanje pojačavača. Pre nego prikažemo rezultate jednog projekta, uočimo da ako izaberemo  $I_{Dmin}=0$  dobijamo veoma jednostavan izraz za struju u mirnoj radnoj tački

$$(6.1.11c) \quad I_{DM} = P_{Dmax} / (2V_{DD} + V_p),$$

pri čemu ne treba zaboraviti da se radi o N-kanalnom tranzistoru, odnosno da je  $V_p$  negativan broj.

#### Primer 6.1

U pojačavaču snage u klasi A sa JFET-om upotrebljen je potrošač  $R_p=4\Omega$ . Poznato je  $V_{DD}=20$  V i parametri tranzistora  $V_p=-4$  V,  $P_{Dmax}=4$  W i  $I_{Dmin}=10$  mA. Odrediti koordinate radne tačke, granične vrednosti struja i napona i elemente kola.

Rešenje:

Dobija se  $I_{DM}=0.22$  A,  $V_{DM}=18.4$  V,  $I_{Dmax}=0.425$  A,  $R_D=84.5 \Omega$ ,  $n=4.6$ ,  $V_{DSmin}=0.845$  V,  $V_{GSmax}=-3.15$  V i  $R_S=7.4 \Omega$ .

Najveća vrednost napona između drejna i sorsa je od interesa stoga što ona ne sme da premaši napon proboja tranzistora. S tim u vezi kod pojačavača sa induktivnim opterećenjem nastaju neke specifičnosti kojima ovde treba posvetiti pažnju. Naime, induktivno opterećenje u drejnu, tokom negativne poluperiode naizmenične komponente struje drejna, suprotstavlja se smanjenju struje tako što kolu saopštava energiju koju je akumuliralo tokom pozitivne poluperiode. Situacija je ekvivalentna kolu sa dvama izvorima za napajanje. Jedan je izvor  $V_{DD}$ , a drugi induktivnost primara transformatora. Stoga su trenutne vrednosti napona na drejnu znatno veće od vrednosti napona

napajanja. Kao što se vidi sa Sl. 6.1.2, maksimalni napon dostiže vrednost koja se dobija kao rešenje jednačine (6.1.5) pod uslovom  $I_D = I_{Dmin}$ . Dobija se

$$(6.1.12) \quad V_{DSmax} = V_{DSM} - R_D(I_{Dmin} - I_{DM})$$

Za gornji primer brojna vrednost maksimalnog napona izmedju drejna i sorsa je  $V_{DSmax} = 32.7$  V. Grubo računato, vrednost maksimalnog napona približna je dvostrukoj vrednosti napona napajanja. O ovom treba voditi računa pri izboru tranzistora. Tranzistor koji je ovde upotrebljen mora da ima maksimalni dozvoljeni napon veći od 32.7 V. Ukoliko to nije slučaj pojačavač mora da se preprojektuje tako što se radna prava za naizmeničnu struju translatorno pomeri naniže tako da njen desni kraj preseca pravu  $I_D = I_{Dmin}$  u tački čija je apscisa manja od maksimalnog dozvoljenog napona komponente. U preseku te nove radne prave i krive (6.1.8) dobija se nova vrednost za  $I_{Dmax}$ , a na sredini izmedju  $I_{Dmax}$  i  $I_{Dmin}$  odredi se nova mirna radna tačka odnosno nova vrednost za  $R_S$ . Naravno, pošto je radna prava pomerana translatorno, vrednost  $R_D$  i  $n$  se nije promenila.

Na osnovu Sl. 6.1.2 za najveće amplitude naizmeničnih signala na drejnu imamo

$$(6.1.13) \quad \begin{aligned} V_{DSm} &= |V_{DSM} - V_{DSmin}| = \\ &= |V_{DSmax} - V_{DSM}| \end{aligned}$$

i

$$(6.1.14) \quad J_{DSm} = |I_{DM} - I_{Dmin}| = |I_{Dmax} - I_{DM}|$$

Tako, za najveću vrednost korisne snage dobijamo

$$(6.1.15) \quad \begin{aligned} R_k &= V_{DSm} J_{Dm} / 2 = \\ &= (V_{DSM} - V_{DSmin})(I_{DM} - I_{Dmin}) / 2 \\ &= \frac{V_{DSM} I_{DM}}{2} \left( 1 - \frac{V_{DSmin}}{V_{DSM}} \right) \left( 1 - \frac{I_{Dmin}}{I_{DM}} \right), \end{aligned}$$

a za najveću moguću vrednost stepena iskorišćenja imamo

$$(6.1.16) \quad \begin{aligned} \eta_{max} &= \frac{R_k}{P_B} = \frac{V_{DSm} J_{Dm} / 2}{V_{DD} I_{DM}} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_{DSm} J_{Dm}}{(V_{DSM} + I_{DM} R_S) I_{DM}} \\ &\approx \frac{1}{2} \frac{V_{DSm} J_{Dm}}{V_{DSM} I_{DM}} = \\ &= \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{V_{DSmin}}{V_{DSM}} \right) \left( 1 - \frac{I_{Dmin}}{I_{DM}} \right). \end{aligned}$$

Idealna najveća moguća vrednost stepena iskorišćenja (za  $V_{DSmin} = 0$  i  $I_{Dmin} = 0$ ) iznosi 50%. Praktično, stepen iskorišćenja iznosi oko 40%. To znači da se 40% snage baterije predaje potrošaču, a ostali (veći) deo se potroši na aktivnom elementu. U primeru koji je gore računat važno je  $V_{DSM} = 16.7$  V,  $V_{DSmin} = 0.785$  V,  $I_{DM} = 0.24$  A i  $I_{Dmin} = 0.01$  A, pa se

za stepen iskorišćenja iz (6.1.16) dobija  $\eta_{max} \approx 0.457$ . U ovom slučaju snaga baterije je  $P_B = V_{DD} I_{DM} = 20 \cdot 0.24 = 4.8$  W, a stepen iskorišćenja dat sa (6.1.16) je približno izračunat upotrebom snage disipacije na tranzistoru u odsustvu signala čija je vrednost  $P_d = I_{DM} V_{DSM} = 0.24 \cdot 16.7 = 4.008$  W. Maksimalna vrednost korisne snage je  $P_k = 1.83$  W. Prema tome tačna vrednost maksimalne vrednosti stepena iskorišćenja iznosi 0.38, odnosno 38%.

Analizom izraza (6.1.16) zaključujemo da vrednost izabrane struje  $I_{Dmin}$  utiče na vrednost stepena iskorišćenja. Ipak, imajući u vidu da je to mala struja, može se reći da je njen praktičan uticaj na stepen iskorišćenja zanemariv čak i kada se uzme relativno veliko  $I_{Dmin}$ . Vrednost  $V_{DSmin}$ , međutim, nije tako mala i, ako se zahteva visoka vrednost stepena iskorišćenja, ova osobina FET-a predstavlja njegov nedostatak. Ukoliko se insistira na većem stepanu iskorišćenja može se za minimalnu vrednost napona na drejnu umesto (6.1.9b) uzeti

$$(6.1.17) \quad V_{DSmin} = R_{ion} I_D,$$

što je prikazano na Sl. 6.1.2. Sada se dobija nova vrednost za  $I_{Dmax}$  (obeležena sa  $I'_{Dmax}$ ) i, naravno, novi položaj mirne radne tačke. Ovaj zahtev, međutim, napušta kriterijum minimalnih izobličenja i ako se usvoji treba naći novi kriterijum za izbor  $R_D$ .

Treba imati na umu da u praktičnim izračunavanjima treba uvrstiti i gubitke u transformatoru. Naime, u transformatoru, usled omskih gubitaka u namotajima i rasipnog fluksa, potroši se neka energija tako da se ukupni stepen iskorišćenja dobija kao proizvod

$$(6.1.18) \quad \eta = \eta_{tranzistora} \cdot \eta_{transformatora}$$

Vrednost stepena iskorišćenja transformatora je veća od 90%.

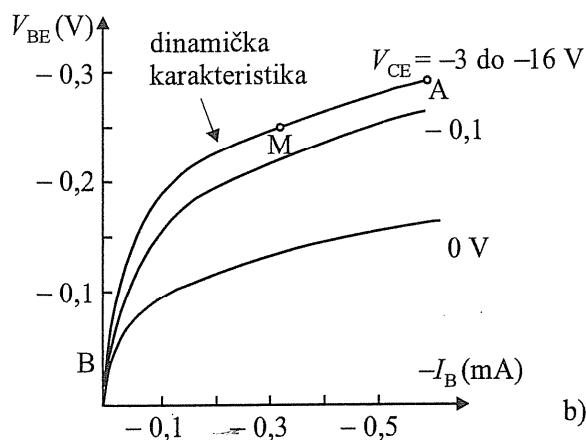
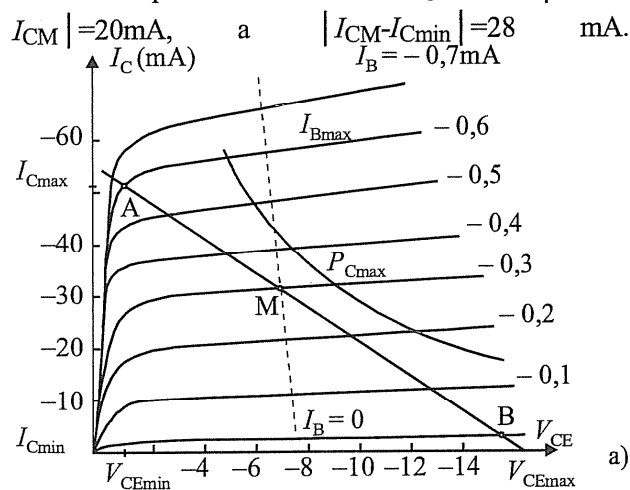
Najzad, pomenimo još da se dešava da zahtevana korisna snaga na potrošaču bude manja od maksimalne vrednosti koja je data sa (6.1.15). U takvim slučajevima treba ipak proračun obaviti kako je ovde opisano, a negativnom povratnom spregom redukovati pojačanje na željenu vrednost. Na takav način se može uticati na smanjenje nelinearnih izobličenja.

## 6.1.2 Pojačavački stepen sa bipolarnim tranzistorom

Pojačavač snage u klasi A sa bipolarnim tranzistorom je prikazan na Sl. 6.1.1b, a na Sl. 6.1.4 su prikazane izlazne i ulazne karakteristike tipičnog tranzistora. Može se uočiti da je izlazna karakteristika vrlo strma za male napone na kolektoru tako da je  $V_{CEmin} \approx 0$ . Slično, kod bipolarnog tranzistora možemo uzeti da je  $I_{Cmin} \approx 0$ , tako da se u ovom slučaju dobija stepen iskorišćenja koji je vrlo blizu 50%.

Pre nego pristupimo opisu postupka za proračun ovog pojačavača, ukazaćemo na neke njegove specifičnosti u odnosu na kolo sa FET-om. Najpre će biti razmotrena nelinearna izobličenja. Kod bipolarnih tranzistora ona ne potiču samo od nelinearnosti izlazne karakteristike već i od nelinearnosti ulazne (dinamičke) karakteristike koja je prikazana na Sl. 6.1.4b. Ova tvrdnja će biti ilustrovana praktičnom primerom.

Neka radna tačka pojačavača sa bipolarnim tranzistorom čije su karakteristike prikazane na Sl. 6.1.4 ima sledeće koordinate:  $I_{BM} = -300 \mu\text{A}$ ,  $I_{CM} = -31 \text{ mA}$  i  $V_{CEM} = -7.2 \text{ V}$ . Neka se tranzistor pobudjuje idealnim strujnim generatorom sinusoidalnog talasnog oblika amplitude  $J_{Bm} = 300 \mu\text{A}$ . Ukupna bazna struja (jednosmerna i naizmjenična komponenta) je prikazana na Sl. 6.1.5a. Usled ove pobude, kako se vidi sa Sl. 6.1.4a, radna tačka će se pomerati od tačke A sa koordinatama  $I_{Bmax} = -600 \mu\text{A}$ ,  $I_{Cmax} = -51 \text{ mA}$  i  $V_{CEmin} = -0.4 \text{ V}$ , do tačke B sa koordinatama  $I_{Bmin} = 0 \mu\text{A}$ ,  $I_{Cmin} = -3 \text{ mA}$  i  $V_{CEmax} = -16 \text{ V}$ . Očigledno je da se u različitim poluperiodama pobudnog signala dobijaju različite amplitude kolektorske struje. Tako,  $|I_{Cmax} - I_{Cmin}| = 20 \text{ mA}$ , a  $|I_{CM} - I_{Cmin}| = 28 \text{ mA}$ .



Sl. 6.1.4 (a) Izlazne i (b) ulazne karakteristike tipičnog germanijumskog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom

Taladni oblik kolektorske struje je izobličen, a prikazan je na Sl. 6.1.5b. Na Sl. 6.1.5c je prikazan izobličen talasni oblik kolektorskog napona kod koga je  $|V_{CEM} - V_{CEmin}| = 6.7 \text{ V}$ , a  $|V_{CEmax} - V_{CEM}| = 8.8 \text{ V}$ .

Sa dinamičke ulazne karakteristike vidi se da je za  $I_B = -300 \mu\text{A}$ ,  $V_{BEM} = -0.24 \text{ V}$ . U tački A je za  $I_B = -600 \mu\text{A}$ ,  $V_{BEMax} = -0.28 \text{ V}$ , a u tački B za  $I_B = 0 \mu\text{A}$ ,  $V_{BEMin} = -0.05 \text{ V}$ . Tako imamo  $|V_{BEMax} - V_{BEM}| = 0.04 \text{ V}$ , a  $|V_{BEM} - V_{BEMin}| = 0.19 \text{ V}$ . Napon između baze i emitora je znatno izobličen zbog nelinearne ulazne karakteristike. Talasni oblik ulaznog napona je prikazan na Sl. 6.1.5d.

Razmotrimo sada talasne oblike napona i struja kada se pojačavač pobudjuje idealnim naponskim generatorom. Sada je napon  $V_{BE}$  sinusoidalan. On je prikazan na Sl. 6.1.6a. Talasni oblik bazne struje, za istu radnu tačku kao i u prethodnom slučaju, prikazan je na Sl. 6.1.6b. On je određen pomoću ulazne karakteristike sa Sl. 6.1.4b, pri čemu je amplituda pobudnog napona  $0.04 \text{ V}$ . Može se uočiti da je talasni oblik izobličen. Amplituda pozitivne poluperiode je  $300 \mu\text{A}$ , a negativne  $200 \mu\text{A}$ . Pomoću Sl. 6.1.4a na osnovu talasnog oblika struje baze, određeni su talasni oblici struje kolektora i napona između kolektora i emitora. Oni su prikazani na Sl. 6.1.6c i Sl. 6.1.6d.

Pri razmatranju nelinearnih izobličenja, poredjenjem talasnih oblika sa Sl. 6.1.5 i Sl. 6.1.6 može se zaključiti da su izobličenja znatno manja kada se tranzistor pobudjuje idealnim naponskim generatorom. Pošto idealni generator neće biti upotrebljen u stvarnom pojačavaču, razmotrimo uticaj konačne unutrašnje otpornosti naponskog pobudnog generatora na nelinearna izobličenja. Jednostavnosti radi, razmatranje će biti izvedeno na sledeći način. Kako unutrašnja otpornost generatora raste od nule, naponski generator teži da postane strujni. To znači da će talasni oblici sa Sl. 6.1.6 težiti ka talasnim oblicima sa Sl. 6.1.5. Ako posmatramo talasne oblike napona  $V_{CE}$  sa Sl. 6.1.5c i Sl. 6.1.6d, možemo uočiti da pri promeni otpornosti generatora od nule do beskonačnosti, postoji jedna vrednost te otpornosti za koju će amplitude obeju poluperioda biti jednake.

Ova vrednost omogućava minimalna izobličenja. Njena brojna vrednost se obično određuje eksperimentalno zbog nelinearnosti jednačina koje opisuju kolo. S obzirom da su nelinearna izobličenja manja kada se koristi idealni naponski generator, zaključujemo da će dobijena vrednost biti relativno mala. Naravno, ovaj zaključak vodi ka optimumu sa stanovišta izobličenja. Sa stanovišta prilagodjenja po snazi, međutim, potrebno je da izlazna otpornost prethodnog stepena bude jednaka ulaznoj otpornosti pojačavača snage. Pri tome, na ulazu pojačavača,