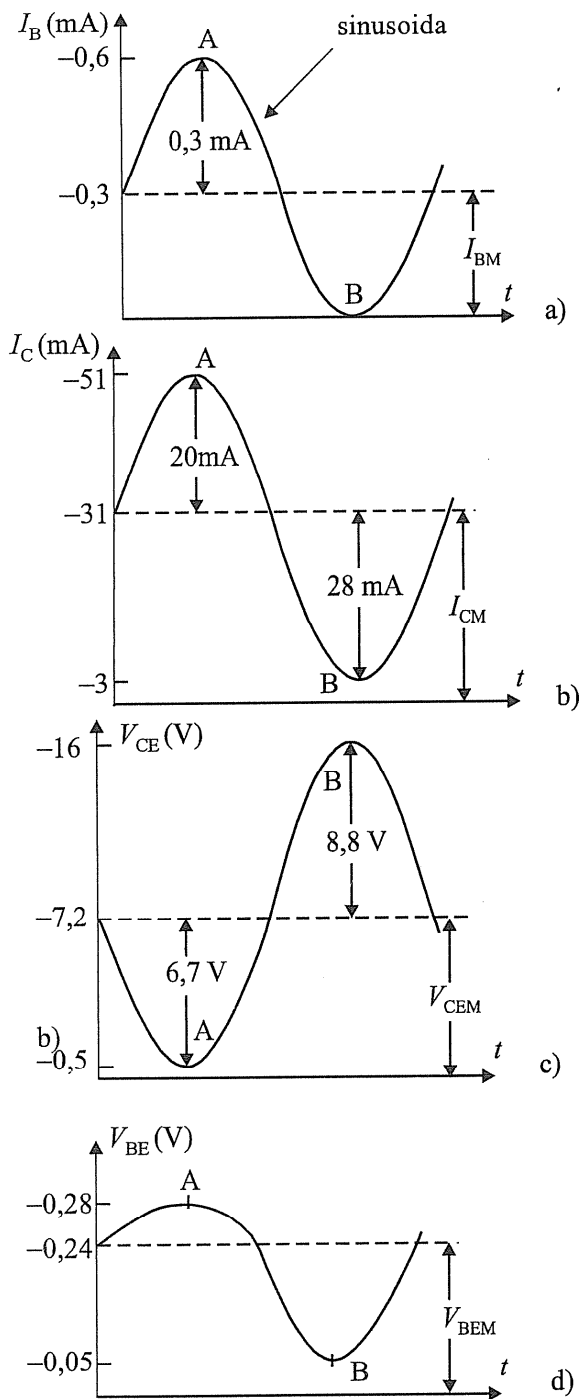


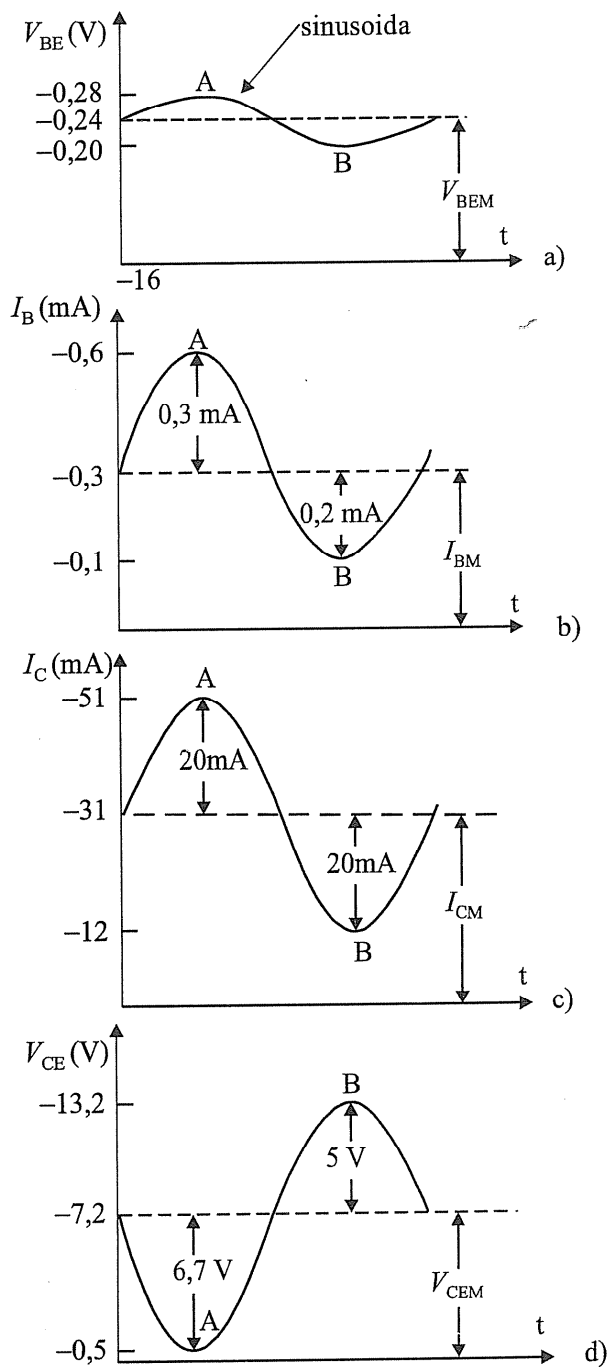
pošto je snaga signala još uvek mala, kriterijum o optimalnosti sa stanovišta prilagodjenja po snazi je manje važan.



Sl. 6.1.5 Talasni oblici pri strujnoj pobudi. a) Ulazna struja, b) izlazna struja, c) izlazni napon i d) ulazni napon.

Prilagodjenje i nelinearna izobličenja, međutim, zavise i od vrednosti otpornosti potrošača. Na Sl. 6.1.7 su prikazane zavisnosti korisne snage i klir faktora od vrednosti otpornosti potrošača. Vrednost otpornosti  $R_C$  pri kojoj su izobličenja najmanja, znatno je manja od one za koju se dobija maksimalna korisna snaga. U oblasti malih izobličenja korisna snaga brzo

opada. Zato se optimum nalazi između vrednosti otpora  $R_C$  za koju se dobijaju minimalna izobličenja i maksimalna korisna snaga. O ovim osobinama pojačavača biće reči prilikom izbora postupka za projektovanje istog.



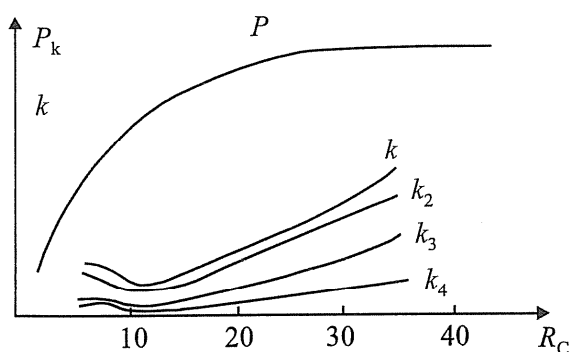
Sl. 6.1.6 Talasni oblici pri naponskoj pobudi. a) ulazni napon, b) ulazna struja, c) izlazna struja i d) izlazni napon

Razmotrimo sada uticaj temperature i disipacije na osobine pojačavača. Na Sl. 6.1.4a je ucrtana kriva maksimalne kolektorske disipacije  $P_{cmax}$ . Ova veličina, međutim, nije konstanta i zavisi od temperature. Razumljivo je da je temperatura kolektorskog spoja obično znatno veća od temperature okoline. Ako se

obezbedi dobro hladjenje tranzistora, temperatura spoja je nešto veća od temperature okoline. Tako se korišćenjem zavisnosti  $P_{\text{cmax}}=f(T)$  može, za datu maksimalnu očekivanu temperaturu okoline, odrediti i minimalna vrednost maksimalne kolektorske disipacije. Za ovu svrhu se koristi relacija (6.1.19)  $T_s - T_o = R_{\text{th}} \cdot P_C$ ,

gde je kao i ranije  $T_s$  temperatura kolektorskog spoja,  $T_o$  temperatura okoline,  $R_{\text{th}}$  termički otpor i  $P_C$  snaga kolektorske disipacije. Pri tome, treba voditi računa da je gornja granica maksimalne temperature spoja za silicijumski tranzistor 150, a za germanijumski 60° C. Termička otpornost je obično navedena u katalogu zajedno sa uslovima pod kojima ona važi. Na osnovu ovakvih rasudjivanja je ucrtana kriva maksimalne disipacije na Sl. 6.1.4a.

Na Sl. 6.1.4a je ucrtana radna prava za jednosmernu struju. Sa promenom temperature, u odsustvu signala, radna tačka će se kretati po ovoj pravoj. Novim temperaturama će odgovarati i novi položaj radne prave za naizmjeničnu struju obzirom da se ova pomera paralelno, a njen nagib je određen otpornošću u kolektoru  $R_C = n^2 R_p$ . Pri porastu temperature, ako se ne preduzmu posebne mere, radna tačka se može pomeriti, po radnoj pravoj za jednosmernu struju, u oblast iznad maksimalne dozvoljene disipacije, tako da će radna prava za naizmjeničnu struju delimično ležati iznad hiperbole snage. To je nedopustivo. Ovde treba napomenuti da se uslov za sprečavanje samozagrevanja  $V_{CE}V_{CC}/2$  ne može ostvariti zbog male statičke otpornosti u kolektoru (otpor namotaja transformatora). Zato, temperaturskoj stabilizaciji treba posvetiti maksimalnu pažnju.



Sl. 6.1.7 Zavisnost korisne snage i klir faktora od velične kolektorske otpornosti

Kada ucrtamo hiperbolu snage za najgori slučaj (najvišu temperaturu okoline), radna prava za naizmjeničnu struju se postavlja na sledeći način. Iz poznatih (zadatih) ili izračunatih vrednosti faktora nestabilnosti izračunava se maksimalna promena kolektorske struje  $\Delta I_{CT}$  koja će nastupiti u najgorem temperaturskom slučaju. Radna prava se tako postavi da

minimalno rastojanje od hiperbole snage po ordinati bude veće ili jednako  $\Delta I_{CT}$ . Ovo rastojanje treba uzeti i nešto većim nego što je  $\Delta I_{CT}$  s obzirom da se radna tačka pomera i usled nelinearnih izobličenja.

Prilikom projektovanja ovog pojačavača treba poći od dijagrama koji je prikazan na Sl. 6.1.7. Na ovom dijagramu data je zavisnost korisne snage i klir faktora od vrednosti otpornosti potrošača. Može se uočiti suštinska razlika u odnosu na slučaj sa JFET-om. Apscise minimuma klir faktora i maksimuma korisne snage razlikuju se znatno. Uz to vrednost korisne snage na mestu minimuma klir faktora je znatno manja od maksimalne, a u isto vreme, vrednost klir faktora pri maksimalnoj korisnoj snazi je znatno veća od minimalne. Stoga je potrebno da se uvede dodatni kriterijum na osnovu koga će se usvojiti vrednost otpornosti potrošača. Za tranzistor sa Sl. 6.1.7 jedno kompromisno rešenje bilo bi kada bi izabrali  $R_C = 22 \text{ k}\Omega$ . Jedino ograničenje u odnosu na veličinu izabrane vrednosti za  $R_C$  odnosi se na apscisu tačke u kojoj će radna prava za naizmjeničnu struju da dodiruje hiperbolu snage. Pošto se izborom  $R_C$  automatski određuje i  $V_{CEM}$  kao

$$(6.1.20a) \quad V_{CEM} = \sqrt{P_{C\text{max}} \cdot R_C},$$

možemo odmah da ustanovimo da li je vrednost  $R_C$  prihvatljiva. Naime, ako se za  $V_{CEM}$  dobije vrednost koja je veća ili jednaka vrednosti napona napajanja  $V_{CC}$ , zaključujemo da je izbor  $R_C$  loš i da treba birati manju vrednost. Ipak, ako se insistira na ovoj vrednosti  $V_{CEM}$ , odnosno  $R_C$ , može se  $V_{CC}$  proglašiti promenljivom i prilagoditi ovom izboru. Posle primene gore opisanog postupka, u daljim proračunima može se smatrati da je  $R_C$ , a time i  $n$  poznata veličina. Ostaje da se odredi položaj mirne radne tačke, a iz nje vrednosti ostalih otpornika.

Najpre, na osnovu maksimalne korisne snage određujemo vrednost kolektorske struje pod uslovom da radna prava za naizmjeničnu struju dodiruje mirnu radnu tačku:

$$(6.1.20b) \quad (I'_{CM})^2 = P_{C\text{max}} / R_C.$$

Stvarni položaj je nešto niže tj.

$$(6.1.20c) \quad I_{CM} = I'_{CM} - \Delta I_{CM},$$

što znači da je radna prava translatorno pomerena. Vrednost struja baze određujemo iz  $I_{BM} = I_{CM} / \beta$ , a vrednost  $R_E$  iz radne prave za jednosmernu struju

$$(6.1.21a) \quad V_{CC} \approx V_{CEE} + R_E I_C,$$

pri čemu je izraz približan zato što je uzeto  $I_E \approx I_C$ . Na osnovu ovih rezultata i postupka prikazanog u odeljku 3.4.2, odnosno upotrebom jednačina (3.4.32), (3.4.33) i (3.4.34) mogu da se odrede otpornici  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ .

Radna prava za naizmjeničnu struju za ovo kolo

sada glasi

$$(6.1.21b) \quad I_C - I_{CM} = -(V_{CE} - V_{CEM})/R_C.$$

Minimalna vrednost napona na kolektoru dobija se u preseku radne prave za naizmeničnu struju i prave

$$(6.1.22) \quad I_C = V_{CE}/R_{ion},$$

koja aproksimira karakteristike tranzistora u oblasti strujnog zasićenja. Koordinate preseka su

$$(6.1.23) \quad I_{Cmax} = (V_{CEM} + R_C I_{CM})/(R_C + R_{ion})$$

$$V_{CEmin} = R_{ion} I_{Cmax}.$$

Maksimalna vrednost kolektorskog napona dobija se u preseku radne prave za naizmeničnu struju i horizontalne linije  $I_C = I_{Cmin}$ . Dobija se

$$(6.1.24) \quad V_{CEmax} = V_{CEM} + R_C (I_{CM} - I_{Cmin}).$$

Pošto se o tome nije vodilo računa, sa ovako određenom radnom pravom, može se desiti da, maksimalna trenutna vrednost napona na kolektoru bude veća od maksimalne dozvoljene vrednosti. Ovo važi i kada govorimo o maksimalnoj dozvoljenoj kolektorskoj struji. Pri tome treba proveriti da li su ove dve granične vrednosti prekoračene u slučaju kada se radna tačka pomeri za  $\Delta I_{CT}$  (To znači da u (6.1.23) i (6.1.24) treba staviti  $I'_{CM}$  umesto  $I_{CM}$ ). U ovom slučaju su  $I_{Cmax}$  i  $V_{CEmax}$  najveći, a treba i dalje da budu manji od maksimalnih dozvoljenih vrednosti. Ukoliko to nije slučaj, usvoji se još manja vrednost za  $I_{CM}$ , i postupak se ponovi. Ova aktivnost je opravdana i stoga što se sada znaju vrednosti elemenata kola pa može da se odredi ona komponenta  $\Delta I_{CM}$  koja se odnosi na temperaturski priraštaj. Postavi se nova radna prava i odrede vrednosti  $I_{Cmax}$  i  $V_{CEmax}$ . Tako sve dok se ne obezbedi temperaturski stabilan rad bez prekoračenja napona i struja.

### 6.1.3 Simetrična sprege u klasi A

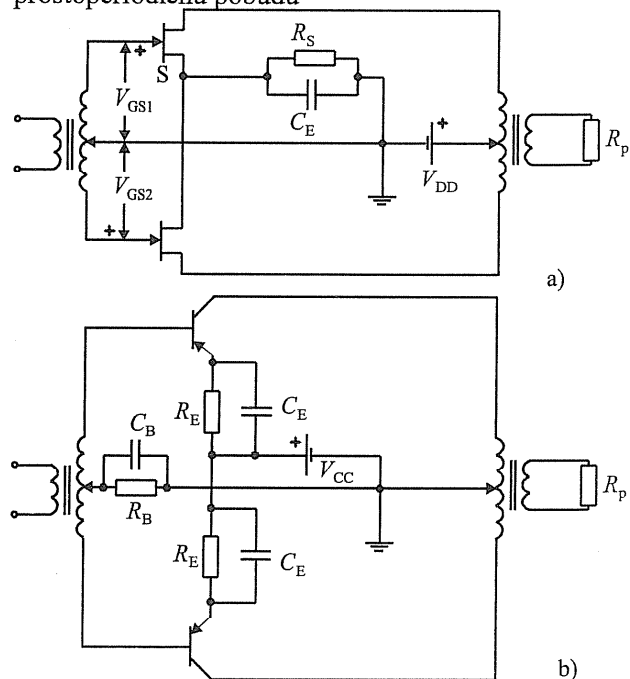
Poznato je da su sa stanovišta primene bilo u pojačavačima napona bilo u pojačavačima snage, na niskim frekvencijama, bipolarni tranzistori pogodnija komponenta od FET-a s obzirom na neuporedivo veće pojačanje. Kod pojačavača snage u klasi A sa bipolarnim tranzistorima, međutim, kao što smo videli u prethodnom odeljku, pitanje nelinearnih izobličenja nije rešeno. Mada nije jednako problematično, i kod pojačavača sa FET-om može se uočiti da kada bi se insistiralo na maksimalnoj korisnoj snazi problem nelinearnih izobličenja bi ostao nerešen. Stoga se čine pokušaji da se istovremeno udovolji i zahtevu za minimalnim nelinearnim izobličenjima i zahtevu za maksimalnom korisnom snagom. Jedno od postojećih rešenja je upotreba simetrične sprege.

Specijalna sprege dva aktivna elementa identičnih karakteristika omogućava dobijanje dvostruko veće korisne snage uz znatno smanjenje nelinearnih izobli-

čenja u odnosu na stepen sa jednim aktivnim elementom. Ta sprege naziva se simetričnom i prikazana je na Sl. 6.1.8 za pojačavač sa JFET-ima i za pojačavač sa bipolarnim tranzistorima. Lako je uočiti da se simetrična sprege ostvaruje sprežanjem dva identična stepena tako da je kolo baterije zajedničko. Rad ovih kola može se analizirati upotrebom uopštenog simetričnog pojačavača, koji je prikazan na Sl. 6.1.9. Pri njegovom izvodjenju se smatralo da je pad napona na otporniku sorsa (emitora) mnogo manji od pada napona na aktivnom elementu  $v_{DS}$  ( $v_{CE}$ ) i da je struja baze mnogo manja od struje kolektora.

Na ulazu simetrične sprege nalazi se ulazni transformator  $T_1$ . Sekundar ovog transformatora ima tri izvoda. Krajnji izvodi su priključeni za ulazne priključke aktivnih elemenata, a srednji izvod je za naizmenične signale kratko spojen sa zajedničkim priključcima aktivnih elemenata (sorsa ili emitora) odnosno za masu. Na ovaj način se postiže da su ulazni signali aktivnih elemenata iste amplitude i suprotne faze. Sa promenama napona na primaru transformatora  $T_1$  menjaju se, u istom iznosu, oba signala na ulazima aktivnih elemenata, ali u suprotnom smeru.

Potrošač je takodje priključen preko simetričnog transformatora. Primar ima tri izvoda. Krajnji izvodi su priključeni za izlazne priključke aktivnih elemenata, a srednji je za naizmenične signale priključen na zajedničke priključke odnosno za masu. Kroz svaku polovinu primara protiče struja jednog aktivnog elementa. Pošto su ulazni signali istih amplituda i suprotnih faznih stavova, ako su aktivni elementi identični, izlazne struje su takodje istih amplituda, a suprotnih faznih stavova. Imajući ovo u vidu, možemo pisati za prostoperiodičnu pobudu



Sl. 6.1.8 Simetrična sprege u klasi A a) sa JFET-ima i b) sa bipolarnim tranzistorima

$$(6.1.25) \quad i_1 = I + J_{1m} \cos(\omega t) + J_{2m} \cos(2\omega t) + J_{3m} \cos(3\omega t) + \dots$$

$$(6.1.26) \quad i_2 = I + J_{1m} \cos(\omega t + \pi) + J_{2m} \cos 2(\omega t + \pi) + J_{3m} \cos 3(\omega t + \pi) + \dots$$

$$= I - J_{1m} \cos(\omega t) + J_{2m} \cos(2\omega t) - J_{3m} \cos(3\omega t) + \dots$$

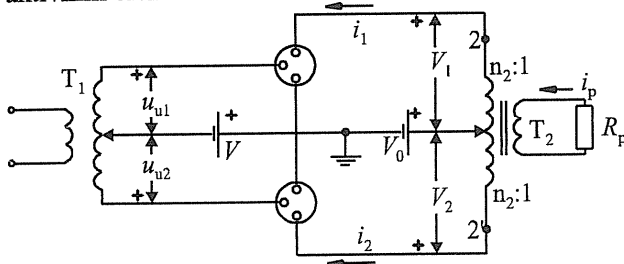
Struja u sekundaru transformatora  $T_2$  se dobija iz

$$(6.1.27) \quad n_2 i_1 - n_2 i_2 = 1 \cdot i_p,$$

odnosno

$$(6.1.28) \quad i_p = n_2 (i_1 - i_2) = n_2 [2J_{1m} \cos(\omega t) + 2J_{3m} \cos(3\omega t) + \dots]$$

Struja kroz potrošač ne sadrži drugi i, uopšte, parne harmonike. Oni su primenom simetrične sprege poništeni. Kako je amplituda drugog harmonika veća od svih ostalih harmonijskih komponenata, primenom simetrične sprege ukupni klir faktor se znatno smanjuje u odnosu na pojačavače snage sa jednim aktivnim elementom.



Sl. 6.1.9 Uopštena šema simetričnog pojačavača

Oba pojačavačka stepena rade u klasi A. Povećanje struje jednog prati smanjenje struje drugog u istom iznosu. Zato je za simetričnu spregu odomačen anglosaksonski naziv pušpul (push-pull=guraj-vuci).

Ukupna otpornost koja se preslikava na krajeve primara transformatora  $T_2$  između tačaka 2-2' je data sa

$$(6.1.29) \quad R'_{22} = (2n_2)^2 R_p = 4n_2^2 R_p.$$

U izlaznom kolu svakog aktivnog elementa nalazi se polovina ove otpornosti

$$(6.1.30) \quad R_C = \frac{R'_{22}}{2} = 2n_2^2 R_p.$$

U električnom kolu sa Sl. 6.1.8a prednapon se dobija automatskim putem pomoću otpora  $R_S$ . Kondenzator  $C_E$  ga premošćuje za naizmeničnu struju. Pošto je  $R_S$  zajednički za oba aktivna elementa, za ukupnu struju koja protiče kroz njega možemo pisati

$$(6.1.31) \quad i = i_1 + i_2 = 2I + 2J_{2m} \cos(2\omega t) + 2J_{4m} \cos(4\omega t) + \dots$$

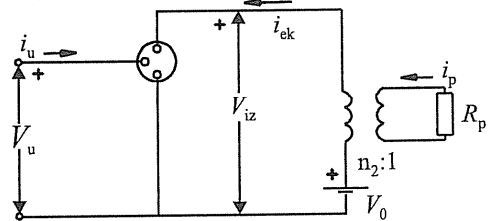
Ova struja ne sadrži osnovni harmonik pa se kondenzator  $C_E$  može izostaviti. Imajući u vidu, medju-

tim, da tranzistori ne mogu imati potpuno identične karakteristike, što znači da će ipak postojati mala komponenta frekvencije osnovnog harmonika, on se obično ostavlja u kolu. Važnije je međutim da je jednosmerna struja kroz otpornik  $R_S$  dvostruko veća nego što je jednosmerna struja drejna tranzistora tako da važi

$$(6.1.32) \quad V_{GS} = -R_S(2I).$$

Na osnovu ovoga zaključujemo da je potrebna dvostruko manja vrednost za  $R_S$  nego što je slučaj kod običnog pojačavača sa zajedničkim sorsom.

U kolu sa Sl. 6.1.8b potrebna jednosmerna struja baze se obezbeđuje preko otpornika  $R_B$ . On je premošćen kondenzatorom  $C_B$  kako ne bi uticao na struju ulaznog signala. Otpornik  $R_E$  u emitorskom kolu služi za temperaturnu stabilizaciju radne tačke. Treba napomenuti da se i kod pojačavača sa JFET-ima polarizacija može izvesti pomoću dva otpornika  $R_S$ .



Sl. 6.1.10 Ekvivalentno kolo simetrične sprege

Svaki aktivni element daje istu korisnu snagu potrošaču  $R_p$ . Ukupna korisna snaga na zajedničkom potrošaču  $R_{22}'$  je dvostruko veća. Sa stanovišta izbora najpovoljnijih uslova rada, za svaki aktivni element važe isti uslovi koji su ranije opisani za pojačavač snage sa jednim aktivnim elementom. Međutim, pri grafičkoj analizi simetrične sprege ne mogu se upotrebiti statičke karakteristike svakog elementa ponaosob. Razlog je međusobni uticaj aktivnih elemenata, pošto oba istovremeno vode struju, a međusobno nisu razdvojeni. Stoga se grafička analiza obavlja tako što se izvodi ekvivalentna karakteristika za simetričnu spregu koja važi u isto vreme za oba aktivna elementa.

Ako uvedemo oznaku  $i_{ek} = i_1 - i_2$ , jednačina (6.1.27) može da se napiše kao

$$(6.1.33) \quad i_p = n_2 i_{ek}.$$

Sada se oba aktivna elementa sa Sl. 6.1.9 mogu zamieniti jednim čija je izlazna struja  $i_{ek}$ , a odnos transformacije  $n_2:1$ . Ovo ekvivalentno kolo je prikazano na Sl. 6.1.10. Ako se ulazni signal (napon ili struja) obeleži sa  $x_u$ , tada izlazna karakteristika svakog elementa ponaosob predstavlja funkcije

$$(6.1.34) \quad i_1 = f(x_{u1}, v_{iz1})$$

$$(6.1.35) \quad i_2 = f(x_{u2}, v_{iz2})$$

pri čemu se pretpostavlja da su tranzistori identičnih

karakteristika. Za izlazni napon imamo

$$(6.1.36) \quad v_{iz1} = V_0 - v_1$$

$$(6.1.37) \quad v_{iz2} = V_0 - v_2$$

pri čemu su sa  $v_1$  i  $v_2$  označene naizmenične komponente izlaznih signala, tj. napona. Pri tome važi  $u_2 = -u_1$ . Na sličan način se može prikazati i ulazni signal

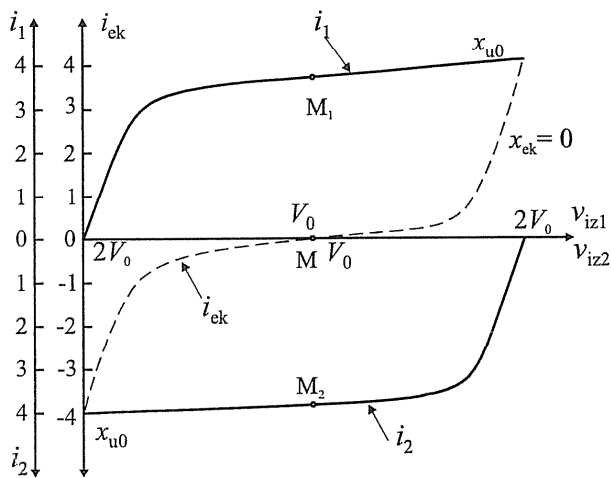
$$(6.1.38) \quad x_{u1} = X_{u0} + x_{ut1}$$

$$(6.1.39) \quad x_{u2} = X_{u0} + x_{ut2}$$

gde su  $x_{ut1}$  i  $x_{ut2}$  naizmenične komponente ulaznog signala. Slično važi  $x_{ut2} = -x_{ut1}$ .

Sa ovom notacijom može se pisati

$$(6.1.40) \quad i_{ek} = i_1 - i_2 = f(X_{u0} + x_{ut1}, V_0 + v_1) - f(X_{u0} - x_{ut1}, V_0 - v_1).$$



Sl. 6.1.11 Određivanje ekvivalentnih karakteristika kod simetrične spregne

Karakteristike ekvivalentnog aktivnog elementa mogu se dobiti sabiranjem izlaznih karakteristika jednog i drugog aktivnog elementa na taj način što se karakteristike drugog uzimaju sa suprotnim znakom. Do ovog zaključka se lako dolazi analizom izraza (6.1.40). Zato se u postupku analize, koji je prikazan na Sl. 6.1.11 karakteristike jednog i drugog aktivnog elementa postavljaju nasuprot, tako da osa porasta izlaznog napona jednog elementa je u isto vreme osa opadanja drugog. Za  $v_1 = 0$  obe karakteristike imaju zajedničku tačku M za koju je  $v_{iz1} = v_{iz2} = V_0$ , gde je  $V_0$  napon izvora za napajanje. Jednosmerna komponenta struje u ovoj tački je jednaka nuli s obzirom da je  $i_{ek}$  dato sa (6.1.40).

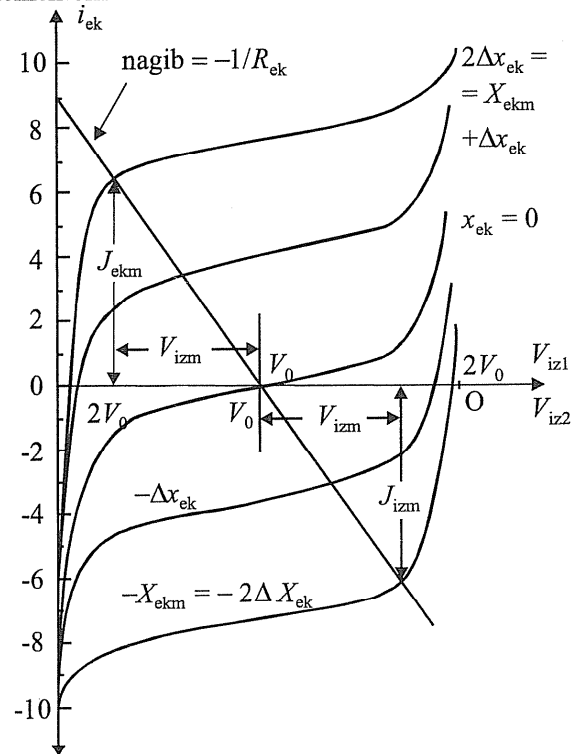
Preglednosti radi, na Sl. 6.1.11 su prikazane i radne tačke pojedinih aktivnih elemenata. One su označene sa  $M_1$  i  $M_2$ . Pošto ove karakteristike aktivnih elemenata odgovaraju odsustvu signala, i ekvivalentna radna tačka odgovara slučaju odsustva signala, odnosno  $x_{ek} = 0$ . Tako je određena jedna tačka na ekvivalentnoj karakteristici (tačka M). Ostale dobijamo tako što pri konstantnom  $x_{ek}$  (u ovom slučaju  $x_{ek} = 0$ )

menjamo  $v_1$ . Porast  $v_1$  izaziva pomeraj tačke udesno na obema karakteristikama za isti iznos, a opadanje pomeraj ulevo. Oduzimanjem struja u tim tačkama dobijamo ekvivalentnu karakteristiku koja je na Sl. 6.1.11 prikazana isprekidanom linijom.

Ostale karakteristike ekvivalentnog aktivnog elementa dobijamo na sledeći način. Neka ulazni signal prvog aktivnog elementa poraste za  $\Delta x_u$ . Ovoj vrednosti odgovara statička izlazna karakteristika za  $X_{u0} + \Delta x_u$ . Kod drugog aktivnog elementa će priraštaj signala biti  $-\Delta x_u$ , pa će odgovarajuća statička karakteristika biti ona označena sa  $X_{u0} - \Delta x_u$ . Oduzimanjem ovih dveju linija dobijamo ekvivalentnu karakteristiku za  $x_{ek} = \Delta x_u$ . Ponavljanjem ovog postupka dobija se polje ekvivalentnih izlaznih karakteristika koje prikazano na Sl. 6.1.12. Ekvivalentno opterećenje je dato sa

$$(6.1.41) \quad R_{ek} = n_2^2 R_p$$

pri čemu se ima u vidu jednačina (6.1.33) i odgovarajuća naponska relacija. Veličina  $R_{ek}$  određuje nagib radne prave za naizmeničnu struju koja je prikazana na Sl. 6.1.12. Pomoću ove radne prave se, dalje, izračunavaju korisna snaga i nelinearna izobličenja na isti način kao i kod pojačavača sa jednim aktivnim elementom.



Sl. 8.1.12 Polje izlaznih karakteristika ekvivalentnog elementa

Sumirajući dostignuto pomoću pojačavača snage u klasi A sa simetričnom spregom, zaključujemo da se može dostići vrlo mali klir faktor što je naravno, povoljno, a da se u isto vreme disipacija na aktivnom elementu i u najpovoljnijem slučaju smanji na oko