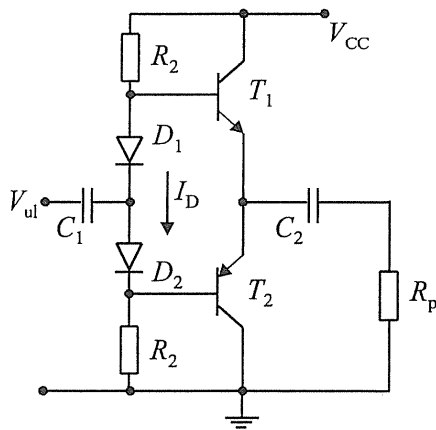


način što se između baza tranzistora vežu dve diode koje su stalno pozitivno polarisane kao što je to prikazano na Sl. 6.4.3.



Sl. 6.4.3 Simetrična sprega sa komplementarnim parom sa jednim izvorom za napajanje

Za ovo kolo najpre treba uočiti da je izvedeno sa jednim izvorom za napajanje što je ovde prikazano kao alternativa svim ostalim kolima u klasi B koja će biti prikazana kasnije. S obzirom da su prikazani izolacioni kondenzatori podrazumeva se da se pretpostavlja da će ovo kolo biti realizovano od diskretnih komponentata. Za polarizaciju p-n-spojeva tranzistora upotrebljen je par dioda. Prednost upotrebe para dioda u odnosu na rednu vezu otpornika (na kojima bi se ostvario isti jednosmerni pad napona) ogleda se u poboljšanoj temperaturskoj stabilnosti. Naime, poznato je da pri konstantnoj struji, napon na PN-spoju opada sa porastom temperature. To znači da porast temperature smanjuje potencijalnu razliku između baza.

Kada bi umesto dioda, između baza bili otpornici kao na Sl. 6.3.2, napon između baza bio bi temperaturski nezavisan što znači da bi struje tranzistora morale da rastu. U kolu sa Sl. 6.4.3 koriste se diode koje imaju jednake karakteristike kao i tranzistori, a montiraju se na isti hladnjak tako da su im i temperature jednake. Porast temperature će saglasno smanjivati potencijalnu razliku između baza tako da neće doći do samozagrevanja. Naravno, temperaturska stabilnost se može i dalje povećati ako se emitoru svakog od tranzistora na red priključi mali otpornik (obično 0.47Ω) koji deluje stabilizaciono kao i svako R_E .

Analiza i projektovanje ovakvog pojačavača zahteva poznavanje unutrašnje otpornosti diode za koju možemo da uzmemo da tipično iznosi oko 10Ω . Za rad pojačavača je važno da je struja dioda dovoljno velika da dioda ostane u provodnom režimu rada za sve vrednosti ulaznog napona. Drugim rečima jednosmerna struja diode mora da bude veća od najveće negativne amplitude iste struje. Na taj način ukupna struja kroz diodu neće postati negativna, a dioda će ostati direktno polarisana. Ovo ograničenje može da

se iskaže kao

$$(6.4.1) \quad I_D \geq |J_{Dm \max}|,$$

gde je $J_{Dm \max}$ najveća amplituda struje diode.

S obzirom da su u odsustvu pobude struje baza i struje kolektora jednake nuli, zaključujemo da je potencijal tačaka koje odgovaraju mestima spojeva dioda i mestima spojeva tranzistora (emitora) jednak polovini napona napajanja t.j u odsustvu signala je $V_i = V_{CC}/2$, gde je značenje izlaznog napona V_i dato na Sl. 6.4.4. Otuda

$$(6.4.2) \quad I_D = (V_{CC}/2 - 0.7)/R_2,$$

gde je uzeto da je napon na diodi jednak 0.7 V .

Vrednost struje baze pri naizmeničnoj pobudi možemo da odredimo na osnovu kola za naizmeničnu struju koje je prikazano na Sl. 6.4.4a. Pošto u svakoj poluperiodi pojedinačno radi samo jedan tranzistor, kolo sadrži model jednog tranzistora pri čemu je uzeto $h_{12E}=0$ i $h_{22E}=0$. Sem kada bude posebno naglašeno, smatraće se da su frekvencije signala dovoljno visoke da se impedansa kondenzatora može zanemariti.

Za maksimalnu amplitudu struje diode pri negativnoj poluperiodi može da se piše

$$(6.4.3) \quad J_{Dm \max} = J_{Bm \max} + V_{im \max}/R_2.$$

S druge strane, za izlazni čvor važi

$$(6.4.4) \quad V_{im \max} = R_p(1 + h_{21E})J_{Bm \max} \approx \approx R_p h_{21E} J_{Bm \max}.$$

Izjednačavanjem (6.4.2) i (6.4.3) i vodeći računa o (6.4.4) dobijamo vezu između maksimalne amplitude izlaznog napona i veličine otpornosti R_2 .

$$(6.4.5) \quad R_2 = h_{21E} R_p \frac{V_{CC}/2 - 0.7 - V_{im \max}}{V_{im \max}}.$$

Za strujno pojačanje ovog kola dobija se

$$(6.4.6a) \quad A_s = \frac{J_i}{J_u} = -\frac{R_2}{2} \cdot \frac{1 + h_{21E}}{R_0 + h_{11E} + (1 + h_{21E})R_p} \approx -\frac{R_2}{2R_p}.$$

gde je $R_0 = R_2(R_1 + R_2/2)/(R_2 + R_i)$, a prilikom aproksimacije se smatralo da je $h_{21E}R_p$ mnogo veća otpornost od ostalih otpornosti u kolu mada to ne mora da bude slučaj. Analizom istog kola za naponsko pojačanje dobija se

$$(6.4.6b) \quad A = \frac{V_i}{V_{ul}} = \frac{R_2 R_p (1 + h_{21E})}{R_2 R_i + [h_{11E} + (1 + h_{21E})R_p](R_2 + R_i)} \approx 1.$$

U kolu sa Sl. 6.4.4b upotrebljeno je $h_{11E} = h_{11E} + (1 + h_{21E})R_p$. Prema tome za ulaznu otpornost može da se koristi izraz

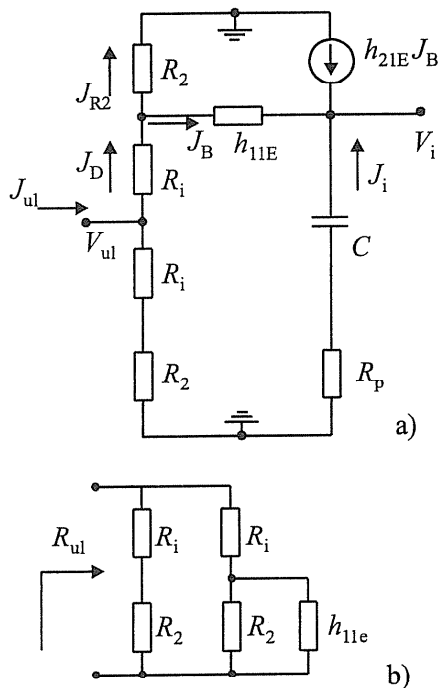
$$(6.4.6c) \quad R_{ul} = (R_i + R_2) \parallel [R_i + R_2 \parallel h_{11e}]$$

Stepen iskorišćenja ovog kola dat je ranije za klasu B izrazom (6.2.8) ali je raspodela snaga izmedju elemenata kola u slučaju kada se koristi samo jedna baterija nešto drugačija, pa će ovde ponovo biti razmotren bilans snaga.

Snaga baterije je

$$(6.4.7) \quad P_0 = V_{CC} I_0 = V_{CC} J_{Cm} / \pi.$$

gde je I_0 jednosmerna struja baterije koja je vezana za maksimalnu amplitudu struje kolektora kao i ranije sa $I_0 = J_{Cm} / \pi$. Ovde treba voditi računa o sledećem. Tokom pozitivne poluperiode ulaznog signala struja se uspostavlja iz baterije preko gornjeg tranzistora, kondenzatora i potrošača. Donji tranzistor je zakočen. Energija baterije se saopštava tranzistoru (disipacija), potrošaču (korisna snaga) i nagomilava se u kondenzatoru. Sada, tokom negativne poluperiode ulaznog signala, gornji tranzistor se zakoči i baterija ne saopštava struju sem razdelniku napona $2(R_2 - D)$ koji se odnosi na ulazno kolo. Umesto toga, nagomilana energija kondenzatora vraća se kolu i troši se na potrošaču i donjem tranzistoru.



Sl. 6.4.4 Pojačavač snage u klasi B sa komplementarnim parom sa jednim izvorom za napajanje. a) kolo za izračunavanje pojačanja i b) kolo za izračunavanje ulazne otpornost

S druge strane, maksimalna amplituda kolektorske struje je

$$(6.4.8) \quad J_{Cm \max} = V_{CC} / (2R_p),$$

pri čemu je zanemaren minimalni napon na tranzistoru, pa je maksimalna korisna snaga

$$(6.4.9) \quad P_{k \max} = \frac{V_{im \max} J_{Cm \max}}{2} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{2} \frac{V_{CC}}{2R_p} = \frac{V_{CC}^2}{8R_p},$$

a ukupna disipacija na tranzistorima je

$$(6.4.10) \quad P_d = \frac{V_{CC} J_{Cm \max}}{\pi} - \frac{J_{Cm \max}^2 R_p}{2}.$$

Njen maksimum nalazimo ako ovaj izraz diferenciramo po amplitudi i izvod izjednačimo sa nulom. Odgovarajuća struja je $J_m = V_{CC} / (\pi R_p)$, a maksimalna disipirana snaga po tranzistoru je

$$(6.4.11) \quad P_{d \max} = \frac{V_{CC}^2}{2\pi^2 R_p}.$$

Primer 6.2

Za pojačavač koji pobudjuje zvučnik od 8Ω odrediti maksimalnu snagu disipacije po tranzistoru. Koristi se tranzistor sa $\beta=60$, potrebna korisna snaga je 1.2 W, a napon napajanja je 12 V.

Rešenje:

Dobijamo

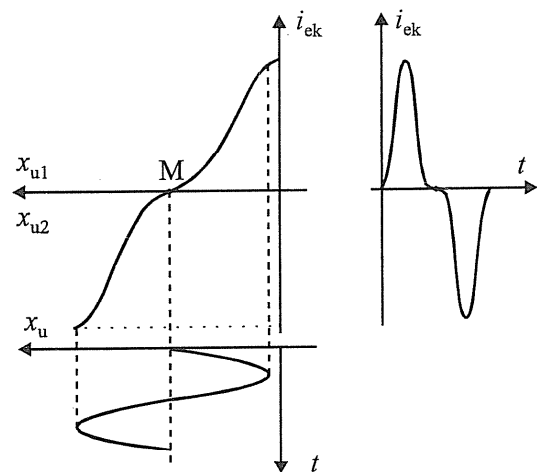
$$J_{Cm \max} = \sqrt{2R_k / R_p} = 0.345 \text{ A},$$

$$V_{i \max} = R_p J_{Cm \max} = 2.83 \text{ V}$$

$$R_2 = 60 \cdot 8 \cdot (6 - 0.7 - 2.83) / 2.83 = 419 \Omega.$$

Maksimalna snaga disipacije po tranzistoru je

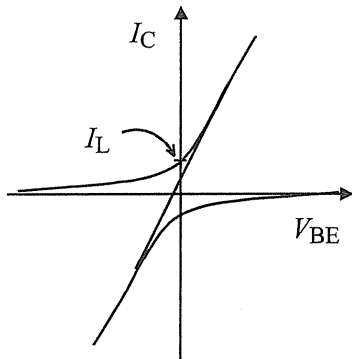
$$P_{d \max} / 2 = 12^2 / (4 \cdot 3.14^2 \cdot 8) = 0.456 \text{ W. } \checkmark$$



Sl. 6.4.5 Prenosna karakteristika simetrične sprege u klasi B (sa JFET-ima)

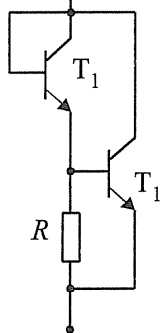
Radi bližeg sagledavanja izobličenja koja nastaju u pojačavaču klase B, razmotrićemo pažljivije talasni oblik izlazne struje. U tom cilju, na Sl. 6.4.5 je prikazana ekvivalentna prenosna karakteristika simetrične sprege sa N-kanalnim tranzistorima sa efektom polja. Ona je slična onoj sa Sl. 6.4.1 s tim što je koordinatni početak pomeren za vrednost V_p . Kolo se pobudjuje signalom x_u sinusoidalnog oblika, a prikazan je i ta-

lasni oblik izlazne struje. Lako je uočiti da u delu malih struja izlazna struja znatno odstupa od sinusoide. To znači da će izobličenja biti znatna, odnosno znatno veća od onih koja nastaju u klasi A. Kvalitativno identičan talasni oblik izlazne struje odgovara pojačavaču sa bipolarnim tranzistorima.



Sl. 6.4.6 Prenosna karakteristika simetrične sprege u klasi AB. I_L je lenja struja tranzistora

Ako želimo smanjiti izobličenja, možemo postupiti na dva načina. Najpre, može se primeniti negativna povratna sprega o čemu je delimično bilo reči (umetanjem malih otpornika na red sa emitorima tranzistora), a zatim, može se radna tačka pomeriti sa granice područja zakočenja u oblast malih struja čime se dobija pojačavač u klasi AB.



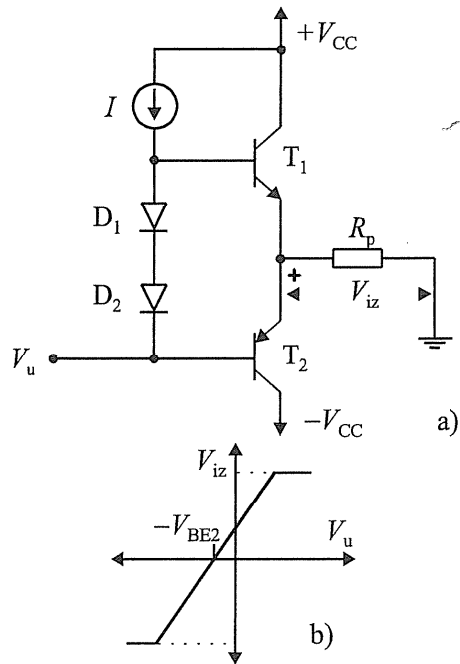
Sl. 6.4.7 Kolo za polarizaciju ulaznih priključaka simetrične sprege u klasi AB.

Prenosna karakteristika ekvivalentnog elementa u klasi AB prikazana je na Sl. 6.4.6. Ona je linearnija od one sa Sl. 6.4.5 pa su i izobličenja manja. Naravno, pojačavač u klasi AB će imati manju korisnu snagu i stepen iskorišćenja nego onaj u klasi B. Maksimalna korisna snaga će biti manja jer je redukovano dinamičko područje promene ulaznog, a time i izlaznog, signala, a stepen iskorišćenja je manji zato što kod pojačavača koji radi u klasi AB uvek imamo jednosmernu struju što znači da uvek imamo disipaciju na tranzistoru. S obzirom da klasa AB predstavlja kompromis između velikog stepena iskorišćenja i malih izobličenja, ona je našla najširu pri-

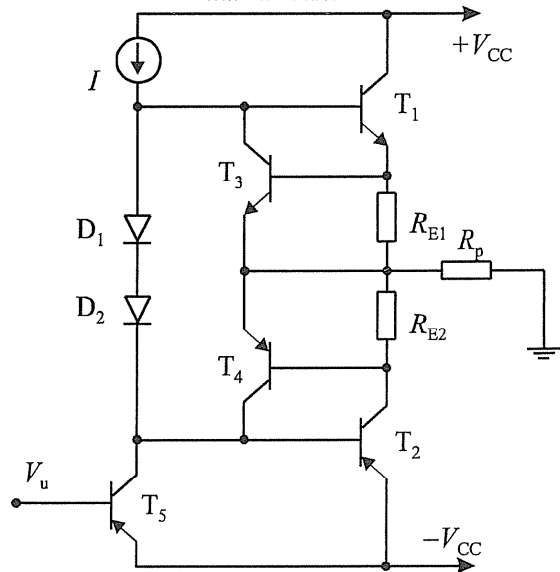
Struja tranzistora u mirnoj radnoj tački kod klase AB obično se zove lenjom strujom.

menu u audio pojačavačima snage.

Sa stanovišta fizičke realizacije pojačavača snage u klasi AB potrebno je da se u osnovno kolo sa Sl. 6.4.1a, umesto dveju dioda, stavi element koji obezbeđuje napon koji je nešto veći od praga provodjenja diode. Prvi primer takvog kola je dat na Sl. 6.4.7. Mada će u nekim kolima kasnije i dalje biti prikazivane dve diode za polarizaciju ulaznih spojeva, stalno treba imati na umu kolo sa Sl. 6.4.7. Suštinska razlika u odnosu na par dioda je u tome što je sada tačka između dioda nedostupna.



Sl. 6.4.8. a) Komplementarni par sa diodama radi smanjivanja izobličenja, b) Odgovarajuća prenosna karakteristika



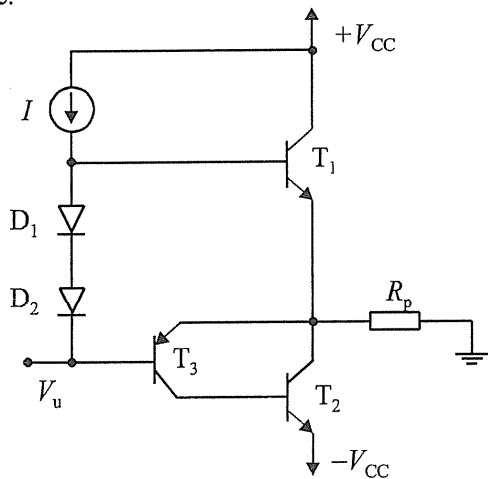
Sl. 6.4.9 Pojačavač snage sa komplementarnim parom i zaštitom od kratkog spoja

Principijelno kolo novonastalog pojačavača prikazano je na Sl. 6.4.8a, a odgovarajuća prenosna ka-

rakteristika data je na Sl. 6.4.8b. Prenosna karakteristika kola sa Sl. 6.4.8a ne prolazi kroz nulu, odnosno iako su tranzistori identičnih karakteristika, kada je $V_u=0$, $V_{iz} \neq 0$. Da bi se ovo otklonilo potrebno je obezbediti da ulazni napon ima i jednosmernu komponentu $V_u=V_{BE2}$. Zato se simetrična sprega sa komplementarnim parom pobudjuje preko pojačavača sa zajedničkim kolektorom gde pad napona između kolektora i emitora obezbeđuje ovu jednosmernu komponentu. U šemi na Sl. 6.4.9. tranzistor T_5 ima ovu ulogu.

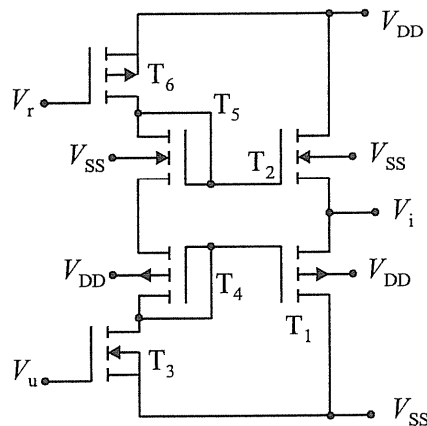
Postoji još jedan problem vezan za praktičnu primenu pojačavača snage sa komplementarnim parom. Ako je otpornost potrošača R_p suviše mala struja, kroz tranzistore postaje suviše velika. U incidentnom slučaju kada bi se zajednički emitori tranzistora kratko spojili na masu u prisustvu pobude na ulazu, struja kroz tranzistore T_1 i T_2 bi toliko porasla da bi ih razorila. Ovaj problem se otklanja na taj način što se osnovnoj šemi dodaju dva nova tranzistora kao što je prikazano na Sl. 6.4.9.

U normalnim uslovima rada, kada otpornost potrošača nije jednaka nuli, odnosno kada izlaz nije kratko spojen na masu, tranzistori T_3 i T_4 su zakočeni i ne vode struju. To je obezbeđeno preko pada napona na otpornicima R_{E1} i R_{E2} . Ove otpornosti su male, reda stotina $m\Omega$, tako da je pad napona na njima nedovoljan da dovede tranzistore T_3 i T_4 u provodno stanje.



Sl. 6.4.10 Pojačavač snage sa komplementarnim Darlington-ovim parom

U slučaju kratkog spoja na izlazu, struje kroz tranzistore T_1 i T_2 počinju da rastu. Zato u isto vreme raste pad napona na otpornicima R_{E1} i R_{E2} . Tranzistori T_3 i T_4 počinju da provode struju. Zbog toga se struje baza tranzistora T_1 i T_2 smanjuju i ograničene su, bez obzira što je izlaz u kratkom spoju.



Sl. 6.4.11 Simetrična sprega u klasi B ili AB sa komplementarnim MOS tranzistorima

Otpornici R_{E1} i R_{E2} , zbog svoje male vrednosti malo utiču na vrednost pojačanja komplementarnog para u normalnim uslovima. Uz to oni i temperaturno stabilišu komplementarni par.

6.4.2 Simetrična sprega sa komplementarnim Darlington-ovim

Proizvodnja komplementarnih NPN i PNP tranzistora velike snage predstavlja problem, čak i u integrisanim kolima. Zato je jednostavnije da se umesto tranzistora T_2 u osnovnoj šemi na Sl. 6.4.8a upotrebi komplementaran Darlington-ov par ekvivalentan PNP tranzistoru. Takvo rešenje je prikazano na Sl. 6.4.10. Oba tranzistora T_1 i T_2 su NPN tipa, namenjeni su pojačanju snage i identičnih su karakteristika. Tranzistor T_3 koji je PNP tipa je lakše proizvesti jer to nije tranzistor snage.

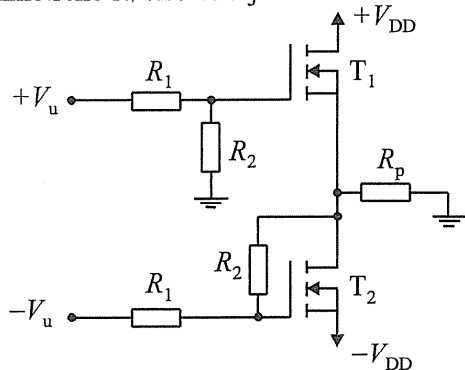
6.4.3 Simetrična sprega sa MOS tranzistorima snage

Simetrična sprega sa komplementarnim MOS tranzistorima izvodi se potpuno analogno bipolarnim kolima. Rešenje koje se često koristi u CMOS integrisanim kolima prikazano je na Sl. 6.4.11. Izlazni komplementarni par čine tranzistori T_1 i T_2 . Tranzistori T_5 i T_6 svaki za sebe vezani su kao diode i omogućavaju polarizaciju gejtova izlaznog stepena. Veličina ukupnog pada napona na paru T_5 - T_6 zavisi od struje koja protiče kroz njih, a koja je određena izvorom konstantne struje T_6 odnosno referentnim naponom V_r . Tranzistor T_3 je pobudni odnosno pojačavački tranzistor.

Ne treba mnogo dokazivati da i u ovom slučaju izlazni tranzistori rade u sprezi sa zajedničkim drenom, a prema potrebi biće u klasi AB ili klasi B.

Pošto su oba MOSFET-a istog tipa provodnosti pobudni naponi na njihovim gejtovim moraju biti

istih amplituda, a suprotne faze. To znači da se kolo sa Sl. 6.4.12 pobudjuje faznim obrtačem. Tranzistor T_1 radi kao pojačavač sa zajedničkim drejnom, a tranzistor T_2 kao pojačavač sa zajedničkim sorsom. Naponi pobude V_u imaju i jednosmernu komponentu koja služi za polarizaciju gejtova. Ovo kolo će kasnije biti razmotreno sa više detalja.



Sl. 6.4.12. Simetrična sprega sa MOS tranzistorima snage u kvazikomplementarnoj simetriji

6.4.4. Približno izračunavanje klir faktora

Kao što je više puta naglašeno u ovoj glavi, procena i minimizacija klir faktora pojačavača snage je od velikog značaja sa stanovište njihove upotrebe. U stvari ovi pojačavači rade sa velikim signalima pa se nelinearnosti karakteristika ugrađenih komponenata preslikavaju u velike amplitude harmonijskih komponenata izlaznih veličina. Nelinearnost prenosne karakteristike pojačavača snage u klasi B ili u klasi AB proističe iz sopstvene nelinearnosti komponenata i iz nesimetrije koju eksponiraju pozitivna i negativna poluperioda ulaznog signala. Kao posledica toga stvarna prenosna karakteristika može da se modeluje dvema različitim funkcijama tako što će svaka od njih da važi za jednu ili drugu poluperiodu.

Ukupni klir faktor, kako je definisan u odeljku 3.3, može da se posmatra kao mera energije harmonika u odnosu na energiju korisnog signala (osnovnog harmonika). Imajući u vidu prenosne karakteristike koje smo do sada razmatrali zaključuje se da su obično od najvećeg značaja drugi i treći harmonik tako da će u ovom odeljku biti razvijen metod za približno izračunavanje klir faktora drugog i trećeg harmonika pojačavača snage sa simetričnom spregom.

Na osnovu prethodnog, polazi se sa funkcijom koja aproksimira prenosnu karakteristiku pojačavača izrazom

$$(6.4.12) \quad y = \begin{cases} f_p(x) = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 & \text{za } x \geq 0 \\ f_n(x) = -b_1x + b_2x^2 + b_3x^3 & \text{za } x \leq 0 \end{cases}$$

gde je x ulazni signal, y odziv na izlazu, \mathbf{a} i \mathbf{b} vektori koeficijenata u aproksimativnom izrazu.

Kao ulazni signal uzećemo uobičajeni $x(\tau) =$

$X_m \sin(\tau)$, gde je $\tau = \omega t$. Ako se ovaj signal zameni u (6.4.12) i, slično kao i pri generisanju (3.3.4), transformišu stepeni sinusa u sinuse višestrukih uglova. Nastaće sledeće amplitude harmonika

$$(6.4.13a) \quad Y_{1m} = \left| \frac{a_1 + b_1}{2} X_m + \frac{4}{3\pi} (a_2 - b_2) X_m^2 + \right.$$

$$\left. + \frac{3}{4} \frac{a_3 + b_3}{2} X_m^3 \right|$$

$$(6.4.13b) \quad Y_{2m} = \left| \frac{2}{3\pi} (a_1 - b_1) X_m + \frac{1}{2} \frac{a_2 + b_2}{2} X_m^2 + \right.$$

$$\left. + \frac{4}{5\pi} (a_3 - b_3) X_m^3 \right|$$

$$(6.4.13c) \quad Y_{3m} = \left| \frac{4}{15\pi} (a_2 - b_2) X_m^2 + \frac{1}{4} \frac{a_3 + b_3}{2} X_m^3 \right|.$$

Uočavamo da i ovde, kao i ranije, amplitude harmonika zavise od koeficijenata u aproksimacionoj funkciji (Taylor-ovom razvoju) i od amplitude signala.

Za određivanje koeficijenata u aproksimacionoj funkciji uvodimo sledeće

$$(6.4.14a) \quad y'_{p0} = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0^+}$$

$$(6.4.14a) \quad y'_{n0} = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=0^-}$$

$$(6.4.14c) \quad y_{pM} = y(X_M) - y(0)$$

$$(6.4.14d) \quad y_{nM} = y(-X_M) - y(0)$$

$$(6.4.14e) \quad y'_{pM} = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=X_M}$$

$$(6.4.14f) \quad y'_{nM} = \left. \frac{dy}{dx} \right|_{x=-X_M}$$

tako da je

$$(6.4.15a) \quad a_1 = y'_{p0}$$

$$(6.4.15b) \quad a_2 = 3 \frac{y_{pM}}{X_M^2} - \frac{y'_{pM} + 2y'_{p0}}{X_M}$$

$$(6.4.15c) \quad a_3 = -2 \frac{y_{pM}}{X_M^3} - \frac{y'_{pM} + 2y'_{p0}}{X_M^2}$$

$$(6.4.16a) \quad b_1 = y'_{n0}$$

$$(6.4.16b) \quad b_2 = 3 \frac{y_{nM}}{X_M^2} - \frac{y'_{nM} + 2y'_{n0}}{X_M}$$

$$(6.4.16c) \quad b_3 = -2 \frac{y_{nM}}{X_M^3} - \frac{y'_{nM} + 2y'_{n0}}{X_M^2}$$

Pri ovim izvođenjima uvedena je veličina X_M koja predstavlja najveću vrednost amplitude ulaznog signala koju očekujemo. Saglasno tome normalizovana vrednost amplitude bila bi

$$(6.4.17) \quad x_n = X_n / X_M.$$