

5.7 OJAČEVALNIKI MOČI

Kot je bilo prikazano v predhodnih poglavjih je najboljšežnejša problematika ojačevalnika ojačitev napetostnih signalov. Napetostni ojačevalnik ojačuje napetostne spremembe, enosmerni pa poleg napetostnih sprememb tudi enosmerne potenciale. Večinoma želimo, da se izhod napetostnega ojačevalnika obnaša kot napetostni vir. Ta želja je delno izpolnjena, kadar obremenjujemo ojačeni izhodni signal s tokom reda mA . Z ojačenim signalom - ojačeno napetostjo – želimo pogosto napajati ali krmiliti bremena, ki zahtevajo večje tokove, npr. za napajanje navitja elektromehanskega releja, navitja elektromotorja, močnega elektromagneta, grelca in drugih izvršilnih členov. Napetostni ojačevalnik ne zmore tolikšnih izhodnih tokov kot jih navedeni porabniki potrebujejo za delovanje.

Ko dosežemo z eno ali večstopenjskim napetostnim ojačevalnikom zadostno napetostno ojačenje, moramo k napetostnemu ojačevalniku na izhod dodati še **ojačevalnik moči**. Ker je večinoma željeno napetostno ojačenje že doseženo z napetostnim ojačevalnikom, je potrebno z ojačevalnikom moči ojačiti le še izhodni tok do vrednosti, ki zagotavlja zahtevano moč porabniku.

Ojačevalniki moči so v ojačevalni tehniki pretežno tokovni ojačevalniki. Od njih je zahtevano veliko tokovno ojačenje, napetostno ojačenje pa je stranskega pomena in je relativno malo (npr. 10).

Napetostni ojačevalniki rabijo za svoje delovanje izredno majhne moč (nekaj mW), zato je izkoristek napetostnih ojačevalnikov nepomemben. Nasprotno pa zahtevamo od ojačevalnikov moči čim boljši izkoristek, ki predstavlja razmerje med koristno močjo signala na izhodu ojačevalnika in dovedeno enosmerno napajalno močjo za močnostni ojačevalnik.

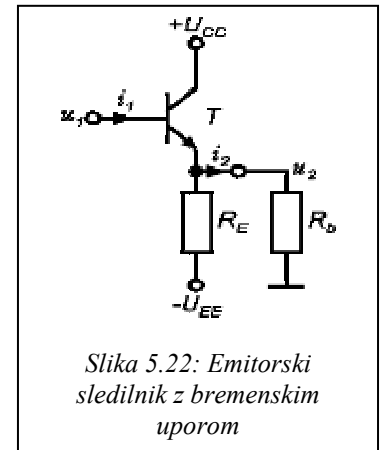
V enačbi pomeni P_{kor} moč, ki jo ojačevalnik dobavlja bremenu, in P_{dov} enosmerno napajalno moč, ki jo ojačevalnik črpa iz napajalnika.

$$\mu = \frac{P_{kor}}{P_{dov}} \cdot 100\%$$

Moč, ki naj jo ojačevalnik posreduje na izhod, dosega glede na breme vrednost do več kW . Zato je poseben poudarek, pri obravnavanju ojačevalnikov moči ravno **na izkoristku**. Posledično so nastale iz teh razlogov različne topologije vezav močnostnih ojačevalnikov.

5.7.1 EMITORSKI SLEDILNIK

Za tokovno ojačevanje se pogosto uporablja emitorski sledilnik, ki je hkrati prilagodilnik impedance. Vhodna notranja upornost emitorskega sledilnika je velika, izhodna pa relativno majhna. Če priključimo na izhod napetostnega ojačevalnika emitorski sledilnik kot ojačevalnik moči, bo ta obremenjeval napetostni ojačevalnik le s tokom i_1 , ki je potreben za krmiljenje tranzistorja. Na sliki sta označeni vhodna in izhodna napetost z oznakami u_1 in u_2 merjeni proti potencialu mase. Delovna upornost je R_E , bremenska upornost ojačevalnika pa R_b , pripadajoči napajalni napetosti pa sta simetrični $+U_{CC}$ in $-U_{EE}$ zato, da je možno krmiljenje okrog ničelnih vhodnih oz. izhodnih potencialov. Napetostno ojačenje je približno 1, za optimalno močnostno prilagoditev pa je potrebno, da je $R_b = R_E$.



Slika 5.22: Emitorski sledilnik z bremenskim uporom

Moč na bremenu P_{bmax} lahko na podlagi tega in pri popolnem izkrmiljenju s sinusno vhodno napetostjo izračunamo po obrazcu:

$$P_{bmax} = \frac{U_{cc}^2}{8R_E}$$

Izgubno moč na tranzistorju P_T izračunamo s pomočjo integriranja napetosti in toka na tranzistorju v času periode signala.

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{CC} - u_2) \left(\frac{u_2}{R_b} + \frac{u_2 + U_{CC}}{R_E} \right) dt \quad \text{kar znaša:}$$

$$P_T = \frac{3}{4} \frac{U_{cc}^2}{R_E} = 6P_{bmax}$$

Izkoristek ojačevalnika znaša le 6,25%, kar je le šestnajstina moči od napajalnika in opravičljivo le pri najmanjših močeh, ko izguba moči ni vredna omembe.

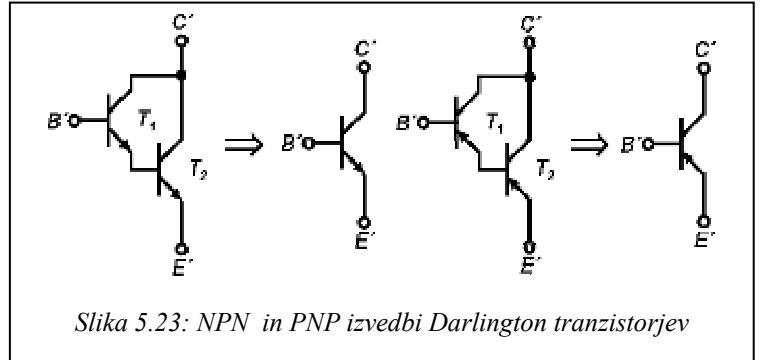
$$\eta = \frac{P_{bmax}}{P_{TOT}} = 6,25\%$$

5.7.2 OJAČEVALNIK MOČI Z DARLINGTON TRANZISTORJI

Najpreprostejši ojačevalnik moči ali tokovni ojačevalnik, je **darlington** vezava tranzistorjev. Osnovni princip predstavlja takšno zaporedno vezavo tranzistorjev pri kateri tok emiterja oz. kolektorja predhodnega predstavlja bazni tok naslednjega tranzistorja. Darlington vezje lahko sestavljata dva ali več tranzistorjev, ki so sorazmerno na tok oz. izgubno moč dimenzionirani in povezani v ojačevalno verigo.

Faktor tokovnega ojačanja Darlington ojačevalnika je produkt posameznih faktorjev tokovnega ojačanja tranzistorjev v verigi. Veriga je lahko sestavljena iz *NPN* ali *PNP* tranzistorjev. Nadomestno vezje verige je ponovno tranzistor le s spremenjenimi parametri. Najpomembnejši spremenjeni parameter je tokovno ojačanje, ki je seveda mnogo večje kot je tokovno ojačanje posameznega tranzistorja.

Parametre nadomestnega tranzistorja za darlington po sliki lahko definiramo z enačbami:



Slika 5.23: NPN in PNP izvedbi Darlington tranzistorjev

$$r'_{CE} \doteq r_{CE2} \text{ ali } h'_{22} = h_{22}^{(2)},$$

$$\beta' = \beta_1 \cdot \beta_2 \text{ ali } h'_{21} = h_{21}^{(1)} \cdot h_{21}^{(2)}$$

$$r'_{BE} \doteq 2 r_{BE1} \text{ ali } h'_{11} = 2 h_{11}^{(1)}$$

- kjer je: β' ...faktor tokovnega ojačanja nadomestnega tranzistorja,
- β_1, β_2 ...faktor tokovnega ojačanja posameznih tranzistorjev,
- r'_{BE} vhodno in r'_{CE} izhodno upornost nadomestnega tranzistorja,
- r_{BE1} in r_{BE2} sta vhodni oziroma izhodni upornosti posameznih tranzistorjev.

Natančneje lahko odvisnosti zapišemo takole:

$$r'_{BE} = r_{BE1} \beta_1 r_{BE2}$$

Približno velja $u_{BE1} = u_{BE2}$ in z upoštevanjem $i_B \ll i_C$ in $i_{C2} \approx \beta_2 i_{C1}$, dobimo izraz za nadomestno vhodno upornost:

$$r_{BE1} = \frac{u_{BE1}}{i_{C1}} \beta_1 \quad r_{BE2} = \frac{u_{BE2}}{i_{C2}} \beta_2.$$

$$r'_{BE} = 2 r_{BE1}.$$

Pomembno je tudi razmerje dovoljenih izgubnih moči tranzistorjev T_1 in T_2 . Že na prvi pogled slike ugotovimo, da je bazni tok drugega tranzistorja enak emitorskemu toku prvega tranzistorja. Nadalje ugotovimo zvezo med u_{CE} napetostima:

$$u_{CE2} = u_{CE1} + u_{BE2} \text{ in ker je praktično izpolnjen pogoj } u_{CE1} \gg u_{BE2} \text{ lahko sklepamo: } u_{CE2} \approx u_{CE1}$$

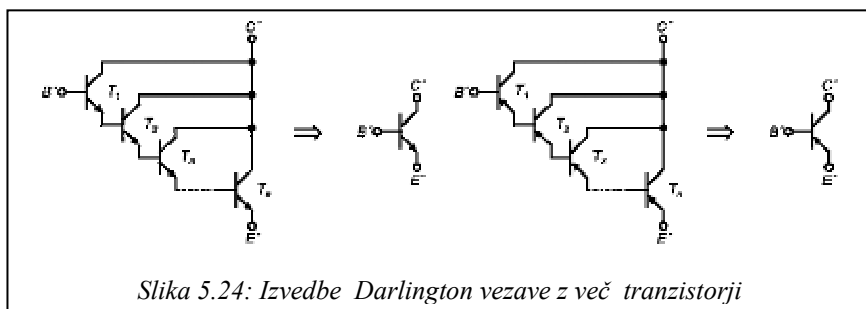
Izgubna moč tranzistorja je zmnožek u_{CE} in kolektorskega toka i_C , če upoštevamo zanemarljivost baznega toka sledi izračun po enačbi:

$$P_{T1} = \frac{P_{T2}}{\beta_2}$$

P_{T1} in P_{T2} predstavljata izgubni moči tranzistorjev T_1 in T_2 .

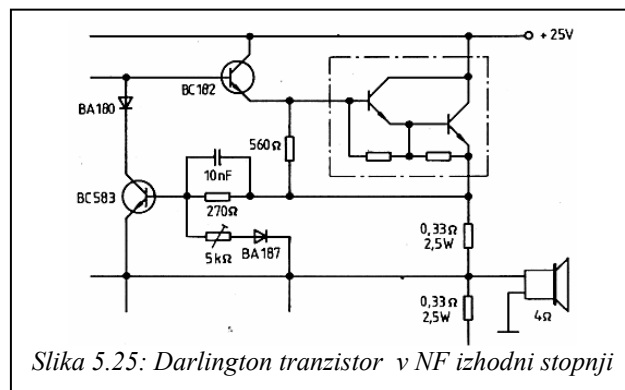
Na podlagi enačbe ugotovimo, da je prvi tranzistor v darlingtonu lahko šibkejši od drugega, in sicer bo izgubna moč prvega tranzistorja za faktor tokovnega ojačanja drugega tranzistorja β_2 manjša od izgubne moči drugega tranzistorja.

V darlington verigo lahko vežemo poljubno mnogo tranzistorjev, ki morajo biti izbrani tako, da zadostijo gornjim enačbam. Primer Darlington vezave z več tranzistorji istega tipa je na sledeči sliki.



Slika 5.24: Izvedbe Darlington vezave z več tranzistorji

Pogosto je Darlington vezava izvedena tudi kot kombinacija NPN in PNP tranzistorjev. Nadomestno vezje take darlington verige je ponovno tranzistor z nadomestnimi parametri. Faktor tokovnega ojačanja nadomestnega tranzistorja je spet produkt faktorjev tokovnih ojačanj posameznih uporabljenih tranzistorjev v verigi. Upora med bazo in emitorjem sta že vgrajena in odvajata tok I_{CB0} mimo baze. Vhodno notranjo upornost določa prvi tranzistor zS upori in izhodno zadnji tranzistor v verigi.



Slika 5.25: Darlington tranzistor v NF izhodni stopnji

Darlington vezava dveh tranzistorjev je izvedena v istem ohišju in se pogosto uporablja pri pogonu npr. elektromagnetov, koračnih motorjev, enosmernih motorjev, kot tranzistorski izhod pri PPK krmilnikih in predvsem tam, kjer je pomanjkanje prostora (senzorji, miniaturna vezja oz. naprave).

5.7.3 VZPOREDNA VEZAVA MOČNOSTNIH TRANZISTORJEV

Veliko tokovno ojačanje v darlington verigi ima za posledico velike kolektorske tokove in posledično tudi velike izgube zaradi tokov preko zadnjega tranzistorja v verigi. Obstajajo močnostni tranzistorji za kolektorski tok do nekaj 10A toka in z izgubnimi močmi do nekaj 100W. Kadar je za obratovanje potrebno zagotoviti večje moči in večje delovne tokove kot jih imajo dosegljivi tranzistorji, nastopi potreba po vzporedni vezavi močnostnih tranzistorjev. Za vzporedno vezavo **izberemo isti tip tranzistorjev, s čim bolj izenačenimi parametri**. S pogojem, da so v vzporedni vezavi uporabljeni enaki tranzistorji tudi po električnih parametrih, bodo parametri nadomestnega tranzistorja vzporedne vezave podani z relacijami:

$$r'_{BE} = \frac{r_{BE}}{n} \quad r'_{CE} = \frac{r_{CE}}{n} \quad i_{C \max} = n \cdot I_{C \max}$$

$$P'_{C \max} = n \cdot P_{C \max}$$

Vendar imajo tranzistorji istega tipa kljub »uparjanju« še vedno dokaj različne parametre, zaradi česar kolektorski tokovi in posledično izgubne moči, niso enakomerno porazdeljeni po posameznih tranzistorjih v vzporedni vezavi. Različna napetost u_{BE0} pri uporabljenih tranzistorjih ima za posledico, da bo tranzistor z manjšo u_{BE0} bolj odprt kot drugi. V tem primeru lahko **pride do uničenja tistega tranzistorja, ki je bolj odprt od ostalih**; s tem pa seveda do **verižnega uničenja** (preobremenitve) **vseh izhodnih tranzistorjev**. Zaradi tega uporabimo pri projektiranju varnostni faktor ν za kolektorski tok in dovoljeno izgubno moč, s katerim dimenzioniramo izgubno moč in kolektorski tok, kar izrazimo z enačbami.

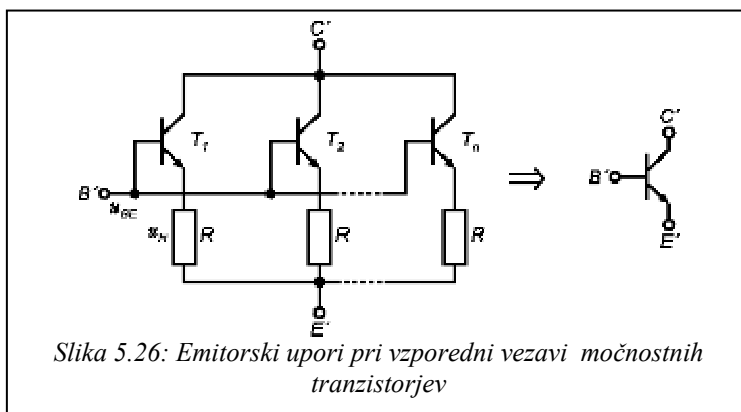
$$P'_{C \max} = \nu \cdot n \cdot P_{C \max}$$

$$i'_{C \max} = \nu \cdot n \cdot i_{C \max}$$

Varnostni faktor ν je seveda manjši od 1 in je običajno med 0,5 do 0,7. Vendar pa za vzporedno vezavo skoraj vedno uporabljamo tudi **tokovno povratno zvezo** z namenom **enakomerne porazdelitve kolektorskih tokov** po paralelno vezanih tranzistorjih.

Upori R pri vzporedni vezavi tranzistorjev (izenačevalni upori) predstavljajo tudi temperaturno stabilizacijo. Krmilna napetost u'_{BE} je v tem primeru vsota napetosti u_{BE0} in u_R .

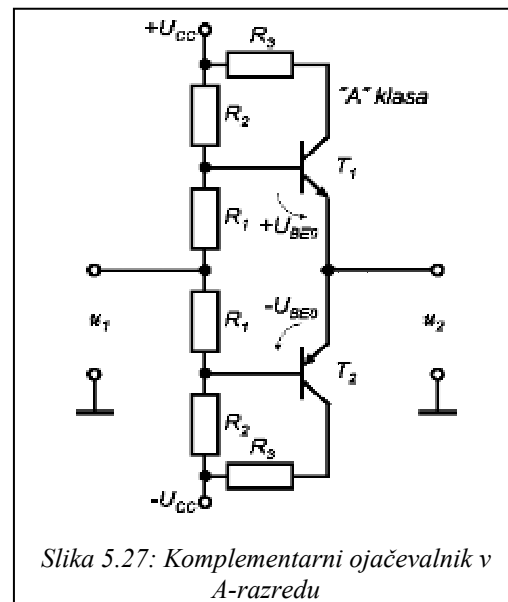
Tranzistor v vzporedni vezavi, ki bi se zaradi njegove manjše napetosti u_{BE0} bolj odprl, bi posledično močneje prevajal. Večji emitorski tok bi povzročil tudi večji padec napetosti na uporih R istega tranzistorja. S tem bi se zmanjšala u_{BE0} , kar onemogoča znatno povečanje toka. Ta povratna zveza pa ni potrebna samo zaradi neenakosti tranzistorjev, temveč tudi zaradi potrebne temperaturne stabilizacije in ustvarjanja padca napetosti za tokovno omejevanje oz. kratkostično zaščito.



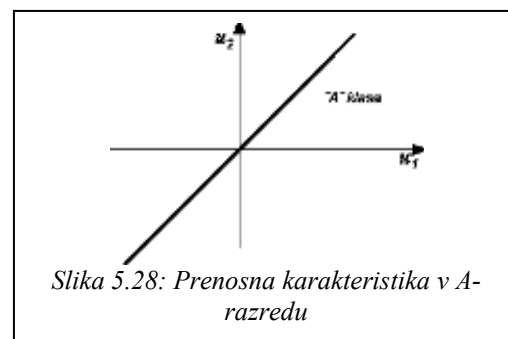
Upori R v vzporedni vezavi povzročajo tudi povečanje izgub celotnega vezja, zato so običajno reda velikosti nekaj $100\text{m}\Omega$, kar ponekod predstavlja že sama upornost vezi med emitorjem in skupno točko (E'). Pri dimenzioniranju take vezave tranzistorjev moramo upoštevati varnostni faktor, ki pa je v tem primeru lahko med 0,8 in 0,9.

5.7.4 Komplementarni emitorski sledilnik v A -razredu

Za A-razred komplementarnega ojačevalnika je značilno, da ima linearno prenosno karakteristiko in je primeren za linearno ojačevanje analognih signalov. Nelinearnost karakteristike odpravi mirovni tok skozi tranzistorja T_1 in T_2 . Tudi kadar vhodni signal u_1 ni prisoten, teče preko tranzistorjev relativno velik mirovni tok. To je doseženo z ustrezno prednapetostjo na bazah tranzistorjev. S pomočjo uporovne verige R_1 in R_2 so postavljene potrebne napetostne razmere na bazah tranzistorjev T_1 in T_2 tako, da teče po veji $+U_{CC}$, R_3 , T_1 , T_2 , R_3 in $-U_{CC}$ dovolj velik mirovni tok, da izloči nelinearni del karakteristike tranzistorjev. Upora R_3 sta v vezju namenjena omejitvi tega toka. Napetost u_{BE0} je kompenzirana s padcem napetosti na uporih R_1 . Pozitivna sprememba vhodnega signala zveča prevodnost tranzistorju T_1 in jo zmanjša tranzistorju T_2 . Zrcalno velja za negativno spremembo vhodnega signala.



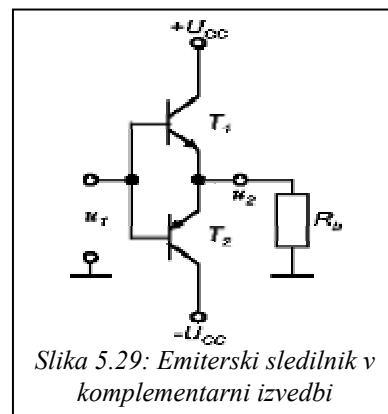
Zaradi trajnega toka preko tranzistorjev je prenosna funkcija tega ojačevalnika linearna kot kaže slika, zato pa je izkoristek zelo slab. Tranzistorja morata biti zaradi linearnosti uparjena vendar pa popolne linearnosti ni mogoče doseči saj vemo, da imajo tranzistorski parametri nelinearno odvisnost od kolektorskega toka. Vezje zaradi slabega izkoristka ni primerno za ojačevalnike moči temveč le za napetostne ojačevalnike (npr. operacijski ojačevalnik)



5.7.5 Komplementarni emitorski sledilnik v B-razredu

Pogosto uporabljen ojačevalnik moči je emitorski sledilnik s komplementarnima tranzistorjema. Uporabljena tranzistorja morata imati čim bolj izenačene parametre. Dobra lastnost tega ojačevalnika je, da sta pri odsotnosti vhodnega signala $u_1 = 0$ oba tranzistorja zaprta in vezje ne porablja napajalne moči. Pri pozitivni vhodni napetosti prevaja tranzistor T_1 in pri negativni T_2 . Problematično je krmiljenje vhodnih signalov okrog vrednosti, ki je manjša od u_{BE0} . u_{BE0} predstavlja kolensko napetost diode BE v u_{BE}/i_B karakteristiki prevodne smeri.

$$-u_{BE0} \leq u_1 \leq u_{BE0}$$



Slika 5.29: Emitorski sledilnik v komplementarni izvedbi

V tem področju sta oba tranzistorja zaprta in vhodno/izhodna prenosna funkcija je nelinearna.

Slika na desni prikazuje prenosno funkcijo ojačevalnika, ki deluje v klasi "B" in katere značilnost je nelinearnost pri majhnih vhodnih signalih. V ostalem področju prenosne funkcije je napetostno in tokovno ojačenje podano z relacijama :

$$A_U = 1 \text{ in } A_i \approx \beta$$

Za analizo moči v ojačevalniku in na bremenu bomo uporabili sinusni potek vhodnega signala, brez upoštevanja nelinearnosti v srednjem delu prenosne karakteristike:

$$u_1 = \hat{U}_1 \sin(\omega t) \quad A_u \doteq 1 \quad u_1 \doteq u_2$$

Pri popolnem izkrmiljenju je amplituda izhodnega signala približno enaka kar napajalni napetosti.

$$\hat{U}_2 = u_{2max} = +U_{CC} - \hat{U}_2 = u_{2min} = -U_{CC}$$

Izgubna moč na tranzistorjih T_1 in T_2 je enaka in se izračuna po enačbi:

T perioda sinusnega signala

$$P_{T1} = P_{T2} = P_T = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_{CC} - u_2) \frac{u_2}{R_b} dt$$

Za sinusni signal $u_1 = u_2 = \hat{U}_2 \sin(\omega t)$, $\hat{U}_2 = U_2 \sqrt{2}$ je izgubna moč na tranzistorjih podana z enačbo:

$$P_T = \frac{1}{R_b} \left(\frac{\hat{U}_2 \cdot U_{CC}}{\pi} - \frac{\hat{U}_2^2}{4} \right)$$

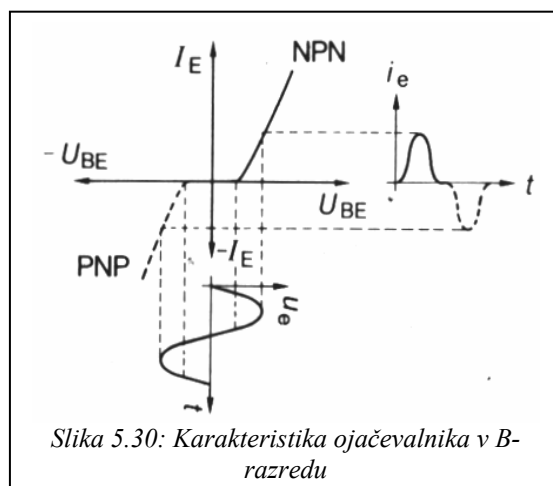
in pri popolnem izkrmiljenju ($U_2 = U_{CC}$):

$$P_T = \frac{U_{CC}^2}{R_b} \frac{4 - \pi}{4 \pi}$$

Iz izrazov za P_{bmax} in P_T lahko izračunamo izkoristek pri popolnem izkrmiljenju:

Energijske razmere emitorskega sledilnika s komplementarnima tranzistorjema so neprimerno ugodnejše kot v primeru, ko je uporabljen emitorski sledilnik z enim samim tranzistorjem

$$\eta = \frac{P_b}{P_{tot}} = \frac{P_b}{2 P_T + P_b} = 78,5\%$$



Slika 5.30: Karakteristika ojačevalnika v B-razredu

Pri pogoju $|+U_{CC}| = |-U_{CC}|$ je najvišja vrednost izhodne moči:

$$P_{bmax} = \frac{U_{CC}^2}{2 R_b}$$

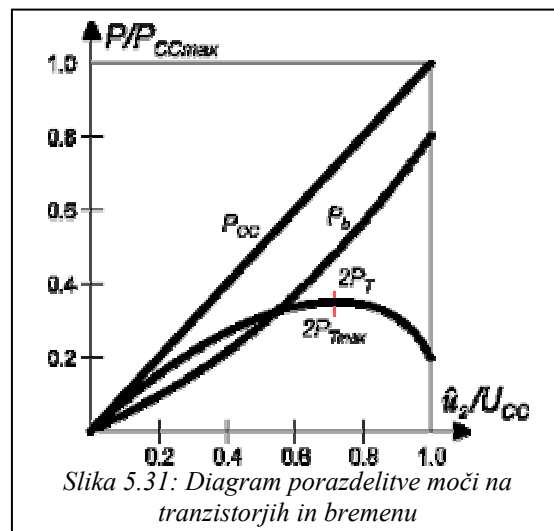
Vendar je pri dimenzioniranju uporabljenih tranzistorjev potrebna previdnost. Izgubna moč tranzistorjev se z amplitudo signala spreminja in je možno, da je ta pri nižjem signalu večja kot pri polnem izkrmiljenju.

Razmere maksimalne izgube moči na tranzistorju lahko ugotovimo na podlagi ekstreme moči, ki bo pri pogojih:

$$\frac{dP_T}{du_2} = 0 \quad \text{in} \quad \hat{u}_2 = \frac{2}{\pi} U_{CC}$$

in jo izračunamo po enačbi:
$$P_{Tmax} = \frac{U_{CC}^2}{R_b}$$

Razmere moči si lažje predstavljamo v diagramu relativnega razmerja moči proti relativni amplitudi signala (slika 5.31). V diagramu pomeni P_b -koristno moč na bremenu, P_T -izgubno moč na tranzistorjih in P_{CC} - napajalno moč. P_{CCmax} je največja napajalna moč v odvisnosti od amplitude signala \hat{u}_2 . Iz diagrama je razvidno, da napajalna moč raste linearno z amplitudo signala. Največja izgubna moč na tranzistorjih je pri 64% največje amplitude signala. **Tranzistorja je potrebno dimenzionirati na to izgubno moč**. Iz diagrama je tudi razvidno, da ojačevalnik ne porablja nobene moči kadar ni vhodnega signala.



Slika 5.31: Diagram porazdelitve moči na tranzistorjih in bremenu

Nelinearnost prenosne funkcije (mrtvo področje od $-U_{BE0}$ do $+U_{BE0}$) tega ojačevalnika je za linearne pogoje ojačevanja ovira in za to ni primeren. V stikalnem režimu in pri digitalnih signalih pa to ne predstavlja problema, zato se ta ojačevalnik tam pogosto uporablja (npr. izhodne stopnje digitalnih integriranih vezij).

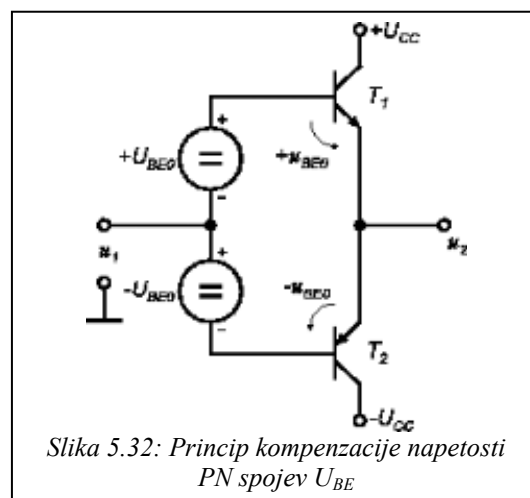
5.7.6 Ojačevalnik v C-Razredu.

Za posebne namene (npr.: ojačevalniki za oddajnike) potrebujemo čim večje popačenje, zato je delovna točka nastavljena tako, da je tranzistor (kadar ni signala) globoko v zapori. Na ta način tranzistor prevaja le del vrhnji del polperiode in je zato izhodni signal zelo popačen ter vsebuje mnogo harmonskih komponent. To izkoriščamo pri množilnikih frekvence vhodnega signala, ko filter iz popačenega signala izloči neko višjo harmonsko frekvenco (npr. tretjo- tripler). Tak ojačevalnik se uporablja tudi v smislu množilnika frekvence.

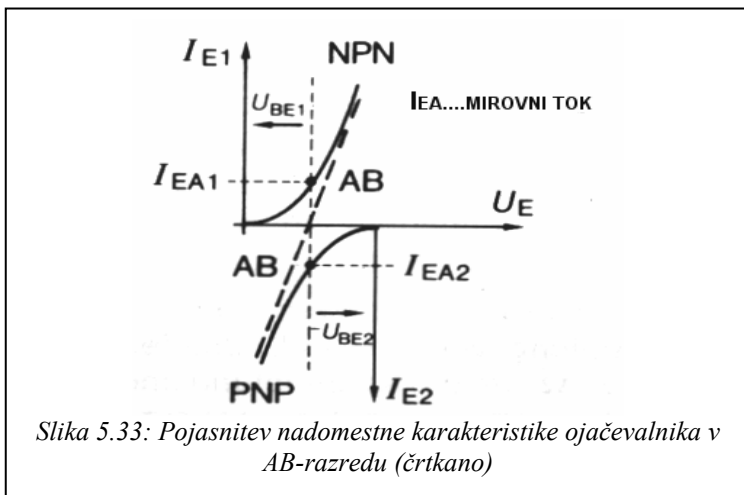
5.7.7 Komplementarni emitorski sledilnik v AB-razredu

Nelinearna prenosna funkcija u_2/u_1 vezja v B-razredu je posledica kolenskih napetosti diod BE. V področju od U_{BE0} do $+U_{BE0}$ vhodni signal praktično ne krmili kolektorskega toka. To slabost omenjenega ojačevalnika lahko z različnimi posegi omejimo ali celo odpravimo.

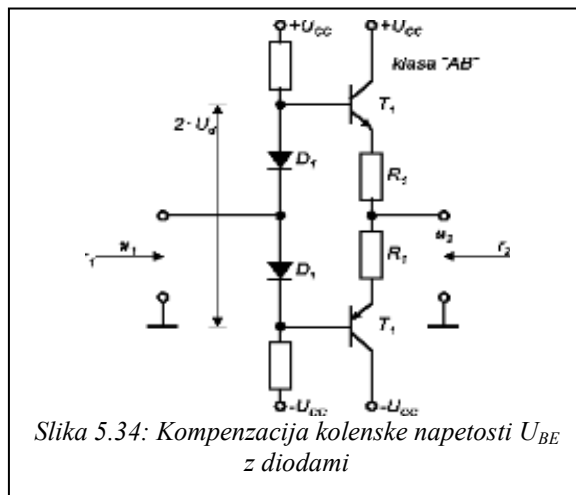
Osnovni način povečanja linearnosti prenosne funkcije komplementarnega ojačevalnika moči je, da ustvarimo med bazama tranzistorjev tolikšno prednapetost, da kompenzira diodni napetostni prag. Če sta napetosti napetostnih virov $+U_{BE0}$ (glej sliko spodaj) popolnoma enaki kolenskima napetostim $+U_{BE0}$ in $-U_{BE0}$ tranzistorjev T_1 in T_2 , bo že najmanjša pozitivna sprememba signala u_1 začela krmiliti glavni tok tranzistorja T_1 . Tranzistor T_2 ostane pri taki spremembi vhodnega signala še nadalje zaprt. Zrcalno velja za negativno spremembo vhodnega signala u_1 .



Slika 5.32: Princip kompenzacije napetosti PN spojev U_{BE}



Slika 5.33: Pojasnitev nadomestne karakteristike ojačevalnika v AB-razredu (črtkano)



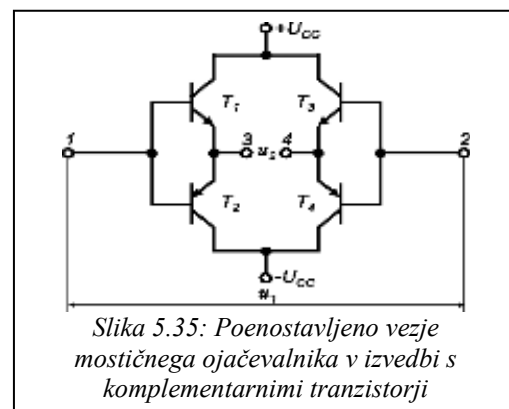
Slika 5.34: Kompenzacija kolenske napetosti U_{BE} z diodami

Ker je kolenska napetost U_{BE0} namišljena točka na abscisi i/u karakteristike diode baza - emitor in je okrog te točke i/u karakteristika nelinearna, se ta nelinearnost prenaša tudi na prenosno funkcijo ojačevalnika (slika 5.33). Izhodni tok je krmiljen tudi v področju od $-u_{BE}$ do $+u_{BE}$. Izhodni signal je seveda popačen, vendar nima »mrtvega področja«. Tak režim obratovanja imenujemo **razred "AB"** in je največkrat realiziran s pomočjo diod (slika 5.34), ki s svojo temp. odvisnostjo prispevajo k temp. stabilizaciji ojačevalnika.

Kolenska napetost polprevodniških diod U_d je zaradi tehnologije izdelave večja kot je kolenska napetost u_{BE0} diode B-E. Tranzistorja T_1 in T_2 bi bila brez uporov R_1 v vezju stalno odprta in bi vodila velik tok od $+U_{CC}$ do $-U_{CC}$. Padec napetosti na uporih R_1 je ravno tolikšen, da tok omeji na željeno vrednost, nelinearnost dovolj izloči. Vrednosti uporov R_1 (npr. $0,47\Omega$) v primeru, ko je na bazi »fiksni potencial« določajo velikost mirovnega toka. Zaradi velikega izhodnega toka morajo biti ti upori večjih moči (nekaj W). Napetostno ojačanje je $A_U \approx 1$, tokovno pa $A_I \leq \beta$, vhodna upornost je velika, izkoristek pa manjši kot v B razredu.

5.7.8 MOSTIČNI PROTITAKTNI OJAČEVALNIK

Z mostične izvedbe ojačevalnikov (*H-bridged mode*) je značilno, da so sestavljeni iz dveh enakih močnostnih ojačevalnikov, **ki sta krmiljena protifazno**. Breme je vezano med oba izhoda, ki se odzivata na isti signal protifazno, zato se izhodna napetost podvaja. Na sliki je primer, ko sta dva emitorska sledilnika s komplementarnima tranzistorjema v razredu "B" spojena v mostični ojačevalnik. Tranzistorja T_1 in T_2 predstavljata prvi, ter T_3 in T_4 drug komplementarni emitorski sledilnik. Tako vhodni signal u_1 kot ojačeni signal u_2 sta diferencialnega značaja, zato mase v vezju ne zasledimo.



Slika 5.35: Poenostavljeno vezje mostičnega ojačevalnika v izvedbi s komplementarnimi tranzistorji

Delovanje vezja

Če je sprememba vhodne napetosti taka, da predstavlja na bazah tranzistorjev T_1 in T_2 pozitivno spremembo, ter na bazah T_3 in T_4 negativno, bosta tranzistorja T_1 in T_4 bolj prevodna in tranzistorja T_2 in T_3 manj. Posledica takega vhodnega signala bo pozitivna sprememba napetosti na izhodu 3 ter negativna na izhodu 4. Ostalo delovanje mostičnega ojačevalnika je popolnoma enako kot pri emitorskem sledilniku s komplementarnima tranzistorjema v razredu "B" oz. "AB". Razlika nastopa le pri protifaznem krmiljenju in podvojeni napetosti izhodnega signala. Prav to pa je prednost mostičnih ojačevalnikov, saj je posledično izhodna moč kar štirikrat večja kot pri eni stopnji.

V mostični ojačevalnik lahko povežemo izhodne stopnje v katerikoli izvedbi, s komplementarno, kvazikomplementarno ali *PUSH-PULL* izhodno stopnjo. Napajanje je največkrat simetrično, možna pa je tudi povezava asimetričnih izhodnih stopenj (enojno napajanje, izhodni potencial na polovici napajalne napetosti) z ali brez izhodnega kondenzatorja. (npr.: avtomobilski ojačevalniki, naprave na baterijsko napajanje, telefonske naprave...).

5.7.9 PRAKTIČNE IZVEDBE OJAČEVALNIKOV MOČI

Ojačevalniki moči delujejo v različnih razredih in z različnim načinom napajanja. V novejšem času so razviti še novi razredi delovanja D, E, F, G in H, kateri temeljijo na izpeljankah AB-razreda.

Za **D-razred** je značilno, da delujejo izhodni tranzistorji v stikalnem režimu, kar omogoča boljši izkoristek (npr. naprave z baterijskim napajanjem). Izhodna stopnja je v B razredu in krmiljena z impulzno-širinsko moduliranim signalom, v katerega je pretvorjen vhodni analogni signal. Na izhodu ojačevalnika je potreben še nizkopropustni filter, ki iz moduliranega močnostno ojačanega signala izloči krmiljeni signal.

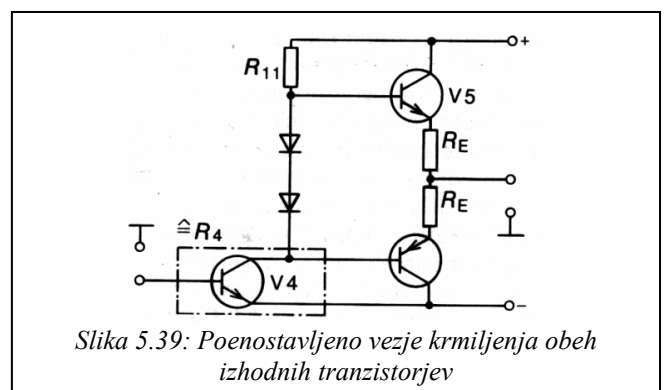
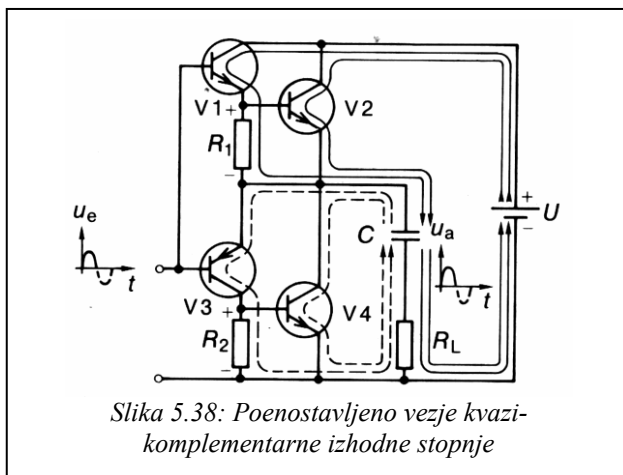
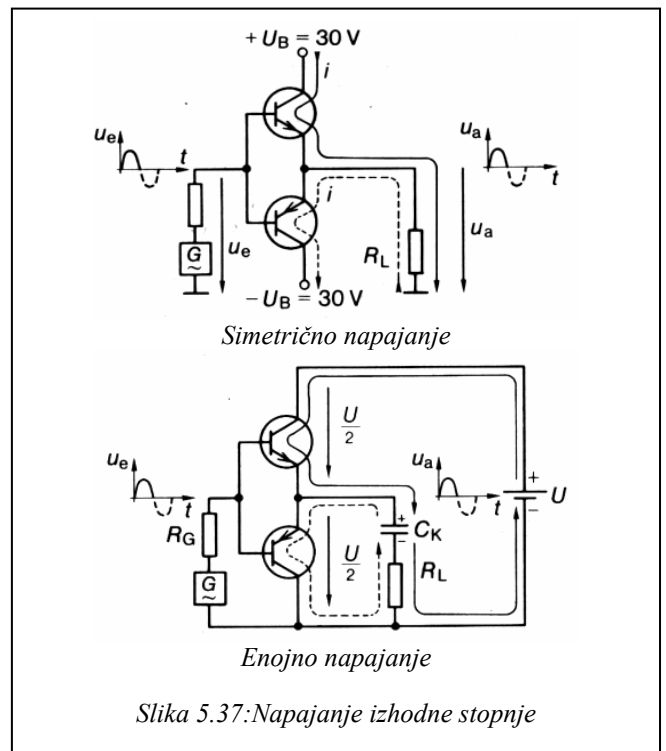
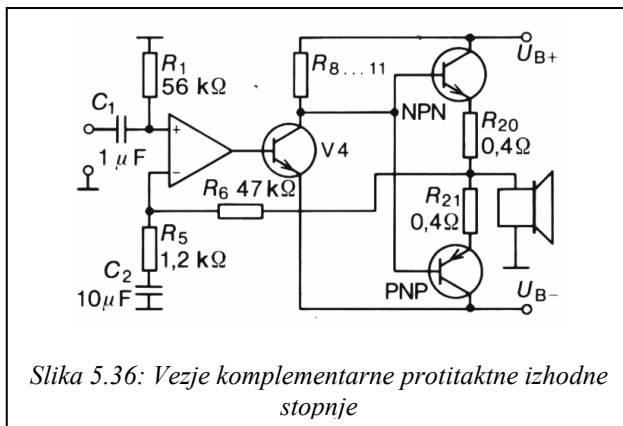
Za **E in F razred** je značilno, da temeljita na kombinaciji ojačevalnikov v A-razredu (za male signale) in v B-razredu (za velike signale) s čimer je povečan izkoristek, vendar se redko uporabljajo.

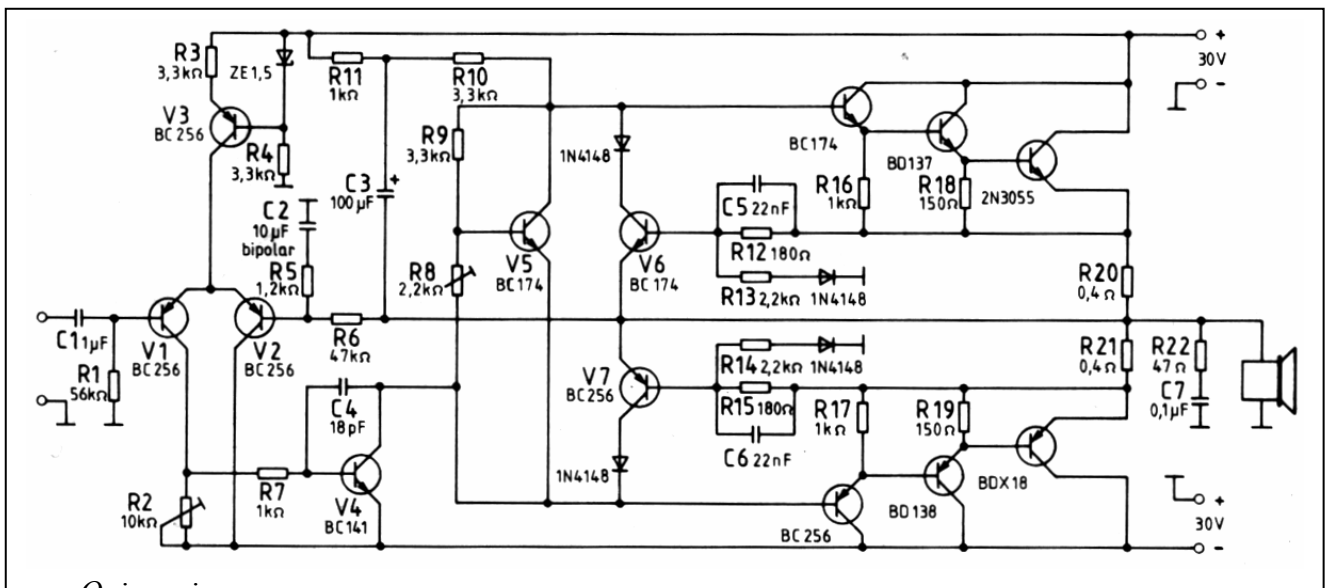
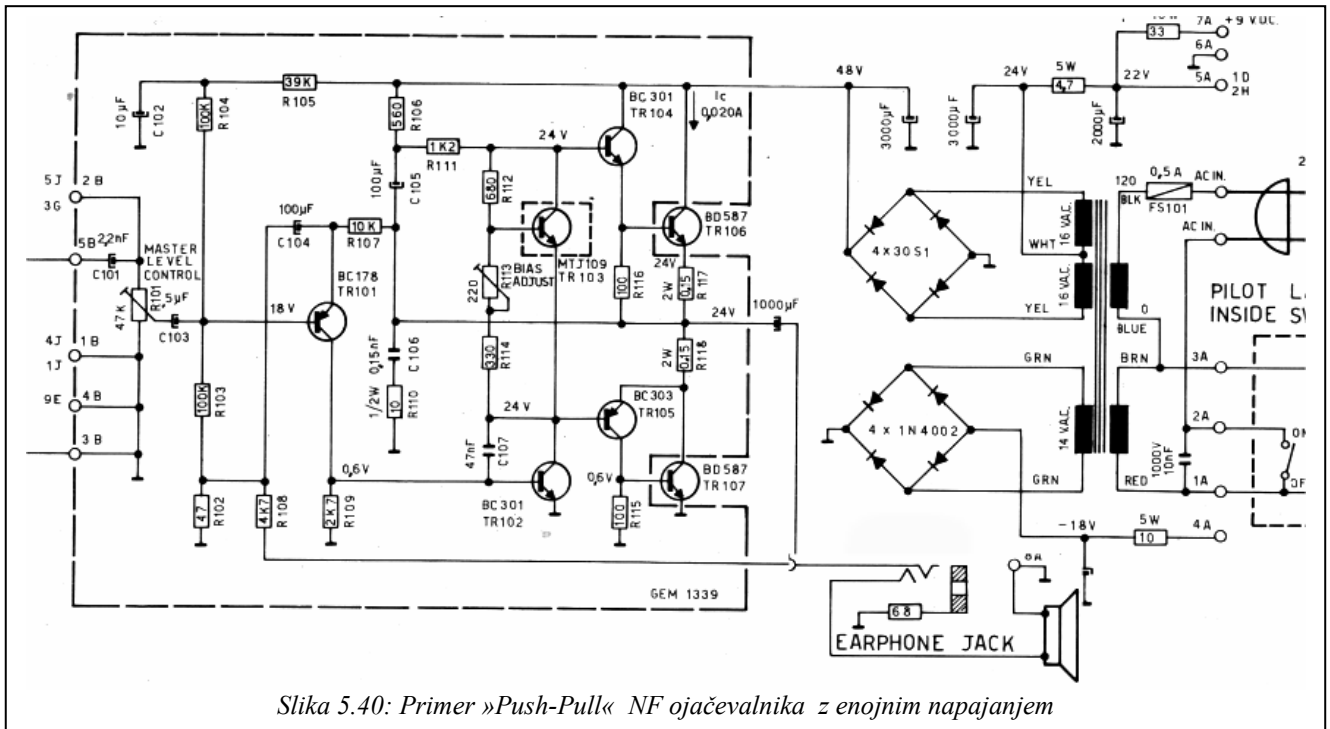
Za **G-razred** je značilno, da ima ojačevalnik napajanje z nižjo in višjo napajalno napetostjo. Do polovice izhodne moči je izhodna stopnja priključena na nižjo napajalno napetost, pri večjih močeh pa se vključi napetostni sledilnik (*booster*), ki je priključen na višjo napetost. Za tak ojačevalnik je značilna velika moč in izboljšan izkoristek.

H- razred je podoben kot G-razred z razliko, da ima namesto napetostnih sledilnikov dve Bootstrap vezji, ki z izhodnim signalom napajata dva dodatna elektrolitska kondenzatorja velike kapacitete. Kondenzatorja sta vezana tako, da v primeru velikih amplitud v krmilnem signalu s svojim nabojem za trenutek dvigneta napajalno napetost in preprečita popačenje izhodnega signala. Ta način je v uporabi pri majhnih napajalnih napetostih (npr. pri ojačevalnikih za avtomobile) in je izvedba največkrat v integrirani obliki.

Glede na to, da so močnostni ojačevalniki najbolj poznani za področje avdio naprav, se bomo v nadaljevanju analize omejili le na te.

Način delovanja izhodne stopnje



Praktični primeri močnostnih NF ojačevalnikov

Opis vezja:

- V1, V2, V3..... diferencialni ojačevalnik
- V3,,R3, ZE1,5,R4..... tokovni generator diferencialnega ojačevalnika
- V4..... glavni napetostni ojačevalnik
- C4..... za omejitev zgornje frekvenčne meje
- V5,R8,R9..... nastavitev delovne točke -mirovngna toka (bias current)
- V5..... temperaturna stabilizacija
- V6,V7 R12,R13,R14,R15,diode..... tokovna omejitev preko R20 oz. R21
- R5,R6,C2..... negativna povratna vezava za določitev napetostnega ojačanja
- R2..... nastavitev simetrije na izhodu
- R22,C7..... frekvenčna kompenzacija na izhodu

Slika 5.41: Primer komplementarnega ojačevalnika s simetričnim napajanjem in kratkostično zaščito

Slika 5.44: NF ojačevalnik moči v G-razredu
Opis vezja (študent!)

