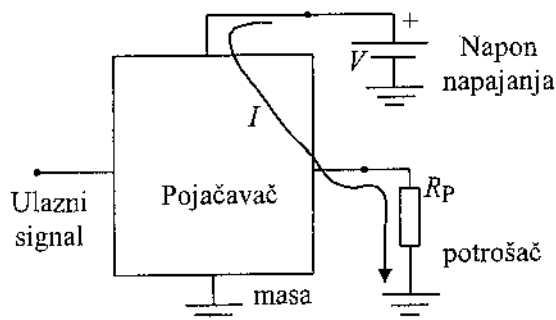


### 3. OSNOVI POJAČANJA ELEKTRIČNIH SIGNALA

Signali koji se obrađuju u elektronskim uređajima mogu nastati na različite načine. Imamo signale koje generišu različiti pretvarači kao što je mikrofon, magnetofonska glava, piezoelektrični pretvarač i sl. Pored toga, veoma često se obrađuju signali koji nastaju u antenama radio i TV prijemnika. Naravno ovde se radi o signalima koji su nastali elektronskim putem i koji su bili emitovani u eter. Neki signali koji nastaju elektronskim putem treba da se obrađuju odmah na mestu nastajanja. Ponekad obrada signala se susreće sa neželjenim efektima (smetnjama) koje treba ukloniti ili na pogodan način uobličiti. Saglasno tome postoje i različite obrade signala. Najčešća među njima je obrada koju zovemo pojačanje signala. Ona se sastoji u tome da se amplituda signala poveća do željenih razmera, a da se pri tome njegov talasni oblik sačuva. Elektronska kola koja obavljaju ovu funkciju nazivaju se *pojačavači*.

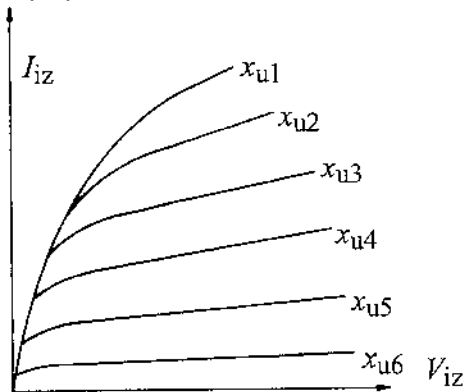


Sl. 3.1 Princip rada elektronskih pojačavača

Uloga elektronskog pojačavača jeste da prihvati na svom ulazu signal koji treba da se pojača i da ga utisne u odziv na svom izlazu. Pri tome amplituda slike ulaznog signala koja se pojavljuje na izlazu, treba da bude veća od amplitude originala koji se pojavljuje na ulazu. Za razumevanje načina rada pojačavača čitalac treba da se priseti tranzistorskog efekta o kome je ranije bilo reči. Naime pokazalo se da je moguće veoma malom snagom u ulaznom kolu kontrolisati veliku snagu na izlazu. Ovaj princip je ponovo ilustrovan na Sl. 3.1 u uopštenoj formi što znači da treba da opisuje bilo koji pojačavač. Naznačen je ulazni priključak na koji se dovodi signal koji se pojačava (na primer gejt FETa), izlazni priključak za koji je priključen potrošač  $R_p$ , baterija za napajanje  $V$  i priključak mase.

Posebno strelicom je prikazan put izlazne struje koja polazi od baterije za polarizaciju, protiče kroz pojačavač i potrošač i zatvara se na masu odnosno u drugi kraj baterije. U odsustvu signala

ova struja ima konstantnu jednosmernu vrednost koja je različita od nule i naziva se polarizacionom strujom. Nailaskom signala vrednost ove struje počinje da varira saglasno talasnom obliku ulaznog (pobudnog) signala, a da pri tome ne protiče (ili protiče vrlo mala) struja ulaznog priključka. Dakle, imamo situaciju kao da je ulazni priključak galvanski odvojen, a da se ipak struja u kolu pokorava kontroli ulaznog signala. Razmera u izlaznom kolu (veličine napona i struja) određena je baterijom za polarizaciju i otporom potrošača pa se mogu očekivati relativno velike vrednosti struja i napona a samim tim i velike amplitude njihovih promena. Talasni oblik promena, međutim, određen je ulaznim signalom. Na osnovu toga prihvatamo da se ulazni signal preslikao u izlazni što je ekvivalentno kao da se pojačao. Nadalje u ovom odeljku biće reči o principskoj šemi uopštenog osnovnog pojačavača, o karakteristikama uopštenog aktivnog elementa (tranzistora) i o talasnim oblicima koji će biti predmet rasprave kao i o načinu njihovog predstavljanja.



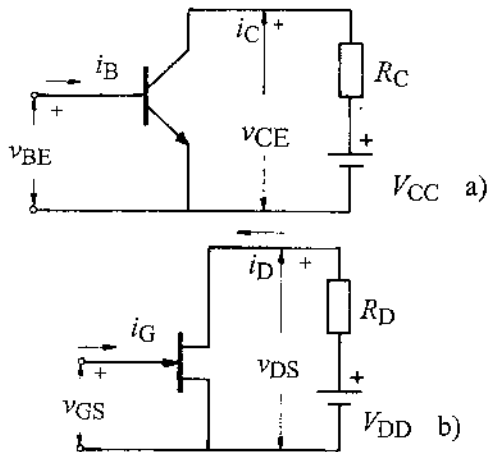
Sl. 3.2 Izlazne karakteristike uopštenog aktivnog elementa

Izlazne karakteristike elektronskih komponenta bipolarnih i tranzistora sa efektom polja su veoma slične po obliku s tim što je kod JFET-a i MOSFET-a kao kontrolišući parametar uzet ulazni napon, a kod bipolarnih tranzistora ulazna struja. Svi ovi aktivni elementi imaju po tri spoljna izvoda (kod bipolarnog tranzistora to su emitor, baza i kolektor, a kod JFET-a i MOSFET-a sors, gejt i drejn). Slično važi i za MOSFET sa dva gejta s obzirom da drugi gejt služi samo za polarizaciju.

Sl. 3.2 sadrži izlazne karakteristike uopštenog aktivnog elementa. On treba da istovremeno predstavlja i BJT i FET. Kao parametar je uzeta uopštena ulazna veličina  $x$  koja kod bipolarnog tranzistora

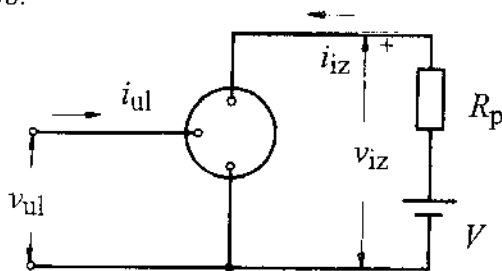
ima prirodu struje, a kod FET-a prirodu napona. Ovakav element će se kasnije naći u uopštenom pojačavaču.

Na Sl. 3.3 prikazane su principske šeme osnovnih pojačavača sa bipolarnim tranzistorom i sa JFET-om (principska šema pojačavača sa MOSFET-om je identična kao ona sa JFET-om) pri čemu su upotrebljeni pojačavači sa zajedničkim emitorom i sorsom, respektivno. Označene su ulazne i izlazne struje i odgovarajući naponi kao i kolektorska odnosno baterija drejna. U izlaznom kolu je priključen otpornik potrošača. Polarizacija ulaznih priključaka je namerno izostavljena. O njoj će kasnije biti reči.



Sl. 3.3 Osnovni pojačavački stepen, a) sa bipolarnim tranzistorom i b) sa JFET-om

Oba pojačavačka stepena mogu da se predstavje preko uopštenog pojačavačkog stepena koji je prikazan na Sl. 3.4 gde su aktivni elementi zamenjeni jednim uopštenim aktivnim elementom. On će poslužiti za izvođenje osnovnih relacija za pojačavače. Izvedeni zaključci i relacije će važiti za svaki poseban tip aktivnog elementa s tim što umesto oznaka sa Sl. 3.4 treba staviti odgovarajuće oznake sa Sl. 3.3a ili Sl. 3.3b.



Sl. 3.4 Uopšteni osnovni pojačavač

Označene trenutne vrednosti napona i struja na Sl. 3.4 sastoje se od jednosmernih veličina koje potiču od jednosmernih izvora napona za napajanje i od naizmjeničnih veličina koje potiču od naizmjenične pobude. Ilustracije radi na Sl. 3.5 prikazani su talasni oblici (i njihove komponente) napona na kolektoru i struje kolektora pojačavača sa

Sl. 3.3a. Analitički izrazi za ove veličine bili bi:

$$(3.1) \quad v_{iz} = V_{izM} + V_{izm} \cos(\omega t)$$

$$(3.2) \quad i_{iz} = I_{izM} + J_{izm} \cos(\omega t + \varphi_0),$$

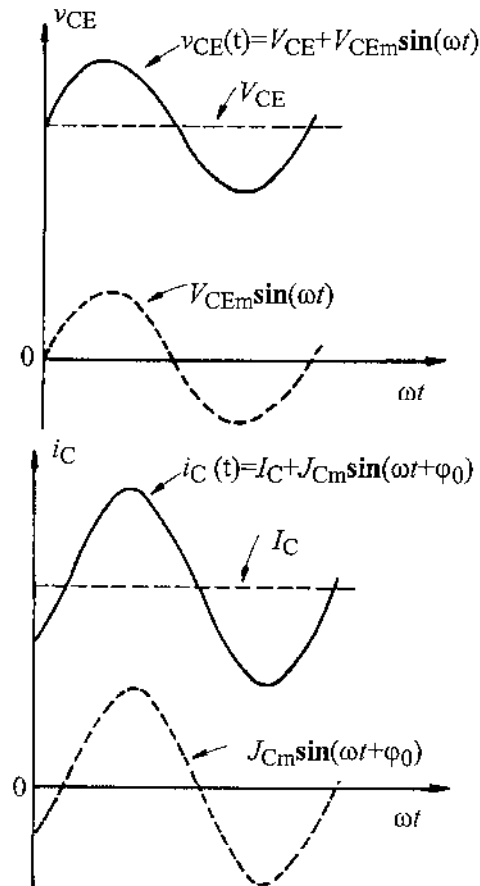
gde su:

$V_{izM}$  i  $I_{izM}$ , srednje (ustaljene) vrednosti,

$V_{izm}$  i  $J_{izm}$ , amplitude i

$v_{iz}$  i  $i_{iz}$ , trenutne vrednosti,

izlano napona i struje, respektivno.  $\varphi_0$  je fazni pomeraj struje u odnosu na napon.



Sl. 3.5 Talasni oblici napona i struje

Nije slučajno što je izabran ovakav talasni oblik signala u svim tačkama pojačavača. Naime, već je rečeno da će konstantna jednosmerna (polarizacijska) struja proticati i u odsustvu signala. Posledica prisustva takve struje je postojanje konstantne jednosmerne vrednosti svih napona i struja u kolu. Matematički interpretirano, sve ove veličine zajedno opisuju koordinate jedne tačke u prostoru koji sačinjavaju promenljive kola (naponi i struje). Ova tačka se obično zove *mirna radna tačka pojačavača* i obeležava slovom M. Nailaskom signala, ma kog talasnog oblika on bio, pojavljuje se i vremenski promenljiva komponenta svih napona i struja u kolu. Kažemo da radna tačka napušta svoj mirni položaj i migrira kroz pomenuti prostor saglasno pobudnom signalu. Ostaje pitanje zašto je na Sl. 3.5 uzeto da se vremenski promenljiva komponenta prikazuje sinusoidnim signalom. Razlog tome leži u činjenici da se

svi vremenski promenljivi signali mogu prikazati tzv. Fourier-ovim redom koji predstavlja zbir sinusoide sa različitim amplitudama i frekvencijama. Ako je tako, ponašanje kola pri proizvoljnom talasnom obliku pobude može se rekonstruisati na osnovu ponašanja istog pri sinusoidalnoj monohromatskoj (prostoperiodičnoj) pobudi superpozicijom pojedinačnih prostoperiodičnih odziva. Prema tome talasni oblici sa Sl. 3.5 mogu da se smatraju opštim što važi i za zaključke koji će biti izvedeni za takve signale.

### 3.1 Definicija pojačanja

Pojačanje naizmeničnih signala je jedna od najvažnijih, mada ne i jedina, primena aktivnih elemenata. No i u drugim primenama u osnovi primene stoji rad aktivnog elementa kao pojačavača. Aktivni elementi se mogu upotrebiti za pojačanje napona, struje i snage mada ove primene ne treba smatrati striktno odvojenim. Naime, kada se govori o pojačavaču napona treba smatrati da je pojačavač prevashodno namenjen pojačanju napona što ne znači da izlazna snaga nije daleko veća od ulazne.

Pod pojačanjem napona ili naponskim pojačanjem podrazumeva se količnik amplituda naizmeničnih napona na potrošaču i na ulazu u pojačavač:

$$(3.1.1) \quad A = V_{iz} / V_{ul},$$

gde je dodatni indeks "m" izostavljen.

Treba imati na umu da se elektronska kola sastoje i od reaktivnih elemenata pa su naponi i struje frekvencijski zavisi. Stoga je najpogodnije da se analiza obavlja u frekvencijskom domenu što znači da će se manipulirati sa kompleksnim amplitudama. Otuda su i pojačanja napona kompleksne veličine. Ukoliko se zanemaruje fazni stav napona moguće je koristiti količnik efektivnih vrednosti.

Pod pojačanjem struje ili strujnim pojačanjem podrazumevamo količnik amplituda naizmeničnih struja na izlazu i na ulazu pojačavača:

$$(3.1.2) \quad A_s = J_{iz} / J_{ul},$$

a pod pojačanjem snage podrazumevamo odnos snage naizmenične komponente signala na potrošaču i na ulazu u pojačavač:

$$(3.1.3a) \quad A_p = P_p / P_{ul}.$$

Ovde treba voditi računa da kada se radi sa sinusoidalnim signalima pod snagom se podrazumeva njena srednja vrednost. Trenutna vrednost snage ređe je od interesa.

Sva ovako definisana pojačanja su bezdimenzione veličine.

Snaga na potrošaču naziva se još i korisna snaga. Ona se još može prikazati u obliku:

$$(3.1.4) \quad P_p = \frac{1}{2} V_{iz} J_{iz} = \frac{1}{2} R_p J_{iz}^2 = \frac{1}{2} V_{iz}^2 / R_p$$

Snaga na ulazu pojačavača je

$$(3.1.5) \quad P_{ul} = \frac{1}{2} V_{ul} J_{ul} = \frac{1}{2} R_u J_{ul}^2 = \frac{1}{2} V_{ul}^2 / R_u,$$

pri čemu su upotrebljene relacije

$$(3.1.6a) \quad V_{iz} = R_p J_{iz}$$

$$(3.1.6b) \quad V_{ul} = R_u J_{ul},$$

koje povezuju otpornost potrošača sa odgovarajućim naponom i strujom na izlazu i definišu ulaznu otpornost pojačavača ( $R_u$ ), respektivno. Ako se sve ovo ima u vidu, za pojačanje snage može da se piše

$$(3.1.3b) \quad A_p = \frac{P_p}{P_{ul}} = \frac{V_{iz} J_{iz}}{V_{ul} J_{ul}} = A \cdot A_s = \frac{R_u}{R_p} A^2 = \frac{R_p}{R_u} A_s^2.$$

Dakle pojačanje snage proporcionalno je kvadratu pojačanja napona ili struje.

#### Primer 3.1

Za pojačavač kod koga je  $A_s=22$ ,  $A=35$ , odrediti pojačanje snage.

Rešenje:

Saglasno (3.1.3b) dobija se  $A_p=770$ . Da bi stekli predstavu o dobijenom rezultatu uzećemo brojne vrednosti amplituda napona i struje na ulazu kao  $J_{ul}=0.1$  mA i  $V_{ul}=5$  mV. Snaga signala na ulazu je:  $P_{ul}=(J_{ul}V_{ul})/2=250$  nW. Pojačane vrednosti bile bi  $J_{iz}=2.2$  mA i  $V_{iz}=175$  mV. Snaga na potrošaču je  $P_p=A_p \cdot P_{ul}=0.192$  mW.

Ako jednosmernu komponentu izlazne struje označimo sa  $I_{izM}$ , tada izvor za napajanje izlaznog kola predaje pojačavaču snagu,

$$(3.1.7) \quad P = V \cdot I_{izM}.$$

Jedan deo ove snage pretvara se u korisnu snagu na potrošaču  $P_p$ , a drugi deo se troši u kolu kao disipacija  $P_d$ , pa je

$$(3.1.8) \quad P = P_d + P_p.$$

Ovde treba ponoviti da pojačanje signala odnosno povećanje amplitude izlaznog signala u odnosu na ulazni signal ide na račun energije koju odaje jednosmerni izvor napajanja. Tako, pojačavači pretvaraju energiju baterija u energiju korisnog signala pod kontrolom ulaznog signala što je iskazano energijskom relacijom (3.1.8). Jedan deo energije baterije potroši se u pojačavaču pre nego što stigne do potrošača. Kažemo da se u pojačavaču disipira snaga.

Disipacija na aktivnom elementu jednaka je proizvodu jednosmernog napona na njemu i jednosmerne struje koja protiče kroz njegov izlazni priključak

$$(3.1.9) \quad P_{da} = V_{izM} I_{izM}.$$

Pod efikasnošću konverzije ili stepenom iskoriš-

ćenja podrazumeva se odnos korisne snage prema snazi izvora za napajanje izražen u procentima

$$(3.1.10) \quad \eta = \frac{P_p}{P} \cdot 100\% = \left(1 - \frac{P_d}{P}\right) \cdot 100\%,$$

gde je  $P_d$ , kao i u (3.1.8) ukupna disipirana snaga u pojačavaču.

Poznavanje ovog broja omogućava da se proceni ukupna potrošnja koša pri datoj korisnoj snazi ili da se proceni snaga koja će se disipirati na aktivnoj komponenti za datu željenu vrednost snage potrošača.

### Primer 3.2

Ukupna snaga koju odaje izvor za napajanje elektronskog kola iznosi  $P=0.4$  W. Stepenn iskorišćenja tog pojačavača je  $\eta=45\%$ . Odrediti snagu disipacije i snagu koja se saopštava potrošaču.

Rešenje:

Iz (3.1.10) najpre izvodimo:  $P_p = (\eta \cdot P) / 100 = 0.18$  W. Za disipaciju dobijamo  $P_d = P - P_p = 0.22$  W.  $\square$

Pojačanje se često prikazuje u logaritamskoj razmeri. Veličina koja se dobija naziva se *decibel* i označava sa dB. Tako imamo

$$(3.1.11) \quad A \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \left| \frac{V_{iz}}{V_{ul}} \right|,$$

$$(3.1.12) \quad A_s \text{ (dB)} = 20 \cdot \log \left| \frac{J_{iz}}{J_{ul}} \right|$$

$$(3.1.13) \quad A_p \text{ (dB)} = 10 \cdot \log \left| \frac{P_p}{P_{ul}} \right|$$

Ovde je korisno da se stekne predstava o tome šta se dešava kada se pojačanje pretvori u dB. To će najlakše biti urađeno ako se sagleda Tabela 3.1.

Čitaocu se preporučuje da za sebe proširi ovu tabelu sa vrednostima pojačanja većih od 10 dB. Karakteristično je uočiti da je  $0.707 \approx 1/1.41 \approx 1/\sqrt{2}$ .

Tabela 3.1 Konverzija pojačanja u decibele

A	1/2	0.707	1	$\sqrt{2}$	2	10	100	$10^3$
$A_p$	1/4	1/2	1	2	4	$10^2$	$10^4$	$10^6$
dB	-6	-3	0	3	6	20	40	60

### Primer 3.3

Za pojačanja napona iskazanim u decibelima datim u sledećoj tabeli bez upotrebe kalkulatora odrediti apsolutne vrednosti pojačanja.

A (dB)	55	56	57	58
--------	----	----	----	----

Rešenje:

Decibele iskazujemo kao zbir (ili razliku) brojeva koji su dati u zadnjoj vrsti Tabele 3.1. Tako imamo:  $55 \text{ dB} = 40 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 6 \text{ dB} + 3 \text{ dB}$ . Pošto je zbir logaritama nastao iz logaritma proizvoda pojačanje dobijamo množenjem odgovarajućih vrednosti

iz prve vrste Tabele 3.1. Dobija se:  $100 \cdot 2 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} \approx 564$  puta.

Slično,  $56 \text{ dB} = 80 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - 6 \text{ dB} - 6 \text{ dB}$ . To daje  $100 \cdot 100 / (2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2) = 625$  puta.

Dalje,  $57 \text{ dB} = 60 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = (20 + 20 + 20 - 3) \text{ dB}$ . Pa je apsolutna vrednost pojačanja  $10 \cdot 10 \cdot 10 / \sqrt{2} \approx 709$  puta.

Najzad,  $58 \text{ dB} = (40 + 6 + 6 + 6) \text{ dB}$ , pa je apsolutna vrednost pojačanja  $100 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 800$  puta.

Rezultati su sumirani u sledećoj tabeli.

A (dB)	55	56	57	58
A	565.68	625	707.1	800

Posmatrajući priraštaje u donjoj vrsti zaključujemo da jedan decibel nije tako mala stvar i, istovremeno, da priraštaj od jednog decibela ne nosi jednake vrednosti priraštaja apsolutne vrednosti pojačanja.  $\square$

Moguće je definisati i druge količnike koji predstavljaju meru pojačanja signala. Tako se definiše prenosna admitansa:

$$(3.1.14a) \quad Y_T = J_{iz} / V_{ul},$$

koja predstavlja pojačanje napona u struju i prenosna impedansa:

$$(3.1.14b) \quad Z_T = V_{iz} / J_{ul}$$

koja predstavlja pojačanje struje u napon.

### 3.1.1 Višestepeni pojačavači

Pojačanje koje se može postići sa osnovnim pojačavačkim stepenom je, najčešće, manje od ukupnog pojačanja koje se zahteva. Mađa se ponekad projektant zadovoljava i sa pojačanjima od samo nekoliko puta (desetak dB), vrlo često je neophodno veliko pojačanje da bi se korisni signal učinio upotrebljivim. Tako, amplituda signala koji generiše magnetna glava je reda nekoliko milivolti, a potrebna amplituda napona na izlazu audio uređaja može da dostigne i nekoliko desetina volti što ukazuje da pojačanje pojačavača treba da bude oko hiljadu, odnosno 60 dB. Zato se osnovni pojačavački stepeni međusobno povezuju na način koji je opisan na Sl. 3.1.1. Zbog svoje topološke strukture ovakva sprega pojačavača naziva se kaskadnom spregom. Oznakom OP i odgovarajućim rednim brojem označeni su osnovni pojačavači. Shodno šemi na Sl. 3.4, osnovni pojačavački stepen je prikazan kao četvoropol s tim što se podrazumeva da su jedan ulazni i jedan izlazni priključak četvoropola u kratkoj vezi (zajednički).

Sa S je označen tzv. elemenat za spregu. On je neophodan zato što nije uvek moguće kratko spojiti izlaz prethodnog stepena za ulaz narednog. To je stoga što je, često, izlaz pojačavačkog stepena (na kolektorskom odnosno priključku drejna) obično na

znatno većem jednosmernom potencijalu od potrebnog jednosmernog napona na ulaznom priključku sledećeg stepena (koji je, obično, baza ili gejnt). Ako bi došlo do direktne veze između izlaza prethodnog i ulaza narednog stepena, najčešće, ulazni kraj narednog stepena bio bi doveden na suviše visoki potencijal što može da onemogući rad pojačavača pa čak, zbog povišene disipacije, da dovede do uništenja aktivnog elementa u narednom stepenu.

Zbog toga, element za spregu najčešće ne sme da provodi jednosmernu struju ili, drugim rečima, treba da "jednosmerno" odvoji prethodni i naredni stepen. U isto vreme, kada se radi o korisnom (naizmjeničnom) signalu, kolo za spregu treba da predstavlja kratak spoj između prethodnog i narednog stepena. Tako bi jednom pojačani signal, bez oslabljivanja u kolu za spregu, bio doveden na ulaz narednog stepena na dalje pojačanje.

Osobinu da kratko spajaju naizmjeničnu, a da prekidaju jednosmernu struju imaju idealni kondenzator, idealni transformator i idealna spregnuta oscilatorna kola. Neidealni elementi takođe dobro ispunjavaju željenu funkciju ali ipak, kod njihove upotrebe, treba računati sa izvesnim slabljenjem naizmjeničnog napona, a u nekim slučajevima i sa delimičnom provodnošću jednosmerne struje. U kasnijim izlaganjima čitalac će naći mnogo više detalja o kolima za spregu.

Pri pojačanju jednosmerne ili sporo promenljivih napona i struja kolo za spregu može ili mora da bude provodno za jednosmernu struju. O ovoj vrsti pojačavača biće takođe više reči kasnije.

Na osnovu gornjih izlaganja može se zaključiti da se otpornost u izlaznom kolu jednog pojačavačkog stepena znatno izmenila u odnosu na otpornost usamljenog pojačavača. Naime, paralelno otporu potrošača (vezan između izlaznog priključka aktivnog elementa i izvora za napajanje), priključena je impedansa kola za spregu, a preko ovoga i ulazna otpornost narednog stepena. Stoga se, kod višestepenih pojačavača, pojačanje jednog stepena definiše kao količnik ulazne veličine narednog stepena i ulazne veličine prethodnog stepena. Za prvi stepen imamo

$$(3.1.15) \quad A_1 = V_{ul2} / V_{ul1}$$

$$(3.1.16) \quad A_{s1} = J_{ul2} / J_{ul1}$$

i

$$(3.1.17) \quad A_{p1} = P_{ul2} / P_{ul1}$$

Sve oznake za napon i struju, ovde, odnose se na amplitude nazmeničnih komponenata. Snage su vezane samo za vremenski promenljive (naizmjenične) komponente.

Ukupno naponsko pojačanje višestepenog pojačavača može se izraziti na sledeći način:

$$(3.1.18) \quad A_u = \frac{V_{iz}}{V_{ul1}} = \frac{V_{ul2}}{V_{ul1}} \frac{V_{ul3}}{V_{ul2}} \dots \frac{V_{uln}}{V_{ul{n-1}}} \frac{V_{iz}}{V_{uln}}$$

odnosno

$$(3.1.19) \quad A_u = A_1 A_2 A_3 \dots A_{n-1} A_n$$

gde je  $n$  broj pojačavačkih stepena. Prema tome, ukupno pojačanje napona dobija se kao proizvod pojačanja pojedinih pojačavačkih stepena. Isto važi i za pojačanje struje i snage.

Ako se pojačanje izražava u decibelima, na osnovu (3.1.11) i (3.1.18), dobija se da je ukupno pojačanje višestepenog pojačavača, izračunato u decibelima, jednako zbiru pojačanja svakog pojedinačnog pojačavačkog stepena u decibelima:

$$(3.1.20) \quad A_u (\text{dB}) = A_1 (\text{dB}) + A_2 (\text{dB}) + \dots + A_{n-1} (\text{dB}) + A_n (\text{dB})$$

Ako su svih  $n$  pojačavačkih stepena identični, za pojačanje imamo

$$(3.1.21) \quad A_u = A_1^n$$

odnosno

$$(3.1.22) \quad A_u (\text{dB}) = n \cdot A_1 (\text{dB})$$

Zadnje dve jednačine mogu da posluže za određivanje broja potrebnih pojačavačkih stepena u funkciji traženog ukupnog pojačanja ako se zna pojačanje jednog pojačavačkog stepena.

*Primer 3.4*

Izračunati broj jednakih pojačavačkih stepeni, čije je pojačanje  $A$  (dB)=20 dB, koji je potreban da bi se konstruisao pojačavač sa ukupnim pojačanjem od  $A_u=200$  puta.

*Rešenje:*

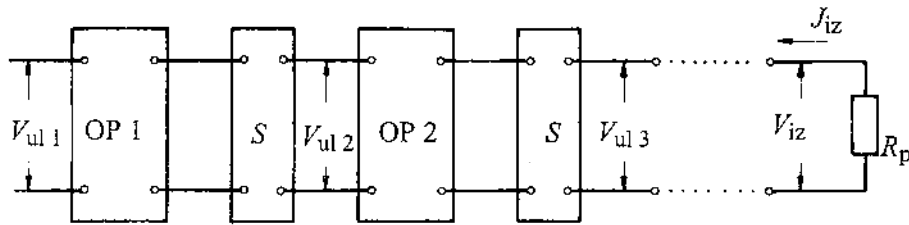
Najpre izračunavamo:  $A_u (\text{dB}) = 20 \cdot \log (200) = 20 \cdot \log (2) + 20 \cdot \log (100) = 6 + 40 = 46 \text{ dB}$ .

Sada iz (3.1.22) dobijamo  $n = A_u (\text{dB}) / A_1 (\text{dB}) = 2.3$ . Imajući u vidu, međutim, da broj stepeni mora da bude ceo, uzima se najveće celo:  $n=3$ . Pojačavač koji će nastati imaće veće pojačanje od traženog. Ono će kasnije biti redukovano na drugi način pri čemu će se, na račun pojačanja, dobiti na poboljšanju nekih drugih svojstava pojačavača.

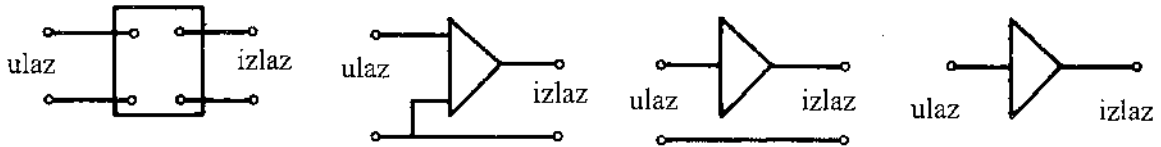
Višestepeni pojačavač može se takođe predstaviti kao četvoropol ili pomoću drugih simbola koji su prikazani na Sl. 3.1.2. Treba uvek imati na umu da pojačavač ima jedan kraj uzemljen što nekim simbolima nije moguće prikazati.

### 3.1.2 Jednostavni modeli pojačavača ili predstavljanje pojačavača pomoću Thevenin-ove i Norton-ove teoreme

Kao što smo videli u prethodnom odeljku elektronski pojačavač može da sadrži relativno veliki broj raznovrsnih komponenata.



Sl. 3.1.1 Kaskadno spregnuti osnovni pojačavači

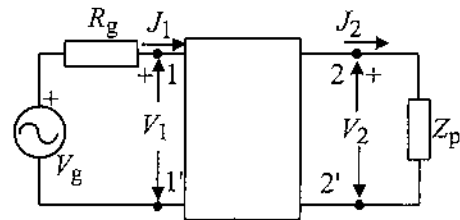


Sl. 3.1.2 Simboli za pojačavač

U takvoj složenoj šemi obično je teško sagledati njegove funkcionalne osobine kao što je ukupno pojačanje, odnos prema veličini opterećenja i slično. S druge strane, veoma često, kompletni pojačavači bivaju upotrebljeni kao elementi složenijih elektronskih sistema. U takvim uslovima prestaje da bude važna unutrašnja struktura pojačavača, a od odlučujuće važnosti postaju njegove spoljne osobine. To se odnosi i na aspekte kao što je primenljivost pojačavača s obzirom na zahteve, primenljivost pojačavača s obzirom na prilagođenje sa električnom okolinom ali i na aspekte koji se odnose na analizu i uspostavljanju saznanja o sistemu u koji je pojačavač ugrađen. Naime, ako želimo da analiziramo takav sistem postaje veoma zametno voditi računa o svakom elementu unutar svakog podsistema, a od interesa je da se znaju samo spoljne karakteristike podsistema (u ovom slučaju pojačavača). Jedan od načina za prikazivanje osobina pojačavača kao celine jeste da se on zameni svojim modelom. Pod modelom ćemo ovde podrazumevati električno kolo koje u nekom aspektu ima osobine identične kao i pojačavač. U mnogim drugim aspektima dati model neće imati osobine pojačavača ali to neće smetati s obzirom da se za te druge aspekte može razviti novi model. Teži se, naravno, da model bude što jednostavniji i stoga se uz njega odmah navode i ograničenja pod kojima se on izvodi. Ovaj odeljak posvećen je generisanju najjednostavnijih modela pojačavača. Modeli će se odnositi na vremenski promenljivu komponentu signala ili u pojednostavljenoj verziji na naizmjenične signale.

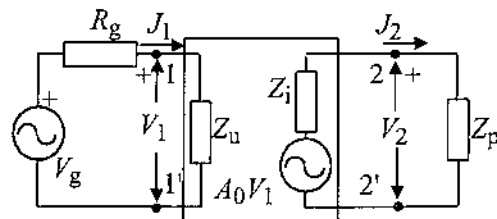
Razmotrimo najpre notaciju koja je obično u upotrebi. Na Sl. 3.1.3 dat je naponski pojačavač koji može da se sastoji iz jednog ili više pojačavačkih stepena. Na njegove ulazne krajeve (1-1') priključen je pobudni generator čija je amplituda  $V_g$ , a unutrašnja otpornost  $R_g$ . Na izlazne krajeve (2-2') priključena je impedansa potrošača  $Z_p$ .  $V_1$  je napon na ulaznim krajevima (1-1'),  $V_2$  napon na izlaznim

krajevima (na potrošaču), a  $J_2$  struja kroz potrošač. Ovde treba ponovo podsetiti da su iz notacije isključene jednosmerne komponente napona i struja s obzirom da se one ne menjaju u vremenu. Drugim rečima, jednosmerni naponi i struje su određeni naponima izvora za napajanje tako da ne zavise od pobude.



Sl. 3.1.3 Pojačavač sa priključenim pobudnim generatorom i potrošačem

Prilikom modelovanja pojačavača obično se posebno razmatraju ulazno i izlazno kolo. Pri tome se koriste Thevenin-ova i Norton-ova teorema pomoću kojih se ova kola prikazuju odgovarajućim parom generator-otpornik. Treba, naravno, imati na umu da generator koji se koristi za modelovanje nije nezavisan, odnosno da je njegova vrednost iskazana osobinama pojačavača i vrednošću napona na ulaznim odnosno izlaznim priključcima pojačavača.



Sl. 3.1.4 Thevenin-ovo ekvivalentno kolo pojačavača

Da bi mogli da pojačavač prikazemo preko Thevenin-ove ili Norton-ove teoreme potrebno je da učinimo neke pretpostavke u odnosu na njegove osobine. Najpre ćemo pretpostaviti da je pojačavač linearan. To znači da je napon  $V_2$  srazmeran naponu  $V_1$ . Karakteristike aktivnog elementa, međutim,

daleko su od toga da budu linearne u celom polju. U užem delu polja karakteristika odnosno u okolini jedne tačke, može se pretpostaviti da su karakteristike linearne. Stoga, pojačavač će biti linearan ako je amplituda signala na ulazu dovoljno manja od koordinata radne tačke u ulaznom polju. Druga pretpostavka odnosi se na unilateralnost pojačavača. Da je pojačavač unilateralan kažemo kada izlazni napon zavisi od ulaznog ali obrnuto ne važi. Ova pretpostavka važi za osnovni pojačavač sa JFET-om ili MOSFET-om kao aktivnim elementom na niskim frekvencijama (kada je impedansa kapacitivnosti  $C_{GD}$  dovoljno velika), a za bipolarni tranzistor na niskim frekvencijama (kada je impedansa kapaciteta kolektorskog spoja velika) i pri zanemarenom Early-evom efektu. Tako, stvarni pojačavači sa aktivnim elementima su približno linearni i unilatelni. Za linearan i unilateralan četvoropol, upotrebom Thevenin-ove teoreme, može se generisati kolo sa Sl. 3.1.4.

Između krajeva 1-1' pojačavač je predstavljen samo preko svoje ulazne impedanse  $Z_u$ . Time je iskazana unilateralnost pojačavača. Naime na Sl. 3.1.4 nema prenosa signala u inverznom smeru (od potrošača ka generatoru), što je postignuto tako što je u Thevenin-ovom generatoru ulaznog kola naponski generator kratko spojen. Ostaje samo ulazna impedansa koja se može izračunati ili, prosto izmeriti kao

$$(3.1.23) \quad Z_u = V_1 / J_1.$$

Umesto da se meri ampermetrom, struja  $J_1$  može se izračunati na osnovu merenja pada napona na poznatoj rednoj otpornosti  $R_g$ .

Između krajeva 2-2' pojačavač je predstavljen naponskim generatorom  $A_0 V_1$  (gde je  $A_0$  bezdimenzijska veličina) na red sa impedansom  $Z_i$ . Napon  $A_0 V_1$  se lako određuje. To je napon praznog hoda na krajevima 2-2'. Prazan hod se dobija kada se potrošač isključi ili, što je isto, kada  $Z_p \rightarrow \infty$ . Analitički to bi bilo iskazano na sledeći način:

$$(3.1.24) \quad A_0 V_1 = V_2 |_{Z_p \rightarrow \infty} = V_{2\infty}.$$

Sada možemo kazati da je veličina  $A_0$  količnik napona praznog hoda i ulaznog napona pojačavača pa prema tome predstavlja pojačanje signala od ulaznih do izlaznih krajeva pojačavača pod uslovom da su izlazni priključci u praznom hodu. Skraćeno se kaže da je  $A_0$  pojačanje u praznom hodu.

Kada su krajevi 2-2' kratko spojeni ( $Z_p=0$ ) imamo

$$(3.1.25a) \quad A_0 V_1 - Z_i J_2 |_{Z_p=0} = A_0 V_1 - Z_i J_{20} = 0.$$

Smenom (3.1.24) u (3.1.25a) dobija se

$$(3.1.25b) \quad Z_i = V_{2\infty} / J_{20}.$$

Dakle, izlazna impedansa se određuje kao količ-

nik napona praznog hoda i struje kratkog spoja na izlazu pojačavača sa *priključenom pobudom*. Ovde treba biti obazriv prilikom interpretacije ove definicije. Naime, čitalac mora da bude svestan da se u gornjim formulama pojavljuju samo amplitude naizmeničnih prostoperiodičnih signala što znači da se i prazan hod i kratak spoj odnosi samo na njih. Kada se ovde kaže "Izlazni priključci u praznom hodu" misli se samo na naizmenični režim, to nikako ne znači da i provodnici u samom pojačavaču mogu da se kratko spajaju. Slično važi za prazan hod. Kako se ostvaruju ovi uslovi (prazan hod i kratak spoj) samo za naizmenične komponente signala biće pokazano kasnije.

Alternativno, izlazna impedansa se može odrediti tako što se najpre stavi  $V_g=0$ . Tada je i  $V_1=0$  pa je i  $A_0 V_1=0$ . Zatim se umesto potrošača  $Z_p$  na izlazne priključke priključi strujni generator  $J_2$  pa je  $Z_i$  jednaka količniku amplituda napona i struje tog generatora. Pri tome smer struje generatora ne mora da se poklapa sa strujom  $J_2$  sa Sl. 3.1.4.

Najzad, za izlazno kolo koje koristi model sa Sl. 3.1.4 vrednost napona na potrošaču je

$$(3.1.26) \quad V_2 = A_0 V_1 - Z_i J_2.$$

Na osnovu ovog izraza, merenjem vrednosti  $V_2$ , za dve različite, pogodno izabrane, vrednosti  $Z_p$ , mogu se lako odrediti  $A_0 V_1$  i  $Z_i$ . Ovo možemo smatrati trećim načinom određivanja izlazne otpornosti pojačavača.

Sa Sl. 3.1.4 se, za pojačanje celog sistema, dobija

$$(3.1.27) \quad A_u = \frac{V_2}{V_g} = A_0 \frac{Z_u}{Z_u + R_g} \frac{Z_p}{Z_p + Z_i},$$

gde je  $A_u$  ukupno pojačanje ili pojačanje od generatora do potrošača, a  $A_0$ , kao i ranije, pojačanje pojačavača u praznom hodu.

Iz (3.1.27) uočavamo značajnu činjenicu da je pojačanje u praznom hodu  $A_0$  istovremeno i najveća moguća vrednost pojačanja pojačavača. Ukupno pojačanje će biti maksimalno i iznosiće  $A_0$  ako je  $Z_u \gg R_g$  i  $Z_p \gg Z_i$ . Naponski pojačavač kod koga su ispunjeni ovi uslovi je idealan. Drugim rečima on je naponski prilagođen generatoru i potrošaču. Dakle, idealni naponski pojačavač ima beskonačnu ulaznu i nultu izlaznu otpornost. Ukoliko je pojačavač idealan, u ulaznom kolu, pad napona na otpornosti generatora koji je inače parazitan, biće jednak nuli, a celokupni pobudni napon će se razvijati na ulaznoj impedansi i biće pojačan. Slično važi za izlazno kolo. Ako je izlazna impedansa jednaka nuli na njoj se neće stvarati parazitan napon pa će se celokupni pojačani napon  $A_0 V_1$  pojaviti na potrošaču.

Primer 3.5

Pojačavač koji je karakterisan sa  $A_0$  (dB)=25 dB,  $R_u=2$  k $\Omega$  i  $R_i=1$  k $\Omega$  priključen je u kolo kao na Sl. 3.1.4. Odrediti pojačanje snage  $A_p=P_p/P_g$  [pri čemu je  $P_g$  snaga generatora:  $P_g=(V_g J_1)/2$ , što je različito od (3.1.5) gde je data snaga na ulazu pojačavača], ovog kola ako je  $R_g=R_p=1$  k $\Omega$ .

Rešenje:

Najpre ćemo odrediti apsolutnu vrednost pojačanja u praznom hodu  $A_0$ . U tom cilju: 25 dB= (40-5.3) dB, što daje  $A_0=100/(\sqrt{2})^5=25/\sqrt{2} \approx 17.7$ .

Sada uvodimo

$$(P.3.5.1) A_s = \frac{J_2}{J_1} = \frac{V_2/R_p}{V_g/(R_g+R_u)} = A \cdot \frac{R_g+R_u}{R_p}$$

$$(P.3.5.2) A_p = P_p/P_g = |(J_2 V_2)/(V_g J_1)| = |A \cdot A_s|$$

gde je  $A$  dato sa [(3.1.27) sa prilagođenim oznakama]:

$$(P.3.5.3) A = \frac{V_2}{V_g} = A_0 \frac{R_u}{R_u+R_g} \frac{R_p}{R_p+R_i} = 5.9,$$

što smenom u (P.3.5.1) daje  $A_s=17.7$ .

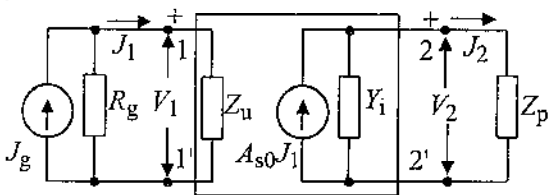
Kombinacijom poslednja tri izraza dobija se

$$(P.3.5.4) A_p = \left( A_0 \frac{R_u}{R_u+R_g} \frac{R_p}{R_p+R_i} \right)^2 \frac{R_g+R_u}{R_p}$$

ili

$$(P.3.5.5) A_p = A_0^2 \frac{R_p R_u^2}{(R_u+R_g)(R_p+R_i)^2} \approx 104.4 \quad \checkmark$$

Primenom Norton-ove teoreme, naponski generatori na red sa impedansama mogu da se transformišu u strujne generatore paralelno sa istim impedansama. Na taj način, kolo sa Sl. 3.1.4 se transformiše u kolo sa Sl. 3.1.5 pri čemu važi  $Y_i=1/Z_i$ .



Sl. 3.1.5 Model strujnog pojačavača dobijen primenom Norton-ove teoreme

Konstanta  $A_{s0}$  izračunava se na sledeći način

$$(3.1.28a) \quad \begin{aligned} J_{20} &= \frac{A_0 V_1}{Z_i} = \frac{A_0}{Z_i} (Z_u J_1) = \\ &= A_0 \frac{Z_u}{Z_i} J_1 = A_{s0} J_1. \end{aligned}$$

Dakle,

$$(3.1.28b) \quad A_{s0} = \frac{Z_u}{Z_i} A_0.$$

Ukupno strujno pojačanje sistema sa Sl. 3.1.5 je

$$(3.1.29) \quad A_{su} = \frac{J_2}{J_g} = A_{s0} \frac{R_g}{Z_u+R_g} \frac{Z_i}{Z_p+Z_i}.$$

Strujno pojačanje biće maksimalno i iznosiće  $A_s$  ako je  $Z_u \ll R_g$  i  $Z_p \ll Z_i$ . Strujni pojačavač kod koga su ispunjeni ovi uslovi je idealan. Idealni strujni pojačavač je strujno prilagođen generatoru i potrošaču. On ima nultu ulaznu i beskonačnu izlaznu otpornost. Kod idealnog strujnog pojačavača ne protiče struja kroz  $R_g$  i kroz  $Z_i$  i time su izbegnuti gubici i u ulaznom i u izlaznom kolu. Može se uočiti da strujno i naponsko prilagođenje postavljaju suprotne (dualne) zahteve u odnosu na pojačavač.

Primer 3.6

Za pojačavač sa Sl. 3.1.5 važi:  $A_{s0}=45$ ,  $R_u=2$  k $\Omega$ ,  $R_i=25$  k $\Omega$ ,  $R_g=25$  k $\Omega$  i  $R_p=2$  k $\Omega$ . Odrediti naponsko pojačanje  $A=V_2/V_1$  i iskazati ga u decibelima.

Rešenje:

Za naponsko pojačanje može da se piše:

$$(P.3.6.1) \quad A = \frac{V_2}{V_1} = \frac{J_2 R_p}{J_g R_g R_u / (R_g + R_u)}$$

ili

$$(P.3.6.2) \quad A = \frac{R_p (R_g + R_u)}{R_g R_u} \cdot A_{su}.$$

Posle prilagođavanja, oznaka za ukupno strujno pojačanje može da se piše:

$$(P.3.6.3) \quad A_{su} = \frac{J_2}{J_g} = A_{s0} \frac{R_g}{R_u+R_g} \frac{R_i}{R_p+R_i} = 38.6,$$

pa smenom u (P.3.5.2) dobijamo

$$(P.3.6.3) \quad A = \frac{1}{R_u} \cdot A_{s0} \frac{R_i R_p}{R_p+R_i} = 41.7$$

ili  $A$  (dB)=32.4.  $\checkmark$

Do sada su razmatrani primeri kada je izlazna veličina iste prirode kao i pobudna. Razmotrimo sada dva hibridna (mešovita) primera.

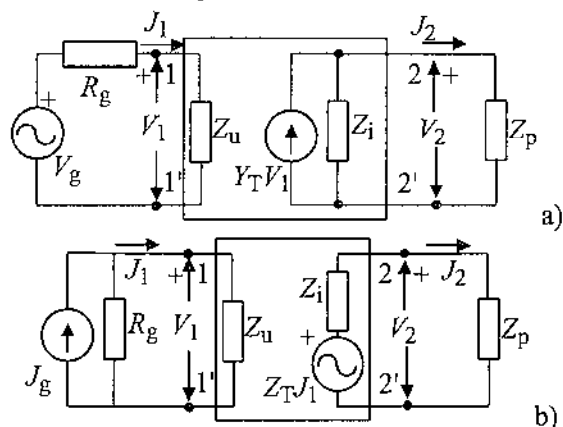
Moguće je na ulazu zadržati naponski generator, a Norton-ovu transformaciju primeniti na izlazno kolo. Dobija se sistem kao na Sl. 3.1.6a. Kod ovog pojačavača izlazna struja je srazmerna ulaznom naponu pa je  $Y_T=A_0/Z_i$ . Za ukupnu prenosnu admitansu imamo

$$(3.1.30) \quad Y_{Tu} = \frac{J_2}{V_g} = Y_T \frac{R_g}{Z_u+R_g} \frac{Z_i}{Z_p+Z_i}.$$

Prenosna admitansa (transadmitansa) biće maksimalna i iznosiće  $Y_T$  ako je  $Z_u \ll R_g$  i  $Z_i \gg Z_p$ . Dakle, potrebno je da na ulazu bude ostvareno naponsko, a na izlazu strujno prilagođenje. Ovakav



pojačavač naziva se još i *transkonduktanski*.



Sl. 3.1.6 Modeli pojačavača a) napona u struju i b) struje u napon

Najzad, na Sl. 3.1.6b dat je model pojačavača struje u napon. Pri tome je  $Z_T = Z_u A_0$ .

Ukupna prenosna impedansa (transimpedansa) ovog pojačavača je

$$(3.1.31) \quad Z_{Tu} = \frac{V_2}{J_g} = Z_T \frac{R_g}{Z_u + R_g} \frac{Z_p}{Z_i + Z_p}$$

Maksimalna prenosna impedansa će se dobiti kada je pojačavač na ulazu prilagođen strujno ( $R_g \gg Z_u$ ), a na izlazu naponski ( $Z_i \ll Z_p$ ). Ovakav pojačavač često nosi ime *transimpedanski* pojačavač.

**Primer 3.7**

Transkonduktanski pojačavač sa Sl. 3.1.6a karakterisan je sa  $R_u = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_i = 32 \text{ k}\Omega$  i  $Y_{T0} = 120 \text{ mS}$ . Ako su parametri kola  $R_g = 500 \Omega$  i  $R_p = 10 \text{ k}\Omega$ , odrediti vrednost ukupne transkonduktanse pojačavača  $Y_{Tu} = J_2/V_g$ , naponsko pojačanje  $A_u = V_2/V_g$  i strujno pojačanje  $A_{su} = J_2/J_1$ .

**Rešenje:**

Ukupna transkonduktansa je:

$$(P.3.7.1) \quad Y_{Tu} = \frac{J_2}{V_g} = Y_{T0} \frac{R_g}{R_u + R_g} \frac{R_i}{R_p + R_i}$$

ili  $Y_{Tu} = 30.5 \text{ mS}$ .

Za naponsko pojačanje koristimo:

$$(P.3.7.2) \quad A_u = \frac{V_2}{V_g} = \frac{R_p J_2}{V_g} = R_p \cdot Y_{Tu} = 305,$$

a za strujno pojačanje

$$(P.3.7.3) \quad A_{su} = \frac{J_2}{J_1} = \frac{J_2}{V_g / (R_g + R_u)} = (R_g + R_u) \cdot Y_{Tu} = 45.75. \quad \checkmark$$

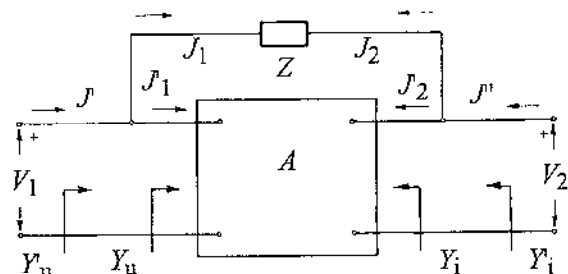
**3.1.3. Miller-ova teorema**

Pretpostavka o unilateralnosti pojačavača koja je uvedena u prethodnom odeljku samo retko zadovo-

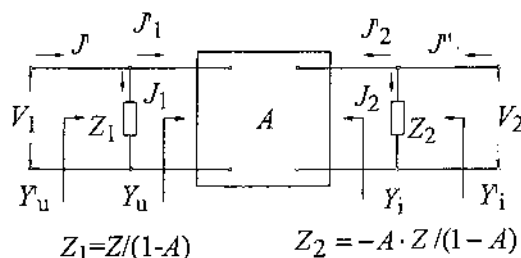
ljava tačnost koja se zahteva od modela pojačavača. Čitaocu je poznato iz ranijih izlaganja o osobinama poluprovodničkih komponenata da uvek postoji makar kapacitivni put između ulaznih i izlaznih priključaka osnovnog pojačavača. Takvi kapacitivni putevi se ostvaruju preko  $C_{BC}$  (kapacitivnost prostornog naelektrisanja kolektorskog spoja) ili preko  $C_{GD}$  (kapacitivnost između gejta i drejna čija priroda zavisi od tipa FETa). Od interesa je ustanoviti kakav je uticaj impedanse koja spreže ulaz i izlaz, na osobine pojačavača.

Pored sprege između pojačavačkih stepena o kojoj je ranije bilo reči, elektronskom pojačavaču mogu se spregnuti (priključiti) i dodatni dvopoli koji mogu uticati na njegove karakteristike.

Tako, dvopol priključen paralelno ulaznim priključcima smanjuje ulaznu otpornost, a time i komponentu struje generatora koja pobuđuje pojačavač. Slične efekte izaziva i dvopol koji se priključuje paralelno izlaznim priključcima. Od najkritičnijeg je uticaja, međutim, dvopol koji se priključuje između ulaznih i izlaznih priključaka kao što je prikazano na Sl. 3.1.7. On može biti neodvojiv deo pojačavača kao što su gore pomenute kapacitivnosti ili spolja priključena impedansa koja ima određenu ulogu. Pojačanje samog pojačavača definisano je kao  $A = V_2/V_1$ . Da bi se sagledao uticaj impedanse  $Z$  na osobine pojačavača koristi se Miller-ova teorema po kojoj se pojačavač sa Sl. 3.1.7 može prikazati kao na Sl. 3.1.8. Elementi u kolu su generisani na sledeći način.



Sl. 3.1.7 Sprega pojačavača i dvopola



Sl. 3.1.8. Kolo ekvivalentno onom sa Sl. 3.1.7

Za ulazno kolo (Sl. 3.1.7) može se pisati:

$$(3.1.32) \quad J' = J'_1 + J_1 = V_1 / Z_u + (V_1 - V_2) / Z$$

ili

$$(3.1.33) \quad J' = \left( \frac{1}{Z_u} - \frac{(1-A)}{Z} \right) V_1.$$

Sa druge strane, na sličan način, za izlazno kolo se dobija

$$(3.1.34) \quad J'' = \left( \frac{1}{Z_i} - \frac{(1-A)}{(AZ)} \right) V_2.$$

Jednačine (3.1.33) i (3.1.34) pokazuju da paralelno ulaznoj admitansi deluje admitansa  $(1-A)/Z$ , a paralelno izlaznoj admitansi admitansa  $(1-A)/(-AZ)$ . Time su izvedene vrednosti elemenata u kolu sa Sl. 3.1.8.

Osvrnimo se sada na uticaj impedanse  $Z$ . Njen značaj i uticaj zavisi od veličine i znaka pojačanja  $A$  pa će ovde biti razmotreni neki najkarakterističniji primeri.

Neka je  $A$  **negativan realan** broj za koji važi  $|A| \gg 1$ . Ovo je najčešća situacija kod pojačavača. U tom slučaju paralelno ulaznim priključcima (ulaznoj impedansi) pojavljuje se impedansa  $Z/(1-A)$  koja je po apsolutnoj vrednosti mnogo manja od  $Z$  i pošto se vezuje paralelno ulaznim priključcima, smanjuje ukupnu ulaznu impedansu celog pojačavača.

Od naročitog je interesa slučaj kada je  $Z$  kapacitivnog karaktera odnosno kada je  $Z=1/(j\omega C)$ . Odgovarajuća impedansa koja se vezuje paralelno ulazu je sada  $Z/(1-A)=1/[j\omega C(1-A)]$  što je ekvivalentno sa slučajem kada se paralelno ulaznim priključcima veže kondenzator kapacitivnosti  $C_e=C(1-A)$ . Ako je  $|A|$  veliki broj, s obzirom da je  $A$  negativno, ekvivalentna kapacitivnost će biti znatno veća od  $C$ . Ovakva ekvivalentna kapacitivnost naziva se Miller-ovom kapacitivnošću jer izražava tzv. Miller-ov efekt koji je iskazan ekvivalentnošću šema sa Sl. 3.1.7 i 3.1.8. Sada postaje jasno zašto je ranije naglašavan značaj kapacitivnosti koje sprežu ulazne i izlazne priključke pojačavača kao što su  $C_{CB}$  i  $C_{GD}$ . Primera radi za  $A=-19$  i  $C_{GD}=0.25$  pF Miller-ova kapacitivnost iznosi 5 pF što je neuporedivo veće od bilo koje druge kapacitivnosti FET-a. Na izlazu, za ovaj slučaj, Miller-ov efekt je manje izražen pošto  $AZ/(1-A) \rightarrow Z$ , ako je  $|A| \gg 1$ . Drugim rečima ako je  $Z$  realna otpornost, paralelno izlazu deluje pozitivan otpornik čija je vrednost približno jednaka originalnom otporniku koji je priključen od ulaza do izlaza.

Sasvim drugačiji rezultati će nastati ako je  $1 > A > 0$ . U tom slučaju impedansa koja se vezuje paralelno ulaznim priključcima je veća od  $Z$  (ako  $A \rightarrow 1$  ona postaje beskonačna i njen uticaj se može zanemariti), a impedansa koja se vezuje paralelno izlazu suprotnog je znaka od  $Z$ . Kada je  $Z$  po prirodi otpornik otpornosti  $R$ , paralelno ulaznim priključcima vezuje se takođe otpornik ali je njegova vrednost veća od  $R$ . Na izlazu, međutim, pojavljuje se otpornik čija je otpornost *negativna*. S obzirom

da negativna otpornost po prirodi predstavlja generator, ova situacija je od velikog značaja. Naime postavlja se pitanje kako će ovaj novi generator da se superponira sa izvornim pobudnim generatorom i kako će izgledati izlazni signal. U tom cilju treba sada odrediti ukupnu izlaznu otpornost pojačavača. Ona se lako dobija kao paralelna veza  $R_i$  (izlazna otpornost samog pojačavača) i otpornika čija je otpornost  $(-AR)/(1-A)$ . Ukoliko je ukupna izlazna otpornost pozitivna dodatni generator na izlazu je neutralizovan i ne postoji opasnost po rad pojačavača. U suprotnom, pojavljuju se parazitski signali i pojačavač prestaje da vrši svoju funkciju. Da bi ukupna izlazna otpornost bila pozitivna potrebno je da  $[-AR/(1-A)] > R_i$ . To se lako ostvaruje kod pojačavača kod kojih  $A \rightarrow 1$ . Kod ovakvih pojačavača, sem ako  $R$  nije suviše malo, ukupna izlazna otpornost je pozitivna i pojačavač normalno radi.

Još je zanimljivija situacija, pri  $1 > A > 0$ , kada se za  $Z$  ima kondenzator kapacitivnosti  $C$ . U tom slučaju, paralelno izlazu imamo  $-AZ/(1-A)=1/[j\omega C(1-1/A)]=j\omega L_e$ , gde  $L_e=1/[\omega^2 C(1/A-1)]$ . Dakle, paralelno izlaznim priključcima vezuje se induktivnost čija je vrednost funkcija frekvencije. Vrednost ekvivalentne induktivnosti će biti velika (što je naravno, poželjno s obzirom da se ona vezuje paralelno izlazu) ako  $A \rightarrow 1$  i ako  $\omega \rightarrow 0$ . Ukoliko su frekvencije signala visoke vrednost ove induktivnosti opada i ona sa izlaznom impedansom ovakvog pojačavača (izlaznom kapacitivnošću) formira oscilatorno kolo.

Karakterističan je i slučaj kada je  $A \gg 1$ . Sada na ulazu imamo impedansu čiji je znak suprotan od znaka  $Z$ , a na izlazu se, praktično, pojavljuje samo  $Z$  pošto je  $-AZ/(1-A) \rightarrow Z$  za  $A \gg 1$ . Za  $Z=R$  paralelno ulazu se vezuje  $-R/(A-1)$  što je negativan i mali broj. Sada se ukupna ulazna otpornost dobija kao paralelna veza  $-R/(A-1)$  i  $R_u$  što je praktično uvek negativan broj ako se ima u vidu da naponski pojačavači imaju veliku ulaznu otpornost. Ovakvo kolo *neće se ponašati kao pojačavač*. Slična razmatranja mogu da se sprovedu i za  $Z=1/(j\omega C)$ .

#### Primer 3.8

Pojačanje pojačavača dato je sa  $A=-100+j100$ , a njegova ulazna otpornost  $R_u=100$  kΩ. Odrediti vrednost ukupne ulazne otpornosti ( $R_{ue}$ ) ovog pojačavača na frekvenciji  $f=2$  MHz, ako mu se priključi Miller-ov kondenzator  $C=2$  pF.

*Rešenje:*

Ukupna ulazna impedansa ovakvog pojačavača može da se izračuna iz

$$(P.3.8.1) \quad 1/Z_u = 1/R_u + j \cdot (2\pi f) \cdot C \cdot (1-A).$$

Smenom brojne vrednosti za pojačanje i razdvajanjem realnog i imaginarnog dela dobija se

$$(P.3.8.2) \quad 1/Z_u = 1/R_u - (2\pi f) \cdot C \cdot 100 + j \cdot (2\pi f) \cdot C \cdot (1+100).$$

Otuda

$$(P.3.8.3) \quad 1/R_{ue} = 1/R_u - (2\pi f) \cdot C \cdot 100,$$

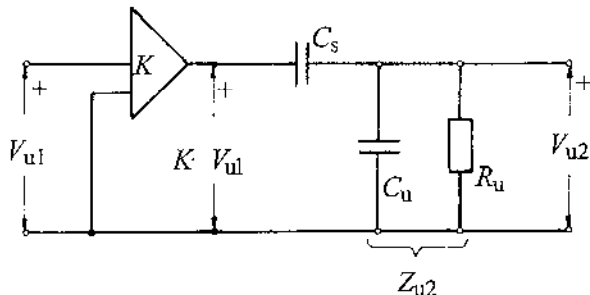
pa je  $R_{ue} = -400 \Omega$ .

Ne treba ispustiti iz vida da je na niskim frekvencijama ( $f \rightarrow 0$ ) ukupna ulazna otpornost čisto realna i pozitivna što se lako vidi iz (P.3.8.1).

Dobijeni rezultat govori o činjenici da kada je pojačanje kompleksna veličina (videćemo da je to normalna pojava), na nekim frekvencijama, realni deo ulazne impedanse može da promeni znak upravo usled prisustva Miller-ove kapacitivnosti. Za ovakve pojačavače kaže se da su potencijalno nestabilni.  $\checkmark$

### 3.1.4 Prenosna funkcija pojačavača

Pod prenosnom funkcijom pojačavača podrazumeva se zavisnost količnika izlazne i ulazne veličine ( $A$ ,  $A_s$ ,  $Y_T$  ili  $Z_T$ ) od frekvencije. U definicionim obrascima (3.1.1), (3.1.2) i (3.1.14) pretpostavljalo se da ulazna i izlazna veličina imaju isti fazni stav odnosno da u istom vremenskom trenutku ulazni i izlazni signal dostižu maksimum što bi kao posledicu imalo da pojačanje bude realan broj. Ovo u opštem slučaju nije tačno. Čak i u slučaju da je otpornost potrošača čista termička otpornost, parazitne kapacitivnosti koje postoje u svakom aktivnom elementu čine da se fazni stav izlazne veličine razlikuje od faznog stava ulazne veličine. Dakle, pojačanje je kompleksna veličina.



Sl. 3.1.9 Impedansa kao potrošač pojačavačkog stepena

U najvećem broju slučajeva otpornost potrošača nije termička otpornost. To naročito važi kod višestepenih pojačavača s obzirom da je kolo za spregu reaktivno, a ulazna impedansa sledećeg stepena pored termičkog sadrži i reaktivni deo. Zato uvek treba računati sa faznim pomerajem izlazne veličine u odnosu na ulaznu. Fazni pomeraj će biti različit od  $0^\circ$  odnosno od  $180^\circ$  (ovde treba imati u vidu da neki pojačavački stepeni u idealnim uslovima imaju negativno pojačanje odnosno da unose pomeraj od  $180^\circ$ ).

Primeru radi razmotrimo spregu idealnog naponskog pojačavača čije je pojačanje  $K$  (realni broj) i kola koje se sastoji od kondenzatora za spregu  $C_s$  i ulaznog kola narednog stepena (paralelna veza  $C_u$  i  $R_u$ ). Kolo je prikazano na Sl. 3.1.9.

Dobija se sledeći izraz za ukupno pojačanje

$$(3.1.35) \quad A_u = \frac{V_{u2}}{V_{u1}} = K \frac{j\omega R_u C_s}{1 + j\omega(R_u C_u + R_u C_s)} = K \frac{C_s}{C_u + C_s} \frac{j\tau\omega}{1 + j\tau\omega} = A_0 \frac{j\tau\omega}{1 + j\tau\omega}$$

gde je  $\omega$  kružna frekvencija,  $\tau = R_u(C_u + C_s)$ , a  $A_0 = K \cdot C_s / (C_s + C_u)$ .

Pojačanje je kompleksna veličina i kao takva može se prikazati u Euler-ovom, obliku preko modula  $|A(\omega)|$  i argumenta  $\varphi(\omega)$ :

$$(3.1.36) \quad A(j\omega) = |A(j\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)}$$

Uvođenjem kompleksne frekvencije  $s$  umesto  $j\omega$ , (3.1.35) može se napisati kao

$$(3.1.35a) \quad A_u = A_0 \frac{a_1 s}{1 + b_1 s}$$

gde su konstante  $a_1$  i  $b_1$  uvedene umesto odgovarajuće vremenske konstante. U opštem slučaju, kod višestepenih pojačavača, prenosna funkcija se može napisati u obliku

$$(3.1.37a) \quad A(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n}{b_0 + b_1 s + \dots + b_m s^m}$$

ili, kada se polinomi faktorizuju,

$$(3.1.37b) \quad A(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_n (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_n)}{b_m (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_m)}$$

gde je  $N(s)$  polinom brojioca, a  $D(s)$  polinom imenioca prenosne funkcije. Pri tome sa  $z_i$  su označene nule polinoma brojioca - nule prenosne funkcije, a sa  $p_i$  nule polinoma imenioca - polovi prenosne funkcije.

Često se u elektronici uvodi račun sa normalizovanim veličinama. One su bezdimenzione i njihove vrednosti se obično kreću oko jedinice. Da bi se uvela normalizacija najpre se uvodi:

$$(3.1.38a) \quad \omega_{nor} = \omega / \omega_0$$

gde je  $\omega_0$  pogodno izabrana kružna frekvencija. Na primer, ako se uzme  $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^3$ , kružna frekvencija  $\omega = 10000$  rad/s, kada se normalizuje, postaćće:  $\omega_{nor} = 10000 / (2\pi \cdot 10^3) = 1.59$ .

Slično se normalizuju i vrednosti elemenata kola:

$$(3.1.38b) \quad R_{nor} = R / R_0,$$

$$(3.1.38c) \quad C_{nor} = C / C_0,$$

$$(3.1.38d) \quad L_{\text{nor}} = L/L_0$$

i vremenske konstante

$$(3.1.38d) \quad \tau_{\text{nor}} = \tau/\tau_0.$$

Pri normalizaciji vodi se računa da važi:

$$(3.1.39) \quad \omega_0 = 1/\tau_0 = 1/(R_0 C_0) = R_0/L_0.$$

Na taj način proizvodi tipa  $\tau\omega$  ili  $\omega R_u C_s$ , koji se uvek javljaju u izrazima za funkcije kola, sačuvavaju istu vrednost i kada se uvedu normalizovane veličine.

Saglasno tome, često se pri prikazivanju funkcija kola koriste normalizovani brojevi, a da se to posebno ne naglašava. Da je uvedena normalizacija prepoznaje se iz konteksta. Pri tome se, ako nije drugačije određeno, normalizacioni brojevi uzimaju kao jedinice:  $\omega_0=1$  rad/s,  $R_0=1$   $\Omega$ ,  $C_0=1$  F,  $L_0=1$  H i  $\tau_0=1$  s, a oznaka "nor" uz promenljivu izostavlja se.

### 3.1.5 Amplitudska karakteristika

Zavisnost modula pojačanja od frekvencije naziva se amplitudska karakteristika pojačavača. Amplitudska karakteristika kola sa Sl. 3.1.9 će biti

$$(3.1.40) \quad |A(j\omega)| = \frac{|A_0 \tau \omega|}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}}.$$

Amplitudska karakteristika je moduo prenosne funkcije i u opštem slučaju može se izračunati iz

$$(3.1.41a) \quad |A(j\omega)| = \sqrt{A(s)A(-s)}|_{s=j\omega},$$

pri čemu se imalo u vidu da se moduo dobija kao koren proizvoda kompleksnog i njegovog konjugovanog broja. Pored toga, imalo se u vidu da za  $s=j\omega$ ,  $A(-s)$  postaje konjugovano od  $A(s)$ .

Kada je funkcija kola iskazana u obliku (3.1.37a) najpogodniji način za izračunavanje amplitudske karakteristike bio bi

$$(3.1.41b) \quad |A(j\omega)| = \sqrt{\frac{[\text{Re}\{N(s)\}]^2 + [\text{Im}\{N(s)\}]^2}{[\text{Re}\{D(s)\}]^2 + [\text{Im}\{D(s)\}]^2}}|_{s=j\omega},$$

gde "Re" znači realni deo, a "Im" imaginarni deo kompleksnog broja.

*Primer 3.9*

Za funkciju kola

$$(P.3.9.1) \quad A(s) = \frac{4s + s^2}{6 + 11s + 6s^2 + s^3}$$

odrediti amplitudsku karakteristiku.

*Rešenje:*

Najpre ćemo zameniti  $s=j\omega$ :

$$(P.3.9.2) \quad A(j\omega) = \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} = \frac{0 + j \cdot 4\omega - \omega^2}{6 + j \cdot 11\omega - 6\omega^2 - j\omega^3},$$

a zatim, prepoznamo

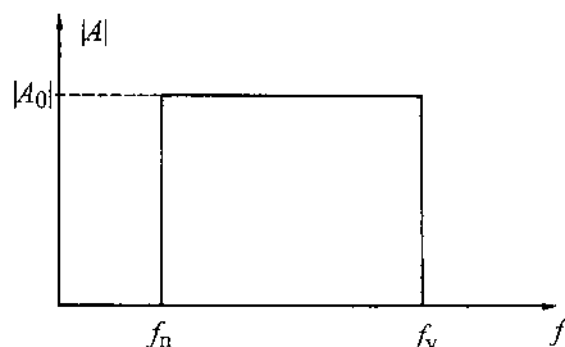
$$(P.3.9.3) \quad N(j\omega) = [0 - \omega^2] + j \cdot [4\omega]$$

$$(P.3.9.4) \quad D(j\omega) = [6 - 6\omega^2] + j \cdot [11\omega - \omega^3].$$

Očigledno, za kreiranje realnih delova ovih polinoma uzimamo sabirke sa parnim stepenom, a za kreiranje imaginarnih delova, sabirke sa neparnim stepenom  $\omega$ .

Sada se za amplitudsku karakteristiku lako dobija

$$(P.3.9.4) \quad |A(j\omega)| = \sqrt{\frac{[0 - \omega^2]^2 + [4\omega]^2}{[6 - 6\omega^2]^2 + [11\omega - \omega^3]^2}}. \quad \checkmark$$



Sl. 3.1.10 Idealna amplitudska karakteristika

Kada su polinomi zadati u faktorizovanom obliku, kao u (3.1.39b), pogodno je koristiti

$$(3.1.41c) \quad |A(j\omega)| = \sqrt{\frac{a_n^2 \prod_1^n (z_i^2 + \omega^2)}{b_m^2 \prod_1^m (p_i^2 + \omega^2)}}$$

pri čemu, kada postoji par kompleksnih nula ili polova, parove treba obrađivati zajedno. Tako, ako je  $z_i = a + jb$ , onda će biti  $z_{i+1} = a - jb$  i

$$(3.1.41d) \quad (z_i^2 + \omega^2) \cdot (z_{i+1}^2 + \omega^2) = (a^2 - b^2 + \omega^2)^2 + 4b^2.$$

*Primer 3.10*

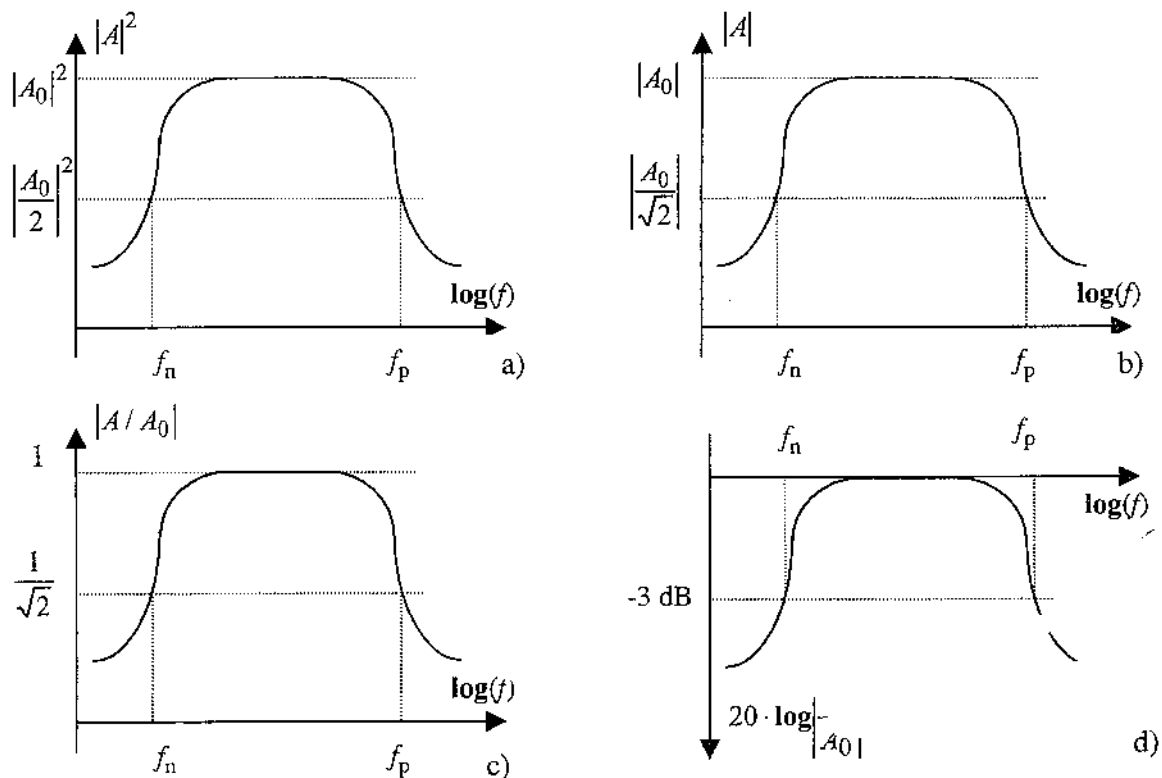
Faktorizovati polinome u (P.3.9.1) i odrediti amplitudsku karakteristiku po (3.1.41c).

*Rešenje:*

Rešavanjem polinoma brojioca i imenioca dobijaju se nule i polovi funkcije kola [ $z_1=0$ ,  $z_2=-4$ ,  $p_1=-1$ ,  $p_2=-2$  i  $p_3=-3$ ], pa posle smene u (3.1.37b), imajući u vidu da je  $a_2=1$  i  $b_3=1$ , nastaje

$$(P.3.10.1) \quad A(s) = \frac{s(4+s)}{(1+s)(2+s)(3+s)}$$

Sada se smenom u (3.1.41c) lako dobija



Sl. 3.1.11 Načini grafičkog predstavljanja amplitudske karakteristike. a) kvadrat amplitudske karakteristike u polulogaritamskoj razmeri, b) amplitudska karakteristika u polulogaritamskoj razmeri, c) normalizovana amplitudska karakteristika u polulogaritamskoj razmeri i d) normalizovana amplitudska karakteristika u dvostrukoj logaritamskoj razmeri

$$(P.3.10.2) \quad |A(j\omega)| = \sqrt{\frac{\omega^2(16 + \omega^2)}{(1 + \omega^2)(4 + \omega^2)(9 + \omega^2)}}$$

Čitaocu se ostavlja da proveri da li su izrazi (P.3.9.4) i (P.3.10.2), identični.

Pojačavači se uvek projektuju tako da im pojačanje, u određenom opsegu frekvencija, bude konstantno i nezavisno od frekvencije. Taj opseg se naziva propusni opseg pojačavača. Van toga opsega pojačanje treba da bude jednako nuli.

Takav pojačavač, za koga možemo da kažemo da ima idealnu amplitudsku karakteristiku, imao bi amplitudsku karakteristiku prema Sl. 3.1.10. Sa  $f_n$  obeležena je **donja granična frekvencija**, a sa  $f_v$  **gornja granična frekvencija** pojačavača. Kod pojačavača sa idealnom amplitudskom karakteristikom vrednost pojačanja za signale čije su frekvencije ispod  $f_n$  i iznad  $f_v$  jednaka je nuli.

Smisao ovog zahteva odnosi se na cilj koji se ostvaruje pojačavačem. Naime, već je više puta rečeno da se pojačavači obično koriste za pojačanje složenih signala. Svaki takav signal može, zahvaljujući Fourier-ovoj analizi, da se prikaže kao suma sinusoidnih signala. Ako želimo da pojačamo takav složeni signal potrebno je da pojačanje pojačavača ne zavisi od frekvencije u celom

frekvencijskom opsegu gde se mogu naći vrednosti frekvencija sinusoida iz Fourier-ovog razvoja.

Kod takvog pojačavača sve amplitude sinusoida koje čine ukupni signal biće jednako pojačane i ulazni signal će biti reprodukovani na izlazu bez izobličenja ali sa uvećanom amplitudom. Ostaje pitanje: zašto treba da, u delovima frekvencijske ose gde se ne nalaze frekvencije sinusoida iz Furijer-ovog razvoja, pojačanje bude jednako nuli.

Jednostavan odgovor na to je: da bi se onemogućili drugi neželjeni signali koji imaju svoje komponente u susedstvu da budu superponirani sa signalom koji se pojačava.

Amplitudska karakteristika realnih pojačavača odstupa od idealne zato što moduo pojačanja zavisi od frekvencije čemu je uzrok postojanja reaktansi u pojačavačkom stepenu. Odstupanja amplitudske karakteristike od idealne nazivaju se amplitudskim izobličenjima. Na Sl. 3.1.11 prikazana je amplitudska karakteristika realnog pojačavača. Pri tome je ona prikazana na četiri načina koji se normalno koriste. Najpre je prikazana zavisnost kvadrata modula od frekvencije, a zatim zavisnost samog modula što se može smatrati pravom amplitudskom karakteristikom. Sledi normalizovana amplitudska karakteristika pri čemu je vrednost

modula svuda podeljena sa vrednošću nominalnog pojačanja  $A_0$ . Najzad prikazana je normalizovana amplitudska karakteristika u logaritamskoj razmeri odnosno normalizovana vrednost modula prikazana je u decibelima. Sve vreme apscisna osa na koju se nanosi frekvencija nije linearna već logaritamska. Na ovaj način u odnosu na linearno prikazivanje veličina, postiže se sabijanje apscisne ose pri visokim frekvencijama i razvlačenje iste pri niskim.

Pod graničnim frekvencijama realnog pojačavača podrazumevaju se one frekvencije na kojima je moduo pojačanja manji za  $\sqrt{2}$  puta u odnosu na nominalno pojačanje. Sa Sl. 3.1.11 vidi se da su ovome ekvivalentne frekvencije na kojima kvadrat modula pojačanja opadne na polovinu svoje nominalne vrednosti. Imajući u vidu da je pojačanje snage srazmerno kvadratu pojačanja napona, na frekvencijama na kojima kvadrat modula izlaznog napona opadne na polovinu svoje vrednosti, (pri konstantnom ulaznom naponu) izlazna snaga opadne na polovinu.

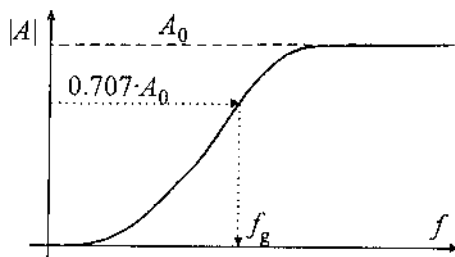
Tako, za definiciju granične frekvencije može da se uzme uslov da je to frekvencija na kojoj, pri konstantnom ulaznom signalu, izlazna snaga opadne na polovinu svoje nominalne vrednosti.

Ako se amplitudska karakteristika izrazi u decibelima

$$(3.1.42) \quad \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| (\text{dB}) = 20 \cdot \log \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right|$$

gde je  $A_0$  nominalna vrednost pojačanja ili pojačanje na srednjim frekvencijama, na graničnim frekvencijama pojačanje opadne za  $20 \cdot \log(1/\sqrt{2}) = -10 \cdot \log(2) = -3.0103 \text{ dB} \approx -3 \text{ dB}$ .

Sada možemo reći da je granična frekvencija ona na kojoj moduo pojačanja opadne za 3 dB u odnosu na svoju nominalnu vrednost. S obzirom na definiciju pojačanja snage u decibelima ova tvrdnja važi i za graničnu frekvenciju pojačanja snage. To se još može videti i iz Tabele 3.1, gde -3 dB odgovara 0.707 kada se radi o pojačanju napona i  $\frac{1}{2}$  kada se radi o pojačanju snage.



Sl. 3.1.12 Izračunavanje donje granične frekvencije pojačavača čija je gornja granična frekvencija beskonačna.

Širinom propusnog opsega pojačavača naziva se veličina

$$(3.1.43) \quad B = f_v - f_n,$$

gde je  $f_v$ -gornja granična frekvencija pojačavača, a  $f_n$ -donja granična frekvencija, shodno Sl. 3.1.11.

U propusnom opsegu treba da važi

$$(3.1.44a) \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \leq \left| \frac{A(j\omega)}{A_0} \right| \leq 1.$$

Ova relacija može da posluži za izračunavanje graničnih frekvencija pojačavača, ako se napiše u sledećem obliku

$$(3.1.44b) \quad \left| \frac{A(j\omega_g)}{A_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Sada imamo nelinearnu jednačinu po  $\omega_g$ . S obzirom da je amplitudska karakteristika parna funkcija ona ima simetričnu sliku i za negativne frekvencije pa (3.1.44b) ima najmanje dva rešenja od kojih je polovina negativna. Naravno da negativna rešenja treba odbaciti. Za neka kola, kao što je kolo sa Sl. 3.1.9, na primer, jedna od graničnih frekvencija može da bude beskonačna. Takva kola (ili takve pojačavače) nazivamo pojačavačima visokih frekvencija. Kod drugih kola jedna od graničnih frekvencija može da bude jednaka nuli. Dakle radi se o pojačavačima niskih frekvencija. Pojačavači čija je amplitudska karakteristika prikazana na Sl. 3.1.11 predstavljaju propusnike opsega frekvencija. Imajući sve to u vidu, prilikom određivanja graničnih frekvencija pojačavača potrebna je izvesna pažnja odnosno potrebno je poštovati izvestan red u izračunavanju.

Najpre treba kvalitativnom analizom zavisnosti modula pojačanja od frekvencije odrediti oblik amplitudske karakteristike. Na taj način će se znati da li će se prilikom rešavanja (3.1.44b) dobiti dva ili četiri rešenja i ako se dobiju dva da li je pozitivno rešenje gornja ili donja granica propusnog osega s obzirom da se analizom amplitudske karakteristike došlo do toga da granična frekvencija koja nedostaje je jednaka nuli ili beskonačnosti. Zatim treba odrediti vrednost nominalnog pojačanja. To je pojačanje na centralnoj frekvenciji propusnog opsega koje je gore obeleženo sa  $A_0$ . Ako je donja granična frekvencija jednaka nuli (propusnik niskih frekvencija) uzima se ona kao centralna, a kada je gornja granična frekvencija jednaka beskonačnosti (propusnik visokih frekvencija) onda se ona uzima kao centralna frekvencija.

U slučaju da smo kvalitativnom analizom amplitudske karakteristike ustanovili da su obe granične frekvencije konačne i različite od nule, dakle kada se radi o propusniku opsega, moramo analitičkim putem ili na drugi način, da odredimo centralnu frekvenciju propusnog opsega (obično kao apscisu maksimuma), pa da za tu vrednost frekvencije odredimo koliko je  $A_0$  iz izraza za amplitudsku ka-

rakteristiku. Sledi rešavanje (3.1.44b). Radi ilustracije opisanog postupka biće određena granična frekvencija kola sa Sl. 3.1.9.

Polazi se od grube analize amplitudske karakteristike. Ona je data izrazom (3.1.40). Lako zaključujemo da kada frekvencija teži nuli pojačanje teži takođe nuli. Lako se nalazi i da kada frekvencija teži beskonačnosti pojačanje teži konstanti odnosno broju  $A_0$ . Dakle možemo da procenimo da je gornja granična frekvencija beskonačna pa je vrednost  $A_0$  istovremeno i nominalno pojačanje. Sada je moguće tražiti donju graničnu frekvenciju:

$$\left| \frac{A_u(j\omega_g)}{A_0} \right| = \frac{\tau\omega_g}{\sqrt{1+\tau^2\omega_g^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \omega_g = \frac{1}{\tau}$$

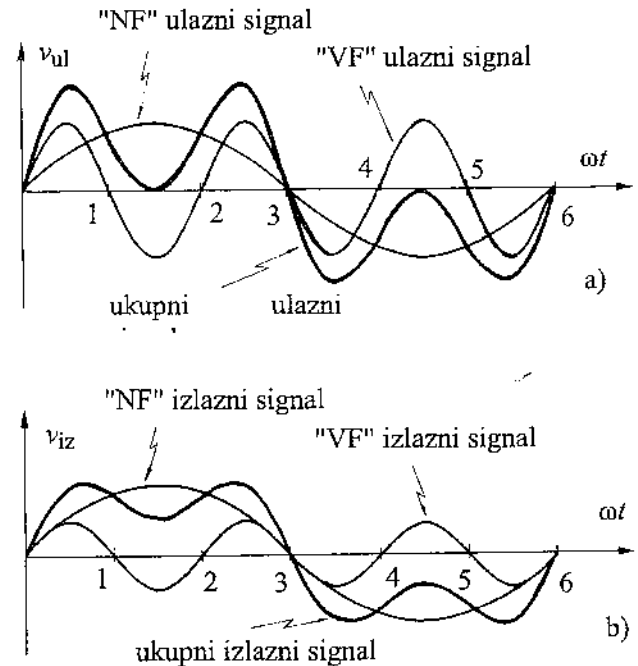
Oblik amplitudske karakteristike i položaj granične frekvencije prikazani su na Sl. 3.1.12.

### 3.1.5.1 Linearna amplitudska izobličenja

Amplitudska karakteristika nije uvek konstantna ni pri srednjim frekvencijama propusnog opsega. Pored toga, često se na krajevima propusnog opsega, a naročito pri visokim frekvencijama, javlja premašenje pojačanja iznad nominalne vrednosti. Stoga se pod nominalnim pojačanjem često podrazumeva propisana vrednost pojačanja nezavisno od toga što unutar propusnog opsega postoje oscilacije. Pri tome oscilacije amplitudske karakteristike veće od 3 dB su obično neprihvatljive. Zbog ovih odstupanja amplitudske karakteristike realnog pojačavača od idealne amplitudske karakteristike sve frekvencije u propusnom opsegu nemaju podjednako pojačanje. To znači da i pored toga što dva ulazna signala različite frekvencije imaju iste amplitude, na izlazu njihove amplitude će se razlikovati.

Ova situacija ilustrovana je na Sl. 3.1.13. Na Sl. 3.1.13a prikazan je ulazni signal (puna linija). On nastaje usled delovanja dve komponente (Samo u izuzetnim i veoma retkim situacijama pojačavači se pobuđuju prostoperiodičnim signalom koji se još zove monohromatski. Signal koji se pojačava obično sadrži veoma mnogo harmonijskih komponenti tako da je primer koji razmatramo od velikog značaja). Jedna komponenta je nazvana "niskofrekventnom", a druga "visokofrekventnom". Usled zavisnosti pojačanja od frekvencije, ove dve komponente neće biti podjednako pojačane. Na Sl. 3.1.13b prikazan je izlazni signal. Pretpostavljeno je da će "niskofrekventna" komponenta biti više pojačana. Pri tome upotrebljena je druga razmera nego na Sl. 3.1.13a kako ne bi predstavljanje pojačanih signala zauzelo suviše mesta na crtežu. Sabiranjem komponenata izlaznog signala dobija se drugačiji talasni oblik od ulaznog. Nastala su *linearna amplitudska izobli-*

*čenja*. Kažemo da su ova izobličenja linearna zato što pretpostavka o linearnosti pojačavača nije prekršena (sinusoida na ulazu preslikala se u sinusoidu na izlazu).



Sl. 3.1.13 Ilustracija amplitudskih izobličenja a) ulazni signali, b) izlazni signali

### 3.1.6 Fazna karakteristika

Zavisnost argumenta pojačanja od frekvencije naziva se faznom karakteristikom pojačavača. Za primer sa Sl. 3.1.9 fazna karakteristika je

$$(3.1.45) \quad \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg[\omega R_u(C_s + C_u)]$$

Ako je poznata prenosna funkcija pojačavača fazna karakteristika se, u opštem slučaju, dobija kao

$$(3.1.46a) \quad \varphi(\omega) = \frac{1}{2j} \ln \left[ \frac{A(s)}{A(-s)} \Big|_{s=j\omega} \right] = \arctg \left[ \frac{\text{Im}\{A(s)\}}{\text{Re}\{A(s)\}} \Big|_{s=j\omega} \right]$$

gde "Im" i "Re" označavaju imaginarni i realni deo, respektivno.

Kada je funkcija kola predstavljena u obliku (3.1.37a), najpraktičnije je da se fazna karakteristika izračunava iz izraza

$$(3.1.46b) \quad \varphi(\omega) = \arctg \left[ \frac{\text{Im}\{N(s)\}}{\text{Re}\{N(s)\}} \Big|_{s=j\omega} \right] - \arctg \left[ \frac{\text{Im}\{D(s)\}}{\text{Re}\{D(s)\}} \Big|_{s=j\omega} \right]$$

gde su  $N(s)$  i  $D(s)$  polinom brojioca i polinom imenioca prenosne funkcije pojačavača, respektivno.

**Primer 3.11**

Za funkciju datu sa (P.3.9.1) odrediti faznu karakteristiku upotrebom formule (3.1.46b).

*Rešenje:*

Upotrebom (P.3.9.3), (P.3.9.4) i (3.1.46b), za faznu karakteristiku dobija se

$$(P.3.10.1) \quad \varphi(\omega) = \arctg \frac{4\omega}{-\omega^2} - \arctg \frac{11\omega - \omega^3}{6 - 6\omega^2}$$

ili

$$(P.3.10.2) \quad \varphi(\omega) = -\arctg \frac{4}{\omega} - \arctg \frac{11\omega - \omega^3}{6 - 6\omega^2} \quad \checkmark$$

Za slučaj kada su  $N(s)$  i  $D(s)$  zadati u faktorizovanom obliku koristimo alternativni izraz

$$(3.1.46c) \quad \varphi(\omega) = \sum_1^n \arctg \left[ \frac{\text{Im}\{s - z_i\}}{\text{Re}\{s - z_i\}} \right]_{s=j\omega} - \sum_1^m \arctg \left[ \frac{\text{Im}\{s - p_i\}}{\text{Re}\{s - p_i\}} \right]_{s=j\omega}$$

**Primer 3.12**

Ponovo odrediti faznu karakteristiku funkcije date sa (P.3.9.1) ali sada upotrebom (3.1.46c).

*Rešenje:*

$$(P.3.12.1) \quad \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} + \arctg \frac{\omega}{4} - \arctg \frac{\omega}{1} - \arctg \frac{\omega}{2} - \arctg \frac{\omega}{3}$$

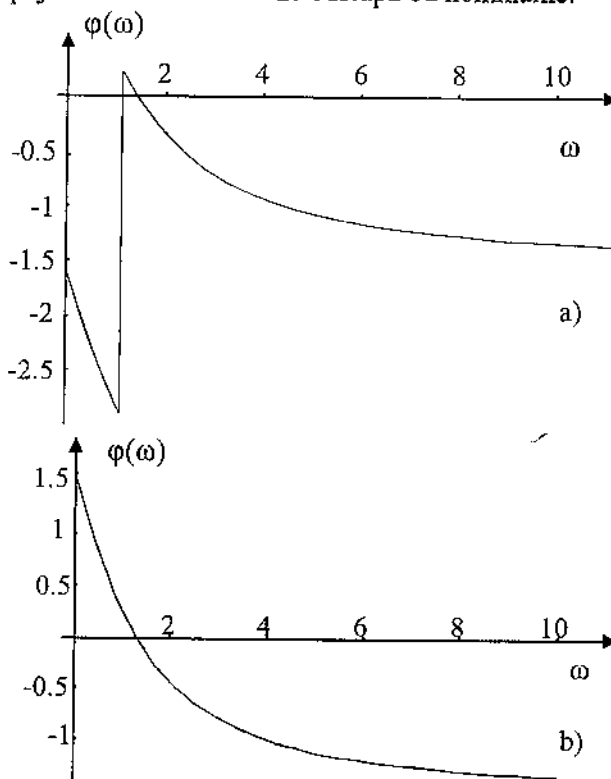
Kao što se vidi za istu funkciju kola dobija se izraz koji se, na prvi pogled, veoma razlikuje (P.3.11.2). Primenom trigonometrijskih transformacija, međutim, moguće je pokazati da se (P.3.12.1) može svesti na (P.3.11.2). To međutim, ne objašnjava poreklo razlike. Da bi se razlika razumela najbolje je nacrtati ove dve funkcije što je učinjeno na Sl. P.3.12.1.

Analizom Sl. 3.12.1a zaključujemo da kada god realni deo kompleksnog broja (imenilac argumenta funkcije  $\arctg$ ) prolazi kroz nulu, u ovom slučaju za  $\omega=0$  i  $\omega=1$ , faza se skokovito menja za  $\pi$ . To proizlazi iz definicije same funkcije  $\arctg$  o čemu ovde nećemo više raspravljati. Čitaocu se preporučuje da analizira prvi sabirak u (P.3.11.1) i (P.3.11.2) tako što će tražiti granične vrednosti kada  $\omega \rightarrow 0^-$  i  $\omega \rightarrow 0^+$ .

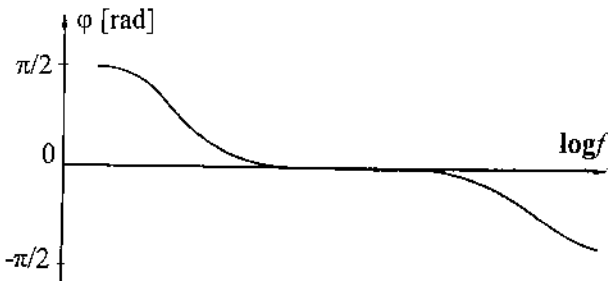
Analizom rezultata dobijenih u ovom primeru, lako zaključujemo da je sve jedno koji ćemo način izračunavanja faze da primenimo ako smo svesni specifičnosti u definiciji funkcije  $\arctg$ .  $\checkmark$

Tipična fazna karakteristika pojačavača propusnika opsega frekvencija prikazana je na Sl. 3.1.14. Propusni opseg pojačavača čija je frekvencijska ka-

rakteristika prikazana, nalazi se u području gde je faza jednaka nuli. U blizini graničnih frekvencija pojačavača vrednost faze odstupa od nominalne.



Slika P.3.12.1 Fazna karakteristika izračunata na dva načina



Sl. 3.1.14 Tipična fazna karakteristika pojačavača

Često se, radi eliminacije transcendentne funkcije koja se pojavljuje u izrazu za faznu karakteristiku, koristi karakteristika grupnog kašnjenja koja se definiše kao

$$(3.1.47) \quad \tau_d(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$$

Pošto je fazna karakteristika iskazana funkcijom  $\arctg$  koja u okolini koordinatnog početka aproksimira pravu liniju, grupno kašnjenje u okolini koordinatnog početka će aproksimirati konstantu. Dakle linearna fazna karakteristika je ekvivalentna konstantnom grupnom kašnjenju.

**3.1.6.1 Linerna fazna izobličenja**

Idealni pojačavač bi imao faznu karakteristiku