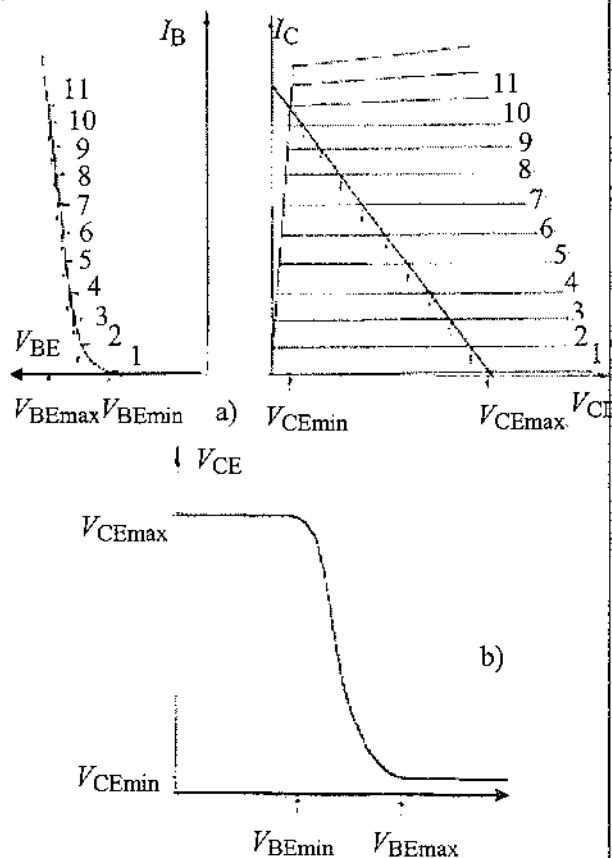


da se zamene priraštajima trenutnih vrednosti izlaznog i ulaznog napona. Konačni se priraštaji, dalje, mogu da zamene diferencijalima tako da količnik amplituda postaje izvod i eto: pojačanje predstavlja nagib prenosne karakteristike. Ukoliko je pojačavač nelinearan, to će biti i prenosna karakteristika, pa će i pojačanje zavistiti od tačke gde obavljamo diferenciranje - mirne radne tačke. Na osnovu ovoga zaključujemo da prenosna karakteristika može idealno da posluži za izbor radne tačke iz uslova da pojačanje bude maksimalno. Biće dakle izabrana tačka u kojoj je nagib prenosne karakteristike najveći. S obzirom da brojne vrednosti izlaznog napona čitamo sa dinamičke radne prave, oblik prenosne karakteristike će zavistiti od njenog nagiba odnosno od vrednosti potrošača. Znači da vrednost otpornosti potrošača određuje i nagib prenosne karakteristike odnosno pojačanje pojačavača.



Sl. 3.2.5 Naponska prenosna karakteristika osnovnog pojačavača sa zajedničkim emitorom. a) postupak generisanja i b) prenosna karakteristika

Na osnovu prenosnih karakteristika može se rasuđivati i o drugim osobinama pojačavača. Najznačajnije je da se lako uočavaju granične vrednosti napona i struja na izlazu koje se mogu dobiti sa datim ulaznim signalom. Drugim rečima, moguće je odrediti maksimalne amplitude izlaznih signala odnosno dinamiku izlaznih signala. Obrnuto, ako se postave uslovi linearnosti izlaznog signala, možemo

utvrditi granične vrednosti (dinamiku) ulaznog signala. Kako se to radi videćemo na primeru naponsko-naponske prenosne karakteristike pojačavača sa BJTom koju ćemo sada generisati.

Posmatraćemo pojačavač čija je šema prikazana na Sl. 2.1.1. Smatraće se da je R_B mnogo veće od ulazne otpornosti pojačavača tako da je ukupna ulazna struja jednaka struji baze. Smatra se, takođe, da je frekvencija signala dovoljno visoka da se kondenzator za spregu ponaša kao kratak spoj. Najzad, imajući u vidu da ulazna karakteristika praktično ne zavisi od napona na kolektoru, smatra se da se statička i dinamička ulazna karakteristika preklapaju.

Na osnovu ovoga kreirana je prenosna karakteristika sa Sl. 3.2.5. Ovde su za datu struju baze čitani parovi vrednosti ulaznog napona (sa ulazne karakteristike) i izlaznog napona. Treba podsetiti da je radna prava ucrtana na Sl. 2.1.2 odnosi na jednosmerni režim rada. Ukoliko se paralelno otporniku R priključi i otpornik potrošača, kroz radnu tačku M treba postaviti radnu pravu za naizmeničnu struju. To će delimično promeniti tok prenosne karakteristike.

Polazeći od dobijene prenosne karakteristike možemo da izvedemo i neke kvantitativne zaključke o ponašanju pojačavača i o njegovim ograničenjima. Ulazna karakteristika tranzistora sa Sl. 3.2.5a reprodukovana je sa Sl. 1.3.15. Lako uočavamo da se može uzeti $V_{BEmin} \approx 0.6$ V i $V_{BEmax} \approx 0.75$ V. To znači da je maksimalna amplituda ulaznog signala $(V_{BE})_{max} \approx (0.75-0.6)/2 = 75$ mV. Pri tome, zalazimo i u nelinearni deo prenosne karakteristike. Ako se insistira na malim izobličenjima mora se koristiti signal sa manjom amplitudom, recimo 10 mV. Sa druge strane, za maksimalnu amplitudu izlaznog napona imamo: $(V_{CE})_{max} = (V_{CEmax} - V_{CEmin})/2 \approx (V_{CC} - 0.3)/2$. Za $V_{CC} = 10$ V, na primer, dobilo bi se $(V_{CE})_{max} = 4.85$ V. Pri ovoj računici, na osnovu Sl. 1.3.14 uzeto je $V_{CEmin} \approx 0.3$ V. Prema tome, pri maksimalnom signalu može se proceniti sledeća vrednost pojačanja napona: $|A| \approx (V_{BE})_{max} / (V_{CE})_{max} = 4.85/0.075 = 65$. Pojačanje je, naravno, negativno pošto je nagib prenosne karakteristike negativan. Kada ulazni signal raste, izlazni opada. Dakle $A \approx -65$. Imajući u vidu da pri manjim pobudnim signalima ostajemo na strmijem delu prenosne karakteristike, kada su signali manji možemo očekivati i veća pojačanja.

3.3 NELINEARNA IZOBLIČENJA

Izobličenja izlaznog signala u odnosu na ulazni, koja smo do sada pominjali, bila su uglavnom posledica promene vrednosti modula prenosne funkcije (amplitudske karakteristike) i njenog argumenta (fazne karakteristike) sa promenom frekvencije. S

obzirom da je bilo pretpostavljeno da je pojačavač linearan, ukoliko bi na ulazu delovao sinusni signal, on bi bio reprodukovan na izlazu s tim što, kada bi se promenila njegova frekvencija, promenila bi se i njegova amplituda i fazni stav na izlazu. Ponovimo još jednom, sinusoida bi ostala sinusoida. Kod složeno-periodičnog signala na ulazu, međutim, kako je već prikazano na Sl. 3.1.13 i Sl. 3.1.15, ova linearna izobličenja dovode do deformacije talasnog oblika izlaznog signala.

Za razliku od linearnih postoje i nelinearna izobličenja. U ovom slučaju, kada je ulazni signal sinusoidnog oblika izlazni signal je izobličen.

Već je u više navrata pomenuto da karakteristike aktivnog elementa nisu linearne. Ove zavisnosti su već ranije izvedene (na primer (2.3.21), (2.3.22) i (2.5.18)). Da bi kvantitativno prikazali komponente izobličenog signala na izlazu poslužićemo se približnim računom. U okolini radne tačke, nelinearne karakteristike aktivnih elemenata mogu se aproksimirati Taylor-ovim redom. Tako se za prenosnu karakteristiku može pisati

$$(3.3.1) \quad i_{iz} = I_{izM} + a_1 x'_u + a_2 (x'_u)^2 + \dots$$

gde je x'_u promenljiva komponenta ulaznog signala prostoperiodičnog oblika i odgovara priraštaju ulaznog napona koji se inače pojavljuje u izrazu za Taylor-ov red:

$$(3.3.2) \quad x'_u(t) = x_u(t) - X_{uM} = X_{um} \cos(\omega t).$$

Ako (3.3.2) zamenimo u (3.3.1) i zadržimo se na članovima zaključno sa trećim stepenom x'_u , dobija se

$$(3.3.3) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} + a_1 X_{um} \cos(\omega t) + a_2 X_{um}^2 \cos^2(\omega t) + a_3 X_{um}^3 \cos^3(\omega t).$$

Posle odgovarajućih trigonometrijskih transformacija nastaje

$$(3.3.4) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} + \frac{a_2}{2} X_{um}^2 + (a_1 X_{um} + \frac{3}{4} a_3 X_{um}^3) \cdot \cos(\omega t) + \frac{a_2}{2} X_{um}^2 \cos(2\omega t) + \frac{a_3}{4} X_{um}^3 \cos(3\omega t)$$

ili, u skraćenom obliku:

$$(3.3.5) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} + \Delta I_{izM} + J_{1m} \cos(\omega t) + J_{2m} \cos(2\omega t) + J_{3m} \cos(3\omega t) + \dots$$

Može se zaključiti da izlazni signal, pored komponente koja odgovara frekvenciji pobudnog signala, sadrži i harmonijske komponente čije su frekvencije $2\omega, 3\omega, \dots, n\omega$. Prema tome izlazni signal nije prostoperiodičan, što znači da je izobličen. Ovakva nelinearna izobličenja se nazivaju harmonijskim.

Zbog nelinearnosti karakteristika promenjena je i jednosmerna komponenta izlazne struje. Ova prome-

na nastaje zbog prisustva kvadratnog člana u Taylor-ovom redu i uopšte zbog prisustva članova sa parnim stepenom. Zbog promene jednosmerne komponente izlazne struje mirna radna tačka će se pomeriti iz položaja M sa Sl. 3.2.2.

Komponente osnovne frekvencije u izlaznoj struji nastaju od linearnog člana i od ostalih članova neparnog stepena, a komponente drugog harmonika su posledica članova sa parnim stepenom itd.

Kao merilo harmonijskih izobličenja koristi se veličina koja se naziva *klir faktor* ili faktor distorzije. On predstavlja odnos amplitude posmatrane harmonijske komponente i amplitude osnovnog harmonika, izražen u procentima. Klir faktor drugog harmonika, na primer, je

$$(3.3.6) \quad k_2 = \frac{J_{2m}}{J_{1m}} 100\%,$$

a klir faktor n -tog harmonika je

$$(3.3.7) \quad k_n = \frac{J_{nm}}{J_{1m}} 100\%.$$

Pored klir faktora posebnih harmonijskih komponenta definiše se i ukupni klir faktor kao količnik efektivne vrednosti svih viših harmonika prema efektivnoj vrednosti osnovnog harmonika

$$(3.3.8) \quad k = \frac{\sqrt{J_{2m}^2 + J_{3m}^2 + \dots}}{J_{1m}} 100\%.$$

Zamenom (3.3.7) u (3.3.8) dobija se

$$(3.3.9) \quad k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + \dots}$$

Veličina klir faktora jednog pojačavača zavisi od aktivne komponente koja je ugrađena, od izbora položaja mirne radne tačke kao i od amplitude signala koji se pojačavaju. Prema tome, kada se projektuju pojačavači koji treba da zadovolje stroge zahteve sa stanovišta izobličenja mora da se vodi računa o svim ovim aspektima, a naročito o izboru položaja mirne radne tačke. Za razumno velike signale koji ne vode radnu tačku tranzistora van aktivne oblasti rada, odnosno duboko u nelinearni deo karakteristika aktivnog elementa, mogu se postići i tako mali klir faktori kao što je 1% i manje.

Primer 3.20

Taladni oblik struje na izlazu tranzistora dat je sa

$$(P.3.20.1) \quad i_{iz}(t) [\text{mA}] = 0.1 + 0.1 \cdot \cos(\omega t) + 0.01 \cdot \cos(2\omega t) + 0.005 \cdot \cos(3\omega t).$$

Određiti klir faktor drugog i trećeg harmonika kao i ukupni klir faktor.

Rešenje:

Iz datog izraza identifikujemo: $J_{1m} = 0.1 \text{ mA}$, $J_{2m} = 0.01 \text{ mA}$ i $J_{3m} = 0.005 \text{ mA}$.

Zato važi:

$$k_2 = (J_{2m}/J_{1m}) \cdot 100 = 10\%, \quad k_3 = (J_{3m}/J_{1m}) \cdot 100 = 5\%$$

$$i k = \left[\sqrt{J_{2m}^2 + J_{3m}^2} / J_{1m} \right] \cdot 100 = 11.18 \%$$

Ovde treba uočiti jedno važno svojstvo računa sa sumama kvadrata normalizovanih brojeva. Dominantan uticaj na rezultat ima najveći broj zato što se pri kvadriranju on najviše uvećava. Tako, i pored toga što je treći harmonik samo upola manji od drugog, njegov uticaj na ukupni klir faktor je skoro deset puta manji. Otuda veoma važan zaključak koji se odnosi na minimizaciju izobličenja. *Pri projektovanju treba preduzeti mere za minimizaciju harmonika sa najvećom amplitudom.*

Klir faktor se može odrediti grafički sa karakteristikom na Sl. 3.2.2. S tim ciljem razmotrimo Taylor-ov red sa članovima do drugog stepena. Izlazna struja je

$$(3.3.10) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} + \Delta I_{izM} + J_{1m} \cos(\omega t) + J_{2m} \cos(2\omega t).$$

Sa Sl. 3.2.2 za razne vrednosti ωt dobija se, pri $\omega t = 0$:

$$(3.3.11a) \quad i_{iz}(t) = I_{\max} = I_{izM} + \Delta I_{izM} + J_{1m} + J_{2m}$$

pri $\omega t = \pi/2$:

$$(3.3.11b) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} = I_{izM} + \Delta I_{izM} + 0 - J_{2m}$$

pri $\omega t = \pi$:

$$(3.3.11c) \quad i_{iz}(t) = I_{\min} = I_{izM} + \Delta I_{izM} - J_{1m} + J_{2m}.$$

Rešavanjem ovog sistema jednačina dobija se

$$(3.3.12) \quad J_{1m} = (I_{\max} - I_{\min}) / 2$$

i

$$(3.3.13) \quad \Delta I_{izM} = J_{2m} = (I_{\max} + I_{\min} - 2I_{izM}) / 4.$$

Za klir faktor drugog harmonika imamo

$$(3.3.14) \quad k_2 = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2I_{izM}}{2(I_{\max} - I_{\min})} 100\%.$$

Poslednji izraz može se napisati u obliku

$$(3.3.15) \quad k_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{\max} + I_{izM}}{I_{\max} - I_{\min}} + \frac{I_{izM} - I_{\min}}{I_{\max} - I_{\min}} \right) 100\%.$$

Smenom duži sa Sl. 3.2.2 dobija se

$$(3.3.16) \quad k_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{AP}{AN} - \frac{MQ}{AN} \right) 100\%.$$

Kako su trouglovi Δ_{APM} i Δ_{MQB} slični sa Δ_{ANB} odnosi kateta u zadnjem izrazu mogu se zameniti odnosima hipotenuza pa se za klir faktor drugog harmonika dobija

$$(3.3.17) \quad k_2 = \frac{AM - MB}{2 \cdot AB} 100\%.$$

Za izračunavanje klir faktora viših harmonika potrebno je formirati novi sistem jednačina sličan

(3.3.11) koji će imati jednu jednačinu više nego što je red harmonika.

Na ulazu pojačavača obično se pojavljuje složeno-periodični signal. Stoga je od značaja utvrditi nelinearna izobličenja ovakvog signala. U tom cilju razmotrimo slučaj kada ulazni signal sadrži dve sinusoidne komponente:

$$(3.3.18) \quad x'_u(t) = X_{1m} \cos(\omega_1 t) + X_{2m} \cos(\omega_2 t),$$

a pretpostavićemo da se karakteristika aktivnog elementa može aproksimirati Taylor-ovim redom zaključno sa drugim stepenom:

$$(3.3.19) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} + a_1 x'_u + a_2 (x'_u)^2.$$

Smenom (3.3.18) u (3.3.19), posle odgovarajućih transformacija trigonometrijskih funkcija, dobija se

$$(3.3.20) \quad i_{iz}(t) = I_{izM} + \frac{a_2}{2} (X_{1m}^2 + X_{2m}^2) + a_1 [X_{1m} \cos(\omega_1 t) + X_{2m} \cos(\omega_2 t)] + \frac{a_2}{2} [X_{1m}^2 \cos(2\omega_1 t) + X_{2m}^2 \cos(2\omega_2 t)] + a_2 X_{1m} X_{2m} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + a_2 X_{1m} X_{2m} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t]$$

Pored osnovnih i drugih harmonika pojavljuju se članovi čije su frekvencije jednake zbiru i razlici osnovnih frekvencija dvaju ulaznih signala. Ako bi se karakteristika aktivnog elementa aproksimirala Taylor-ovim redom sa više od dva člana, pored zbira i razlike osnovnih frekvencija pojavile bi se i komponente sa zbirovima i razlikama harmonijskih komponenta. Ova nelinearna izobličenja koja nastaju kada na ulazu deluje više sinusoidalnih signala različitih frekvencija nazivaju se *neharmonijskim ili intermodulacionim izobličenjima*. Termin intermodulacija vezan je za pojavu modulacije. Naime u telekomunikacijama je uobičajen postupak transponovanja signala iz jednog opsega (niskofrekventni ili modulišući signal) u drugi opseg (visokofrekventni ili modulirani signal). Pri tome se koristi dodatni tzv. noseći signal visoke frekvencije. Rezultat modulacije (kojih ima više vrsta) može da bude da se amplituda nosećeg signala uobličava (moduliše) tako da liči na modulišući signal. U frekvencijskom domenu ova pojava se opisuje spektrom koji sadrži pored noseće i dve frekvencije koje su udaljene od nje za vrednost modulišuće frekvencije.

Ako se dakle, ω_1 smatra nosećom, a ω_2 modulišućom onda će modulirani signal sadržati tri komponente čije su frekvencije ω_1 , $\omega_1 + \omega_2$ i $\omega_1 - \omega_2$. Kada su modulišuća i noseća frekvencija bliske ne može da se pravi razlika između njih pa se kaže da će se one međusobno modulirati. Otuda i termin intermodulacija.

Primer 3.21

Neka je nelinearna prenosna karakteristika

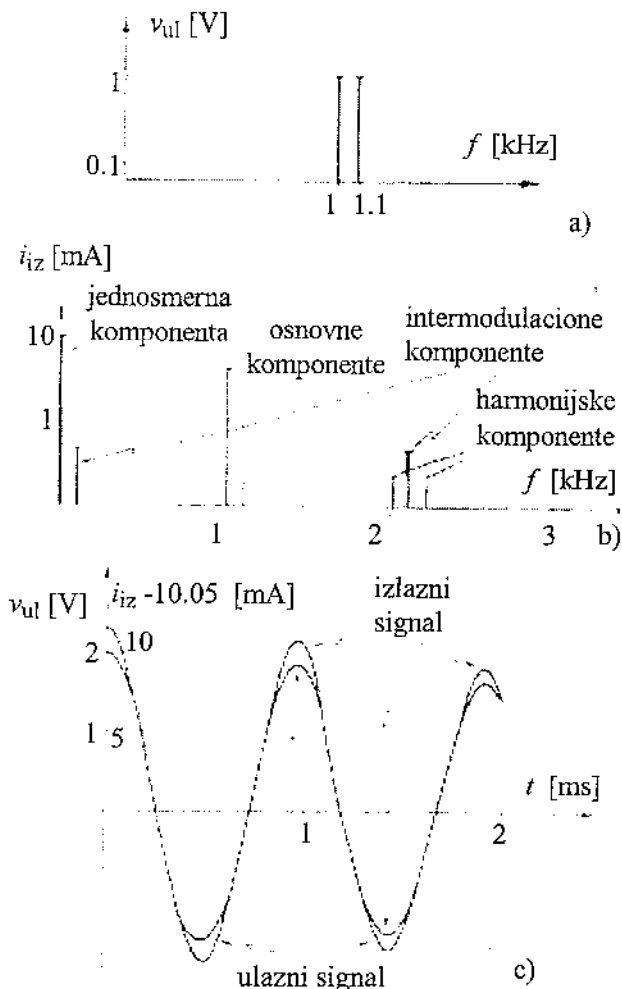
(3.3.1) data sa $I_{izM}=10$ mA, $a_1=5$ mA/V i $a_2=0.5$ mA/V², neka je ulazni signal (3.3.18) karakterisan sa $X_{1m}=X_{2m}=1$ V i neka su $\omega_1=2\pi\cdot 10^3$ (rad/s) i $\omega_2=2.2\pi\cdot 10^3$ (rad/s). Odrediti signal na izlazu. Jednosmerna komponenta ulaznog signala je već uračunata u I_{izM} .

Rešenje:

Smenom u (3.3.20) dobijamo:

$$i_{iz}(t)=10.05+5\cdot\cos(\omega_1 t)+5\cdot\cos(\omega_2 t)+0.25\cdot\cos(2\omega_1 t)+0.25\cdot\cos(2\omega_2 t)+0.5\cdot\cos[(\omega_1+\omega_2)t]+0.5\cdot\cos[(\omega_1-\omega_2)t] \text{ (mA)}$$

Na Sl. 3.3.1a prikazan je spektar ulaznog signala bez jednosmerne komponente. Pogodnosti radi, korišćena je logaritamska razmera za ordinatu, a linearna za apscisu. Sl. 3.3.1b sadrži spektar izlaznog signala. Sami signali su prikazani zajedno na Sl. 3.3.1c. Treba napomenuti da je ovde izabrano a_2 nešto veće nego što je obično u pojačavačkim kolima, kako bi pojava bila uočljivija.



Sl. 3.3.1 Ilustracija izobličenja. a) Spektar ulaznog signala (bez jednosmerne komponente), b) spektar izlaznog signala i c) talasni oblici ulaznog i izlaznog signala (uočava se pomeraj jednosmernog nivoa)

Na osnovu Sl. 3.3.1 možemo zaključiti da intermodulacioni efekt može da ima vrlo nepoželjne posledice. Naime, intermodulacioni produkti mogu da se nađu daleko van frekventijskog opsega od interesa i da predstavljaju ozbiljnu smetnju drugim uređajima koji rade na tim frekvencijama. S druge strane, ukoliko pojačavač nije dovoljno selektivan (što je slučaj sa audio pojačavačima) neželjeni signali koji su van spektra signala koji se pojačava, sa korisnim signalom čine intermodulacione produkte koji padaju unutar propusnog opsega. Tako na primer, *brum* čija je frekvencija 50 Hz sa korisnim signalom od 1000 Hz generiše intermodulacione produkte na frekvencijama 950 Hz i 1050 Hz što znači da se *brum* transponuje u propusni opseg pojačavača. ✓

Dosadašnja izlaganja o nelinearnim izobličenjima su pretpostavljala da je ulazni signal prostoperiodičan. Međutim, i kada pobudni generator (naponski ili strujni) generiše prostoperiodične signale, ulazni napon i struja aktivnog elementa biće izobličeni odnosno sadržaće harmonijske komponente. Do ovih izobličenja dolazi zbog toga što je, obično, ulazna otpornost aktivnog elementa nelinearna. Ova pojava je naročito uočljiva kod pojačavača sa bipolarnim tranzistorima.

3.4 LINEARNI MODELI POLUPROVODNIČKIH KOMPONENATA I PRIMENA MODELA

Osnovne pojačavačke stepene i složene pojačavače, moguće je analizirati grafičkom metodom koja je opisana u prethodnom poglavlju. Taj pristup, međutim, nije dovoljno efikasan pa se primenjuje analitički gde je za analizu pojačavača potrebno da se svaka poluprovodnička komponenta zameni odgovarajućim ekvivalentnim kolom - modelom na koji se mogu primeniti, pri izračunavanju napona i struja, osnovni zakoni elektrotehnike. Model aproksimira stvarne karakteristike aktivnog elementa u određenom opsegu dinamike struja i napona. U tim granicama njegove karakteristike su ekvivalentne karakteristikama poluprovodničkog elementa. Zamenom poluprovodničke komponente modelom dobijaju se ekvivalentna kola pojačavača.

Analiza pojačavačkih elektronskih kola se najbrže i najlakše obavlja ako modeli sadrže samo linearne elemente pa se međusobna zavisnost napona i struja može izraziti pomoću linearnih jednačina. Stvarni aktivni element ima nelinearnu međusobnu zavisnost napona i struja. Međutim, ako su promene napona i struja, u okolini mirne radne tačke aktivnog elementa, male, tada se karakteristike mogu aproksimirati praviim linijama, a promene napona i struja spregnuti li-

nearnim jednačinama. Prema tome, linearni modeli poluprovodničkih komponenata aproksimiraju stvarne karakteristike sa dovoljno tačnošću samo u slučaju malih promena napona i struja. Drugim rečima, linearni modeli su modeli za male signale.

Koliko male mogu da budu promene signala pa da za njih važi linearan model može da se proceni sa samih karakteristika poluprovodničkih komponenata. Na primer, sa prenosne karakteristike konkretnog aktivnog elementa može se zaključiti kolike su maksimalne dozvoljene promene ulaznog signala pri kojima se deo karakteristike po kome se kreće radna tačka može smatrati linearnim.

Kako smo ranije pomenuli male promene signala mogu se identifikovati sa amplitudama malih sinusoidnih napona i struja. Stoga se modeli za male signale još nazivaju modelima za naizmjenične signale.

Ukoliko su signali vrlo veliki radna tačka se kreće duž cele prenosne karakteristike i može da napusti aktivnu oblast rada poluprovodničke komponente. U ovakvim situacijama ne mogu se primeniti linearni modeli. Pojačavači mogu se analizirati grafički, o čemu je ranije bilo reči, ili pomoću nelinearnih modela. Pod nelinearnim modelom treba podrazumevati skup nelinearnih jednačina koje opisuju veze između napona i struja na priključcima komponente ili električno kolo (koje je sastavljeno od linearnih i jednostavnijih nelinearnih elemenata) koje je opisano istim skupom jednačina. Električna kola koja sadrže nelinearne elemente ne mogu se analizirati analitički (rešenja se ne mogu dobiti u zatvorenom obliku). Za analizu nelinearnih kola primenjuju se numeričke metode odnosno primenjuje se računar.

Kada su signali veliki, da bi mogao da bude primenjen linearan model komponente, a ipak ne suviše veliki da bi izobličenja bila znatna, primenjuje se analiza pomoću linearnih modela s tim što se klir faktor izračunava posebno.

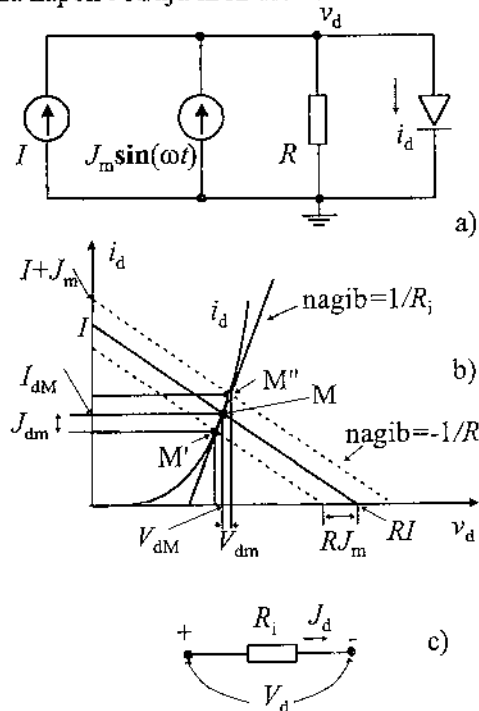
Ovo poglavlje posvećeno je generisanju i opisu upotrebe linearnih modela poluprovodničkih komponenata. Aktivne elektronske komponente (tranzistori) biće posmatrani kao elementi sa četiri kraja pri čemu će u stvari onaj priključak tranzistora koji je zajednički za ulazno i izlazno kolo biti smatran dvostrukim. Tako se element koji ima samo tri kraja konvertuje u element sa četiri kraja. Ovakvi elementi su još poznati pod nazivom četvoropoli pa će pre izvođenja modela tranzistora biti naveden mali repetitorijum znanja vezanih za četvoropole. To će omogućiti normalno praćenje postupka generisanja i upotrebe modela poluprovodničkih aktivnih komponenata. Rezultati koji se dobijaju omogućavaju analizu elektronskih kola za male signale odnosno analizu naizmjeničnih režima u elektronskim kolima. Primena rezultata biće ilustrovana analizom osnovnih pojačavačkih stepena

sa BJT-ima i sa FET-ima.

3.4.1 Linearni model poluprovodničke diode

Na Sl. 3.4.1a prikazano je kolo sa diodom koje pored jednosmerne struje polarizacije (napajanja) I sadrži i (pobudni) generator naizmjenične struje $J_m \cos(\omega t)$. Zato će struja kroz diodu sadržati, pored jednosmerne i naizmjeničnu komponentu.

Na Sl. 3.4.1b prikazana je karakteristika diode zajedno sa odgovarajućom radnom pravom i radnom tačkom. Koordinate mirne radne tačke su (I_{dM}, V_{dM}) . Usled prisustva naizmjeničnog signala može da se smatra da napajanje kola ima promenljivu vrednost pa se radna prava pomera paralelno u ritmu pobude. Radna tačka se kreće po karakteristici diode. Ako se deo karakteristike diode između tačaka M' i M'' može smatrati linearnim sa nagibom $1/R_i$, za napon i struju kroz diodu ćemo imati



Sl. 3.4.1 Generisanje linearnog modela diode a) kolo sa diodom, b) grafička analiza i c) model (indeks m je izostavljen)

$$(3.4.1) \quad v_d = V_{dM} + V_{dm} \sin(\omega t)$$

$$(3.4.2) \quad i_d = I_{dM} + J_{dm} \sin(\omega t)$$

Pri tome će za čvor anode važiti sledeća jednačina:

$$(3.4.3) \quad -i + \frac{v_d}{R} + i_d = 0$$

s tim što je uzeto da je

$$(3.4.4) \quad i = I + J_m \sin(\omega t)$$

Smenom (3.4.1) i (3.4.2) u (3.4.3) dobija se

$$(3.4.4) \quad \begin{aligned} I_{dM} + J_{dm} \sin(\omega t) + V_{dM} / R + \\ + [V_{dm} \sin(\omega t)] / R - I - \\ - J_m \sin(\omega t) = 0, \end{aligned}$$

a razdvajanjem jednosmernih i naizmjeničnih komponentata:

$$(3.4.5a) \quad I_{dM} = I - V_{dM} / R$$

i

$$(3.4.5b) \quad J_{dm} = J_m - V_{dm} / R.$$

Ponovimo još jednom da uslov da rastojanje između tačaka M' i M'' bude malo u stvari predstavlja uslov da je $J_m \ll I$ odnosno da je $V_{dm} \ll V_{dM}$ i $J_{dm} \ll I_{dM}$.

S druge strane, na osnovu Sl. 3.4.1, za jednačinu tangente na karakteristiku diode u radnoj tački može da se piše

$$(3.4.6) \quad v_d - V_{dM} = R_i (i_d - I_{DM}).$$

Smenom (3.4.1) i (3.4.2) u (3.4.6) posle potiranja i skraćivanja (sinusa) dobija se

$$(3.4.7) \quad J_{dm} = V_{dm} / R_i.$$

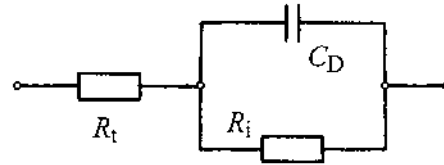
Ova relacija povezuje amplitude naizmjeničnih komponentata napona i struje na diodi i zato predstavlja model diode za naizmjenične signale. Električna šema modela prikazana je kolom sa Sl. 3.4.1c.

Na osnovu ovih izvodjenja moguće je analizirati kola sa diodama na sledeći način. Najpre se iz preseka (3.4.5a) odnosno radne prave za jednosmernu struju, i karakteristike diode, odrede koordinate mirne radne tačke diode: $M(V_{dM}, I_{dM})$. Zatim se odredi nagib karakteristike diode u mirnoj radnoj tački koji je jednak recipročnoj vrednosti unutrašnje otpornosti diode. Time je generisan model diode. Sada se kombinacijom Kirchoff-ove jednačine [(3.4.5b)] i jednačine koja predstavlja model [(3.4.7)], mogu da odrede amplitude nazimjeničnih veličina (napona i struje) diode.

Opisani postupak analize naizmjeničnih režima u nelinearnim kolima za slučaj pobuda sa malim amplitudama, što se naziva "*analiza za male signale*", univerzalan je odnosno važi ne samo za kola sa diodama već za kola sa proizvoljnim komponentama. On se sastoji iz tri koraka:

1. *Analiza jednosmernih režima*, koja se ostvaruje rešavanjem (grafički ili numerički) nelinearnih jednačina koje opisuju kolo (u gornjem primeru to je bio par (3.4.5a) i karakteristika diode).
2. *Odredjivanje parametara modela komponentata* (u gornjem primeru to je bila otpornost R_i) i
3. *Analiza kola za male signale*, što se svodi na formulaciju i rešavanje sistema jednačina koji se odnosi samo na amplitude naizmjeničnih komponenta. Dobijeni sistem jednačina vodi poreklo iz dva domena: Kirchoff-ov i domen modela. U gornjem primeru to je bio par jednačina (3.4.5b) i (3.4.7).

Na osnovu ovoga lako zaključujemo o značaju vrednosti izvora za napajanje (I) za rad elektronskog kola. Svaka promena vrednosti izvora za napajanje indirektno se preslikava u promenu vrednosti amplituda napona i struja u kolu koje su, inače, posledica naizmjenične pobude (J_m). Drugim rečima izvor za napajanje kontroliše preslikavanje naizmjenične pobude u naizmjenični odziv.



Sl. 3.4.2 Potpuniji linearni model diode

Pri višim frekvencijama signala treba uzeti u obzir i kapacitivnost p-n spoja. Vrednost kapacitivnosti određena je vrednostima jednosmernih komponenti napona i struje diode. Pri tome, ako je $J_m \ll I$, pretpostavlja se da se vrednost kapacitivnosti ne menja u vremenu. Ova kapacitivnost se, naravno, vezuje paralelno p-n spoju odnosno paralelno otporniku R_i .

Najzad, kao što je već ranije pomenuto, između priključka diode i p-n spoja, sa obe strane, deluje otpornost tela diode i otpornosti omskog kontakta. Stoga je model prikazan na Sl. 3.4.2 potpuniji od onog sa Sl. 3.4.1c.

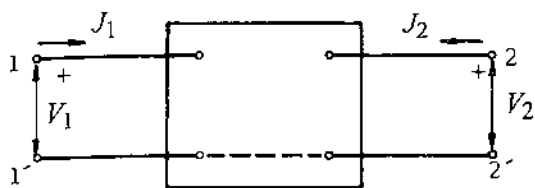
Treba napomenuti da vrednost R_i znatno zavisi od položaja radne tačke. Tako, kada je dioda direktno polarisana, ova otpornost je mala i premošćuje kapacitivnost koja se, u ovakvim situacijama, izostavlja. Kada je dioda inverzno polarisana, međutim, otpornost R_i je vrlo velika tako da u paralelnoj vezi ostaje samo kapacitivnost. Ako frekvencije signala nisu suviše visoke, impedansa kondenzatora je mnogo veća od R_t tako da se ceo model diode, pri inverznoj polarizaciji, svodi na kapacitivnost.

Pri vrlo visokim frekvencijama dolazi do izražaja induktivnost uvodnika (nožica diode).

3.5 MODELI AKTIVNIH ELEMENATA DOBIJENI PREKO TEORIJE ČETVOROPOLA

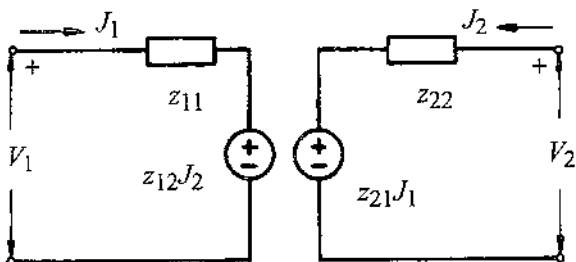
U ovom odeljku najpre će biti izložena sažeta teorija četvoropola što će omogućiti da se lakše prihvati i teorija generisanja modela i primena linearnih modela poluprovodničkih komponentata. Čitalac ne sme ni jednog trenutka da izgubi iz vida da govorimo o linearnim modelima što znači da su veličine naznačene na Sl. 3.5.1 *amplitude malih naizmjeničnih napona i struja*. To znači da gde god se pojavi uslov da je neki napon ili struja jednak

nuli, misli se samo na amplitudu naizmenične komponente, a nikako ne na trenutnu vrednost čija je jednosmerna komponenta određena polarizacijom.



Sl. 3.5.1 Mreža sa dva para krajeva (četvoropol)

Svaki aktivni element može da se predstavi kao četvoropol sa Sl. 3.5.1, sa jednim parom ulaznih i jednim parom izlaznih priključaka (polova). Kako aktivni element (najčešće) ima samo tri priključka proizilazi da su jedan ulazni i jedan izlazni kraj u kratkom spoju što je naznačeno na Sl. 3.5.1. Stoga u kolu nastaju samo dva nezavisna napona i dve nezavisne struje. Ako se pretpostavi da je kolo linearno, bilo koji par od ovih četiri veličina može da se iskaže kao linearna kombinacija ostalih dveju veličina. Tako nastaju parovi (sistemi) linearnih jednačina koji na različite načine opisuju jedan te isti četvoropol. Koefficienti koji se pojavljuju u ovim sistemima jednačina nazivaju se parametrima četvoropola.



Sl. 3.5.2 z-model četvoropola

Najpre ćemo četvoropol opisati sistemom naponskih jednačina:

$$(3.5.1) \quad V_1 = z_{11}J_1 + z_{12}J_2$$

$$(3.5.2) \quad V_2 = z_{21}J_1 + z_{22}J_2$$

Veličine z_{11} , z_{12} , z_{21} i z_{22} imaju karakter impedanse. Ove veličine se nazivaju z-parametri četvoropola. Prema zadnjim jednačinama z-parametri se definišu kao

$$(3.5.3) \quad z_{11} = (V_1 / J_1) |_{J_2=0}$$

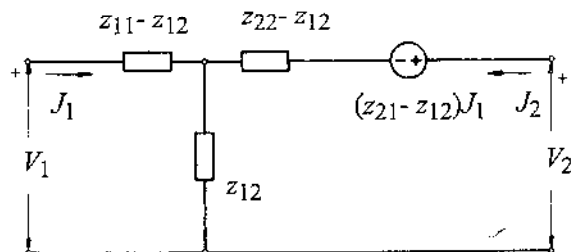
$$(3.5.4) \quad z_{12} = (V_1 / J_2) |_{J_1=0}$$

$$(3.5.5) \quad z_{21} = (V_2 / J_1) |_{J_2=0}$$

$$(3.5.6) \quad z_{22} = (V_2 / J_2) |_{J_1=0}$$

Pošto se svi parametri definišu pod uslovom da jedan od pristupa (za naizmeničnu komponentu struje) bude u praznom hodu, ovi parametri nazivaju se parametrima praznog hoda četvoropola. (3.5.1) i (3.5.2) u potpunosti opisuju kolo sa Sl. 3.5.1 i predstavljaju

njegov model čija je električna šema prikazana na Sl. 3.5.2. Parametar z_{11} predstavlja ulaznu impedansu u praznom hodu, a parametar z_{22} izlaznu impedansu u praznom hodu. Kolo modela, ili kraće model, sadrži i dva naponska generatora kontrolisana strujom koji predstavljaju prenos signala od ulaza ka izlazu ($z_{21}J_1$) i od izlaza ka ulazu ($z_{12}J_2$). Tako, parametri z_{21} i z_{12} su transimpedanse.



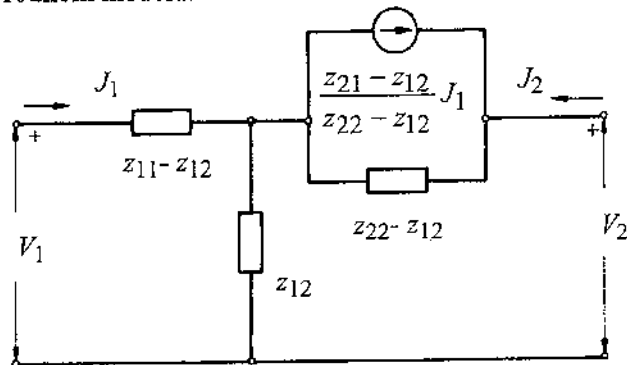
Sl. 3.5.3 T-model četvoropola

(3.5.1) i (3.5.2) mogu da se napišu i u obliku

$$(3.5.7) \quad V_1 = (z_{11} - z_{12})J_1 + z_{12}(J_1 + J_2)$$

$$(3.5.8) \quad V_2 = (z_{21} - z_{12})J_1 + (z_{22} - z_{12})J_2 + z_{12}(J_1 + J_2)$$

Zadnji sistem jednačina opisuje T-model četvoropola koji je prikazan na Sl. 3.5.3. Modeli sa Sl. 3.5.2 i Sl. 3.5.3 su ekvivalentni. Transformacijom kontrolisanog naponskog generatora u kolu sa Sl. 3.5.3 u kontrolisani strujni generator dobija se T-model sa strujnim generatorom koji je prikazan na Sl. 3.5.4. Ovaj model, kako ćemo kasnije videti, sličan je tzv. prirodnom modelu.



Sl. 3.5.4 T-model sa strujnim generatorom

U sistemu (3.5.1) i (3.5.2) kao nezavisne veličine izabrane su struje J_1 i J_2 . Na osnovu njih izračunavaju se vrednosti napona. Ako se naponi izaberu za nezavisne veličine, za četvoropol sa Sl. 3.5.1, može se napisati sledeći sistem strujnih jednačina

$$(3.5.9) \quad J_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2$$

$$(3.5.10) \quad J_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2$$

Veličine y_{11} , y_{12} , y_{21} i y_{22} se nazivaju y-parametrima četvoropola i imaju dimenziju admitanse. Oni se

definišu sledećim izrazima

$$(3.5.11) \quad y_{11} = (J_1 / V_1) |_{V_2=0}$$

$$(3.5.12) \quad y_{12} = (J_1 / V_2) |_{V_1=0}$$

$$(3.5.13) \quad y_{21} = (J_2 / V_1) |_{V_2=0}$$

$$(3.5.14) \quad y_{22} = (J_2 / V_2) |_{V_1=0}$$

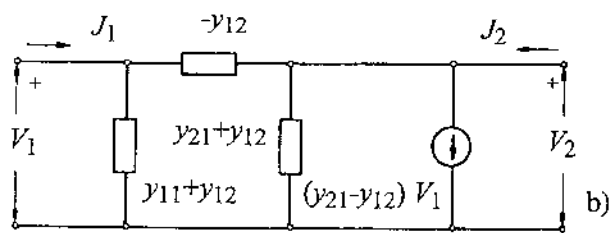
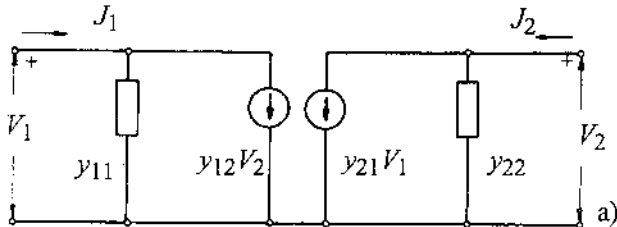
Pošto se y-parametri definišu pod uslovom da je jedan par krajeva (za naizmeničnu komponentu napona) u kratkom spoju, ovaj skup parametara nazivamo i parametrima kratkog spoja četvoropola. Sistem (3.5.9) i (3.5.10) opisuje y-model četvoropola koji se može predstaviti kolom sa Sl. 3.5.5a.

Parametar y_{11} predstavlja ulaznu admitansu u kratkom spoju (izlaza), a parametar y_{22} predstavlja izlaznu admitansu u kratkom spoju (ulaza). Parametri y_{21} i y_{12} su transkonduktanse i predstavljaju, kao i parametri sa odgovarajućim indeksima u z-modelu, meru prenosa signala od ulaza ka izlazu i obrnuto, respektivno. Odgovarajućim transformacijama, kolo sa Sl. 3.5.5a može da se prevede u tzv. π -četvoropol koji sadrži samo jedan strujni generator kontrolisan naponom kao na Sl. 3.5.5b. Prednost ovog kola sastoji se u tome što je eliminisan kontrolisani strujni generator kod ulaznog čvora.

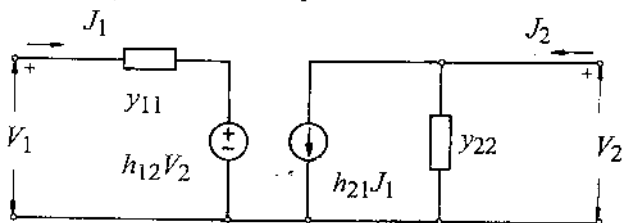
Ako se kao nezavisne veličine izaberu ulazna struja (J_1) i izlazni napon (V_2) dobija se sledeći sistem hibridnih odnosno mešovitih jednačina

$$(3.5.15) \quad V_1 = h_{11}J_1 + h_{12}V_2$$

$$(3.5.16) \quad J_2 = h_{21}J_1 + h_{22}V_2$$



Sl. 3.5.5 y-model četvoropola i π -ekvivalentno kolo



Sl. 3.5.6 Hibridni model četvoropola

Veličina h_{11} ima dimenzije impedanse, h_{22} ima dimenzije admitanse, a h_{12} i h_{21} su bezdimenzionane veličine. Ove veličine se nazivaju h-parametrima četvoropola. One se definišu sledećim relacijama

$$(3.5.17) \quad h_{11} = (V_1 / J_1) |_{V_2=0}$$

$$(3.5.18) \quad h_{12} = (V_1 / V_2) |_{J_1=0}$$

$$(3.5.19) \quad h_{21} = (J_2 / J_1) |_{V_2=0}$$

$$(3.5.20) \quad h_{22} = (J_2 / V_2) |_{J_1=0}$$

Jednačine (3.5.15) i (3.5.16) opisuju hibridni model (mešoviti) četvoropola čije je električno kolo prikazano na Sl. 3.5.6. Parametar h_{11} predstavlja ulaznu otpornost u kratkom spoju (izlaza), a parametar h_{22} izlaznu admitansu u praznom hodu (ulaza). Prenos signala u povratnom smeru sa izlaza na ulaz prikazan je naponskim generatorom ($h_{12}V_2$), a prenos signala sa ulaza na izlaz strujnim generatorom ($h_{21}J_1$). Tako, h_{12} predstavlja naponsko pojačanje u inverznom smeru pri praznom hodu ulaza, a h_{21} predstavlja strujno pojačanje u direktnom smeru pri kratkom spoju izlaza.

Očigledno, postoje četiri kombinacije napona i struja (V_1-J_1 , V_1-J_2 , V_2-J_1 , V_2-J_2) pomoću kojih se na hibridan način može opisati četvoropol. Navedeni hibridni četvoropol je, međutim, veoma pogodan za modelovanje bipolarnog tranzistora i stoga je jedino o njemu ovde bilo reči.

U dosadašnjim izlaganjima u ovom odeljku, jedan isti četvoropol opisali smo pomoću tri različita modela. S obzirom da su moguće i odgovarajuće transformacije sistema jednačina koji opisuju model, parametri jednog modela se mogu odrediti preko parametara drugog. Tako, ako su, na primer, poznati y- ili h-parametri četvoropola, z-parametri se mogu odrediti iz sledećih relacija

$$(2.2.21a) \quad z_{11} = \frac{y_{22}}{\Delta y} = \frac{\Delta h}{h_{22}} \quad z_{12} = -\frac{y_{12}}{\Delta y} = \frac{h_{12}}{h_{22}}$$

$$(2.2.21b) \quad z_{21} = \frac{y_{21}}{\Delta y} = \frac{h_{21}}{h_{22}} \quad z_{22} = \frac{y_{11}}{\Delta y} = \frac{1}{h_{22}}$$

$$(3.2.21c) \quad \Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$$

$$\text{ i } \Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$$

Ako su poznati z- ili h-parametri, y-parametri mogu se odrediti iz relacija

$$(3.5.22a) \quad y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta z} = \frac{1}{h_{11}} \quad y_{12} = -\frac{z_{12}}{\Delta z} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$$

$$(3.5.22b) \quad y_{21} = -\frac{z_{21}}{\Delta z} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta z} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$$

$$(3.5.22c) \quad \Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$$

Ovde treba uočiti da s obzirom na relaciju (1.3.54), parametar y_{21} u stvari predstavlja transkonduk-

tansu odnosno strminu tranzistora.

h-parametri se iz z- ili y-parametara određuju na sledeći način

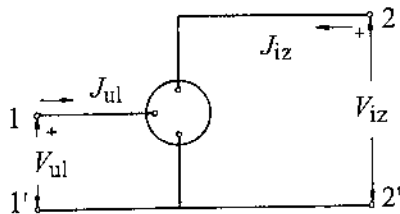
$$(3.5.23a) \quad h_{11} = \frac{\Delta z}{z_{22}} = \frac{1}{y_{11}} \quad h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}$$

$$(3.5.23b) \quad h_{21} = -\frac{z_{21}}{z_{22}} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \quad h_{22} = \frac{1}{z_{22}} = \frac{\Delta y}{y_{11}}$$

3.5.1 Generisanje linearnih modela

Pošto smo opisali tri tipa modela četvoropola i veze između njihovih parametara osvrnimo se na upotrebu istih za modelovanje elektronskih aktivnih komponentata.

Već je ranije pomenuto da se uopšteni aktivni element može posmatrati kao četvoropol. Lako je uočiti analogiju uopštenog aktivnog elementa, koji je ponovo prikazan na Sl. 3.5.7 i četvoropola sa Sl. 3.5.1. Na Sl. 3.5.1, međutim, figurišu amplitude naizmeničnih komponentata napona i struja, a na Sl. 3.5.7 trenutne vrednosti napona i struja. Naponi i struje uopštenog aktivnog elementa su složenoperiodični (sadrže jednosmernu komponentu, osnovni i više harmonike) i on je nelinearan. Dalja izlaganja će ići za tim da se uspostavi analogija između naizmeničnih veličina (prvog harmonika) koje se pojavljuju na priključcima aktivnog elementa i naizmeničnih veličina na priključcima četvoropola. Drugim rečima, bavićemo se generisanjem linearnih modela elektronskih komponentata.



Sl. 3.5.7 Uopšteni aktivni element

U tom cilju, kao i kod diode, karakteristike aktivnog elementa, u okolini mirne radne tačke, biće zamenjene pravim linijama. Sistem jednačina koji opisuje te linije određuje u stvari linearni model odnosno model za male signale.

Veze između ulaznih i izlaznih veličina kod uopštenog četvoropola se, u opštem slučaju, mogu prikazati modelom za velike signale koji se, opet, može iskazati naponskim

$$(3.5.24a) \quad v_{ul} = f_1(i_{ul}, i_{iz})$$

$$(3.5.24b) \quad v_{iz} = f_2(i_{ul}, i_{iz}),$$

strujnim

$$(3.5.25a) \quad i_{ul} = f_3(v_{ul}, v_{iz})$$

$$(3.5.25b) \quad i_{iz} = f_4(v_{ul}, v_{iz})$$

ili hibridnim

$$(3.5.26a) \quad v_{ul} = f_5(i_{ul}, v_{iz})$$

$$(3.5.26b) \quad i_{iz} = f_6(i_{ul}, v_{iz})$$

jednačinama.

Ove funkcije su nelinearne, pošto su i karakteristike aktivnog elementa nelinearne. U okolini mirne radne tačke, koju određuje izvor za napajanje, gornje jednačine mogu se razviti u Taylor-ov red. Ovde, kao i ranije, razliku $x - X_M$ koja predstavlja odstupanje trenutne vrednosti napona ili struje (x) od nominalne vrednosti (X_M) biće označeno kao diferencijal (dx). Zato se Taylor-ov red za sistem (3.5.24) može pisati kao

$$(3.5.27a) \quad \begin{aligned} dv_{ul} = & \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{ul}} di_{ul} + \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{iz}} di_{iz} + \\ & + \frac{\partial^2 v_{ul}}{\partial i_{ul} \partial i_{iz}} di_{ul} di_{iz} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 v_{ul}}{\partial i_{ul}^2} d^2 i_{ul} + \\ & + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 v_{ul}}{\partial i_{iz}^2} d^2 i_{iz} + \dots \end{aligned}$$

$$(3.5.27b) \quad \begin{aligned} dv_{iz} = & \frac{\partial v_{iz}}{\partial i_{ul}} di_{ul} + \frac{\partial v_{iz}}{\partial i_{iz}} di_{iz} + \\ & + \frac{\partial^2 v_{iz}}{\partial i_{ul} \partial i_{iz}} di_{ul} di_{iz} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 v_{iz}}{\partial i_{ul}^2} d^2 i_{ul} + \\ & + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 v_{iz}}{\partial i_{iz}^2} d^2 i_{iz} + \dots \end{aligned}$$

Pošto smo priraštaje zamenili diferencijalima, gornji izrazi se lako pojednostavljaju zanemarivanjem diferencijala (infinitesimala) drugog reda, pa je dovoljno je uzeti samo linearne članove Taylor-ovog reda

$$(3.5.28) \quad dv_{ul} = \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{ul}} di_{ul} + \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{iz}} di_{iz}$$

$$(3.5.29) \quad dv_{iz} = \frac{\partial v_{iz}}{\partial i_{ul}} di_{ul} + \frac{\partial v_{iz}}{\partial i_{iz}} di_{iz}$$

što znači da se Taylor-ov red svodi na totalni diferencijal. Ako se sada umesto diferencijala, u prethodni sistem, stave odgovarajuće razlike ($x - X_M$), (3.5.28) i (3.5.29) postaju jednačine ravni koje aproksimiraju (dodiruju) nelinearne površine date sa (3.5.24). Uslov za primenu ove transformacije je, naravno, da razlike koje vraćamo na mesto diferencijala budu dovoljno male.

Dalja aproksimacija sastoji se u tome da se diferencijalno mali priraštaji zamene konačnim priraštajima. To znači da se umesto dx stavi $\Delta x = x - X_M$. Pri tome, slično kao kod analize kola sa diodom, pretpostavljamo da signali imaju jednosmernu i naizmeničnu komponentu:

$$(3.5.30) \quad x = X_M + X_m \sin(\omega t)$$

Ako su amplitude naizmeničnih signala male, po-

meraji radne tačke usled sinusoidalnih pobuda mogu biti identifikovani sa priraštajima u (3.5.28) i (3.5.29), tako da se konačni priraštaji zamene amplitudama naizmeničnih napona i struja. Posle smene i skraćivanja (simusa) ostaje

$$(3.5.31a) \quad V_{ulm} = \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{ul}} J_{ulm} + \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{iz}} J_{izm}$$

$$(3.5.31b) \quad V_{izm} = \frac{\partial v_{iz}}{\partial i_{ul}} J_{ulm} + \frac{\partial v_{iz}}{\partial i_{iz}} J_{izm}$$

Poredjenjem sistema (3.5.30) i (3.5.31) sa sistemom (3.5.1) i (3.5.2) zaključuje se da je

$$(3.5.32) \quad z_{11} = \partial v_{ul} / \partial i_{ul},$$

$$(3.5.33) \quad z_{12} = \partial v_{ul} / \partial i_{iz},$$

$$(3.5.34) \quad z_{21} = \partial v_{iz} / \partial i_{ul} \text{ i}$$

$$(3.5.35) \quad z_{22} = \partial v_{iz} / \partial i_{iz}.$$

Prema tome, uopšteni aktivni element, za naizmenične signale čije su amplitude male, može se posmatrati kao četvoropol. Vrednosti z-parametara su funkcije položaja radne tačke i izračunavaju se kao izvodi karakteristika tranzistora.

Slično, polazeći od jednačina (3.5.25), opisanim postupkom mogu se generisati i y-parametri, odnosno y-model aktivnog elementa (indeks "m" nadalje biće izostavljan):

$$(3.5.36) \quad J_{ul} = \frac{\partial i_{ul}}{\partial v_{ul}} V_{ul} + \frac{\partial i_{ul}}{\partial v_{iz}} V_{iz}$$

$$(3.5.37) \quad J_{iz} = \frac{\partial i_{iz}}{\partial v_{ul}} V_{ul} + \frac{\partial i_{iz}}{\partial v_{iz}} V_{iz}$$

pa su

$$(3.5.38) \quad y_{11} = \partial i_{ul} / \partial v_{ul},$$

$$(3.5.39) \quad y_{12} = \partial i_{ul} / \partial v_{iz},$$

$$(3.5.40) \quad y_{21} = \partial i_{iz} / \partial v_{ul} \text{ i}$$

$$(3.5.41) \quad y_{22} = \partial i_{iz} / \partial v_{iz}.$$

Najzad, h-model može se definisati na sledeći način

$$(3.5.42) \quad V_{ul} = \frac{\partial v_{ul}}{\partial i_{ul}} J_{ul} + \frac{\partial v_{ul}}{\partial v_{iz}} V_{iz}$$

$$(3.5.43) \quad J_{iz} = \frac{\partial i_{iz}}{\partial i_{ul}} J_{ul} + \frac{\partial i_{iz}}{\partial v_{iz}} V_{iz}$$

pa je

$$(3.5.44) \quad h_{11} = \partial v_{ul} / \partial i_{ul},$$

$$(3.5.45) \quad h_{12} = \partial v_{ul} / \partial v_{iz},$$

$$(3.5.46) \quad h_{21} = \partial i_{iz} / \partial i_{ul}$$

$$(3.5.47) \quad h_{22} = \partial i_{iz} / \partial v_{iz}.$$

Na osnovu izraza navedenih u ovom odeljku, ako su poznate karakteristike aktivnog elementa, mogu se formirati linearni modeli aktivnog elementa koji će poslužiti za dalju analizu pojačavačkog stepena u koji je aktivni element priključen.

Generisanje modela odvija se u sledećim koraci-

ma. Najpre se obavi analiza nelinearnog kola kako bi se našla radna tačka tranzistora. Zatim se karakteristike tranzistora diferenciraju četiri puta kako bi se dobila četiri tražena parametra.

3.6 LINEARNI MODELI BIPOLARNOG TRANZISTORA ZA NISKE FREKVENCIJE

U prethodnom odeljku zaključili smo da je za generisanje linearnog modela komponente potrebno da znamo njene karakteristike bilo u obliku analitičkih funkcija bilo u obliku tabela vrednosti odnosno dijagrama. Otuda mogu nastati dva pristupa modelovanju komponentata.

Jedan, o kome je bilo reči u prethodnom odeljku, pretpostavlja aktivnu komponentu kao četvoropol i na osnovu definicionih obrazaca generiše model. Parametri modela se mogu izračunati iz merenih karakteristika aktivnog elementa ili dobiti posebnim merenjima. Može se uočiti da u ovom slučaju, projektant ne samo da ne mora poznavati prirodu fizičkih pojava u aktivnoj komponenti već ni njene izlazne karakteristike u celokupnom području rada. Generisanje modela na ovaj način je veoma pogodno (što se videlo u prethodnom odeljku) ali pati od nedostataka što se parametri modela određuju pri jednim uslovima rada komponente (naročito temperaturskim) tako da pri promeni tih uslova model prestaje da važi.

Nasuprot ovom pristupu modelovanju, moguće je model generisati u analitičkom obliku na osnovu poznavanja fizičkih pojava u poluprovodničkoj komponenti. Kažemo da se primenjuje *fizički pristup* modelovanju. U jednačinama koje opisuju model stoje parametri koji se tiču projektovanja komponente, tehnološkog procesa i ambijenta (Na primer, dimenzije, koncentracije i temperatura, respektivno.) tako da se njima može direktno uticati na parametre modela. Uticaj spoljnih faktora se može lakše iskazati.

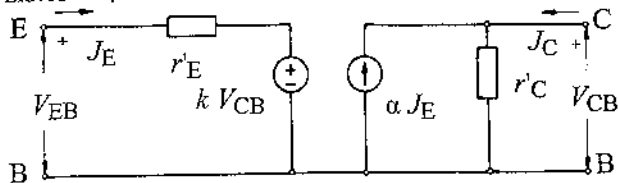
Problem je u tome što se kod mnogih poluprovodničkih komponentata fizičke pojave ne mogu dovoljno tačno iskazati odgovarajućim jednačinama tako da je fizički pristup modelovanju otežan.

U ovom odeljku biće učinjen pokušaj da se oba gore navedena pristupa primene za generisanje linearnog modela bipolarnog tranzistora. Konačni rezultat treba da bude model koji je prikazan preko teorije četvoropola, a čije parametre izražavamo preko veličina koje su merljive za sebe. Jedan važan rezultat ovakvog načina prikazivanja teorije modelovanja biće i pravdanje izbora tipa četvoropola koji će biti upotrebljen za modelovanje. Naime, ostaje pitanje koji je od četvoropola najpogodniji za modelovanje date komponente (BJT-a, JFET-a, MOSFET-a ili MESFET-a).

3.6.1. Prirodni model bipolarnog tranzistora

Na osnovu izlaganja o osobinama i ponašanju bipolarnog tranzistora koja su navedena u odeljku 1.3 može se lako generisati približan model tranzistora koji se zasniva na fizičkom pristupu generisanja modela. Ovaj model će se nazivati prirodnim modelom tranzistora.

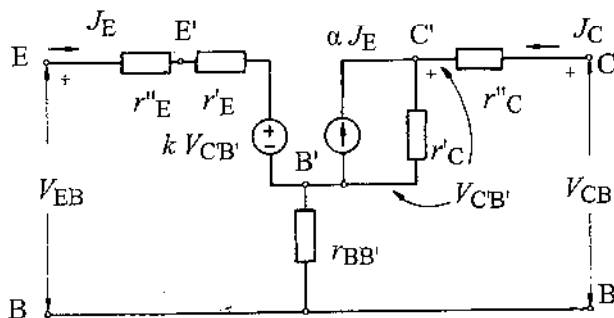
Da bi čitalac lakše pratio izlaganja kolo modela je odmah prikazano na Sl. 3.6.1, a odnosi se na tranzistor u sprezi sa zajedničkom bazom.



Sl. 3.6.1 Prirodni model bipolarnog tranzistora za niske frekvencije

Tranzistor se pobudjuje izmedju emitora i baze. Spoj baza-emitor je direktno polarisan i, za naizmeničnu komponentu signala, može biti prikazan odgovarajućom dinamičkom otpornošću. Ta otpornost se označava sa r'_E . Struja emitora je, međutim, zavisna i od veličine kolektorskog napona. Ovaj uticaj je ranije objašnjen kada je bilo govora o Early-evom efektu, a ovde ćemo se samo podsetiti da je širina baze funkcija napona izmedju kolektora i baze, što ima za posledicu promenu gradijenta koncentracije u bazi, a time i struje sporednih nosilaca na spoju emitor-baza. U nelinearnom modelu sa Sl. 1.3.8, ovaj efekt iskazan je strujnim generatorom $\alpha_r J_C$. U linearnom modelu sa Sl. 3.6.1 Early-ev efekt je iskazan naponskim generatorom kontrolisanim naponom ($k \cdot V_{CB}$).

Naizmenična komponenta kolektorske struje sadrži dve komponente. Prva komponenta je posledica tranzistorskog efekta i prikazana je strujnim generatorom kontrolisanim strujom (αJ_E), a druga je određena dinamičkom otpornošću inverzno polarisanog kolektorskog spoja (r'_C).



Sl. 3.6.2 Prošireni prirodni model BJTa

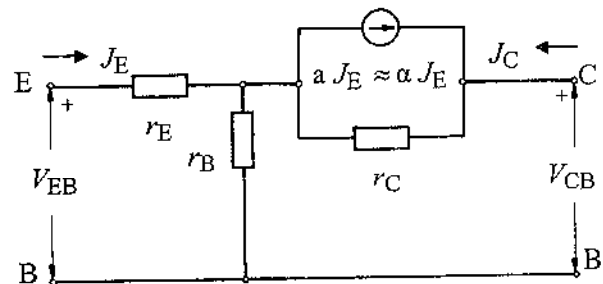
Poznavajući prirodu parametara modela možemo

lako doći i do reda veličina njihovih vrednosti. Otpornost r'_E (dinamička otpornost direktno polarisanog p-n spoja) je reda desetina oma, k (koeficijent prenosa signala od izlaza ka ulazu) reda 10^{-4} , α (koeficijent strujnog pojačanja $-J_C/J_E$ kada su kolektor i baza u kratkom spoju) neznatno manji od jedinice i r'_C (otpornost inverzno polarisanog p-n spoja) reda $M\Omega$.

Model sa Sl. 3.6.1 prikazuje tzv. unutrašnji deo tranzistora jer kolo ne sadrži otpornosti tela poluprovodnika od spojeva do omskih kontakata i otpornosti omskih kontakata. Ako te otpornosti označimo sa r''_E , $r_{BB'}$ i r''_C za emitorski, bazni i kolektorski priključak, respektivno, model dobija oblik kao na Sl. 3.6.2. Obično r''_E i r''_C su reda nekoliko oma (razlog tome je velika koncentracija glavnih nosilaca u emitoru i kolektoru) i mnogo su manji od r'_E i r'_C tako da se zanemaruju. Otpornost $r_{BB'}$, međutim, je reda nekoliko stotina oma, jer je koncentracija glavnih nosilaca u bazi relativno mala, tako da se ona praktično uvek iskazuje u modelu.

Kolo sa Sl. 3.6.2 može biti iskorišćeno i za generisanje tzv. T-modela. T-model je prikazan na Sl. 3.6.3. Kola sa Sl. 3.6.2 i Sl. 3.6.3 su ekvivalentna što se može utvrditi poredjenjem jednačina za ravnotežu napona i struja u oba kola.

Vrednost parametara T-modela se izračunava iz sledećih izraza:



Sl. 3.6.3 T-model tranzistora

$$(3.6.1) \quad r_E = r'_E + (1 - \alpha) \cdot k \cdot r'_C$$

$$(3.6.2) \quad r_B = k \cdot r'_C + r_{BB'}$$

$$(3.6.3) \quad r_C = (1 - k)r'_C \approx r'_C$$

$$(3.6.4) \quad a = \frac{\alpha}{1 - k} \approx \alpha$$

Očigledno, T-model predstavlja modifikaciju prirodnog modela. Njegova prednost se sastoji u tome što je pogodniji za formulaciju jednačina pri analizi kola sa bipolarnim tranzistorima, pošto ne sadrži naponski generator kontrolisan naponom, njegov nedostatak je u tome što još uvek sadrži strujni generator kontrolisan strujom. Poređenjem Sl. 3.6.3 i Sl. 3.5.4 moguće je odrediti vezu između parametara prirodnog i z-modela BJT. Ovaj problem ostavlja se čitaocu kao

vežba. Preporučuje se da se, zatim, na osnovu tipičnih brojnih vrednosti parametara prirodnog modela koje su navedene gore, procene vrednosti z-parametara.

3.6.2 Hibridni model bipolarnog tranzistora za niske frekvencije

Pre nego predjemo na razmatranje modela tranzistora ovde ćemo još jednom da se osvrnemo na termin "niske frekvencije". Kada se radi o samom tranzistoru niskim frekvencijama se smatraju one na kojima ne dolazi do izražaja zavisnost α od frekvencije (dakle frekvencije za koje važi $f \ll f_{\alpha}$) i na kojima se može smatrati da su impedanse kapacitivnosti spojeva mnogo veće od svih ostalih otpornosti u kolu odnosno u modelu

Poredjenjem električnih kola koja predstavljaju prirodni model tranzistora (Sl. 3.6.1) i hibridni model uopštenog aktivnog elementa (Sl. 3.5.6), uočavamo istovetnost strukture kola, a posebno prirodu impedansi i kontrolisanih generatora. Kolo sa Sl. 3.6.2 ukazuje da prirodni model i hibridni model nisu identični ali ostaje činjenica da je hibridni model najbliži prirodnom kada se poredi sa ostalim modelima koji su prikazani u odeljku 3.5. Stoga se hibridni model najčešće koristi za modelovanje bipolarnog tranzistora, a naročito na niskim frekvencijama signala. Posebna prednost hibridnog modela je i u tome što se h-parametri bipolarnog tranzistora mogu lako izmeriti.

Vrednosti parametara modela tranzistora pri različitim spregama tranzistora (zajednička baza, emitor ili kolektor) će zavisiti od toga koja je elektroda zajednička. Da bi bilo jasnije, razmotrimo vrednosti parametara h_{21} za modele koji predstavljaju tranzistor u sprezi sa zajedničkom bazom i u sprezi sa zajedničkim emitorom. U prvom slučaju, poredjenjem sa prirodnim modelom, zaključujemo da je h_{21B} (zajednička baza) reda α (ili tačnije jednako $-\alpha$). U drugom slučaju prirodno je očekivati da će količnik priraštaja (ili amplitude naizmenične komponente) izlazne i ulazne struje $-(J_C/J_B)$ biti reda β . Stoga se h_{21B} i h_{21E} razlikuju. Drugim rečima parametri modela dobijaju se diferenciranjem različitih karakteristika pa se i njihove vrednosti razlikuju.

Imajući sve ovo u vidu biće uvedeni indeksi E, B i C kako bi se označili h-parametri bipolarnog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom, bazom i kolektorom, respektivno. Napomenimo da je linearni model tranzistora potpuno opisan poznavanjem samo jednog od ova tri skupa parametara. O vezama između h_E , h_B i h_C parametara biće kasnije reči.

Na Sl. 3.6.4 prikazan je tranzistor sa zajedničkom bazom i električno kolo koje predstavlja hibridni model opisan jednačinama

$$(3.6.5) \quad V_{EB} = h_{1B}J_E + h_{2B}V_{CB}$$

$$(3.6.6) \quad J_C = h_{21B}J_E + h_{22B}V_{CB}$$

Poredjenjem jednačina proširenog prirodnog modela i hibridnog modela tranzistora sa zajedničkom bazom dobijaju se sledeće relacije

$$(3.6.7) \quad h_{11B} = r'_E + r'_{B'B} \frac{r'_C(1-\alpha)}{r'_C + r'_{B'B}} \approx r'_E + (1-\alpha) \cdot r'_{B'B},$$

$$(3.6.8) \quad h_{12B} = k + \frac{r'_{B'B}}{r'_C + r'_{B'B}} \approx k + \frac{r'_{B'B}}{r'_C},$$

$$(3.6.9) \quad h_{21B} = -\left[\alpha + \frac{(1-\alpha)r'_{B'B}}{r'_{B'B} + r'_C} \right] \approx -\alpha$$

i

$$(3.6.10) \quad h_{22B} = \frac{1}{r'_C + r'_{B'B}} \approx 1/r'_C.$$

Lako je zaključiti da h-parametri tranzistora, kao i parametri prirodnog modela, zavise od osobina tranzistora i položaja radne tačke. Čitaocu se preporučuje da na osnovu tipičnih brojnih vrednosti parametara prirodnog modela izračuna brojne vrednosti h_B parametara.

Hibridni model bipolarnog tranzistora u sprezi sa zajedničkim emitorom prikazan je sledećim jednačinama

$$(3.6.11) \quad V_{EB} = h_{21E}J_B + h_{22E}V_{CE}$$

$$(3.6.12) \quad J_C = h_{21E}J_B + h_{22E}V_{CE}.$$

Tranzistor i električno kolo modela prikazani su na Sl. 3.3.8.

Najzad na Sl. 3.6.6 prikazan je tranzistor sa zajedničkim kolektorom i odgovarajući hibridni model koji je opisan jednačinama:

$$(3.6.13) \quad V_{CB} = h_{11C}J_B + h_{12C}V_{EC}$$

$$(3.6.14) \quad J_E = h_{21C}J_B + h_{22C}V_{EC}$$

Kao što je već pomenuto h-parametri jedne konfiguracije mogu da se prikažu preko h-parametara druge i obrnuto. Zato je potrebna odgovarajuća transformacija sistema koji opisuje jedan model u sistem koji opisuje drugi. Tako, na primer, da bi se dobila veza između h-parametra tranzistora sa zajedničkim emitorom i zajedničkom bazom u (3.6.5) i (3.6.6) treba uneti sledeće relacije:

$$(3.6.15) \quad V_{EB} = -V_{BE},$$

$$(3.6.16) \quad V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

i

$$(3.6.17) \quad J_E = -(J_C + J_B).$$

Sredjivanjem jednačina (3.6.13-17) i svodenjem na oblik prikazan sa (3.6.11) i (3.6.12) dobija se

$$(3.6.18) \quad V_{BE} = \frac{h_{11B}J_B}{(1+h_{21B})(1-h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} +$$

$$J_C = \frac{[h_{11B}h_{22B} - h_{12B}(1 + h_{21B})]V_{CE}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} + \frac{[-h_{11B}h_{22B} - h_{21B}(1 + h_{12B})]J_B}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} + \frac{h_{22B}V_{CE}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} \quad (3.6.19)$$

Poredjenjem sistema (3.6.11) i (3.6.12) sa poslednjim sistemom jednačina mogu se odrediti parametri tranzistora sa zajedničkim emitorom iz poznatih parametara tranzistora sa zajedničkom bazom:

$$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} \quad (3.6.20)$$

$$h_{12E} = \frac{h_{11B}h_{22B} - h_{12B}(1 + h_{21B})}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} \quad (3.6.21)$$

$$h_{21E} = \frac{-h_{11B}h_{22B} - h_{21B}(1 + h_{12B})}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} \quad (3.6.22)$$

i

$$h_{22E} = \frac{h_{22B}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} \quad (3.6.23)$$

Na sličan način mogu se izvesti relacije pomoću kojih se h_E -parametri određuju iz h_C -parametara:

$$h_{11E} = h_{11C} \quad (3.6.24)$$

$$h_{12E} = 1 - h_{12C} \quad (3.6.25)$$

$$h_{21E} = -(1 + h_{21C}) \quad (3.6.26)$$

$$h_{22E} = h_{22C} \quad (3.6.27)$$

h_B -parametre možemo odrediti, ako su poznati h_E ili h_C parametri iz sledećih relacija:

$$h_{11B} = \frac{h_{11E}}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E}h_{22E}} = h_{11C}/h_C \quad (3.6.28)$$

$$h_{12B} = \frac{h_{11E}h_{22E} - h_{12E}(1 + h_{21E})}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E}h_{22E}} = 1 - h_{21C}/h_C \quad (3.6.29)$$

$$h_{21B} = \frac{-h_{11E}h_{22E} - h_{21E}(1 - h_{12E})}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E}h_{22E}} = h_{12C}/h_C - 1 \quad (3.6.30)$$

$$h_{22B} = \frac{h_{22E}}{(1 + h_{21E})(1 - h_{12E}) + h_{11E}h_{22E}} = h_{22C}/h_C, \quad (3.6.31)$$

gde je uvedeno $h_C = h_{11C}h_{22C} - h_{12C}h_{21C}$.

Ove komplikovane relacije, posebno za vezu h_B -parametara, mogu se uprostiti ako se uzmu u obzir praktične vrednosti h -parametara tipičnog tranzistora koje su date u Tabeli 3.2.

I, najzad, h_C -parametri se mogu odrediti iz relacija:

$$h_{11C} = \frac{h_{11B}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} = h_{11E} \quad (3.6.32)$$

$$h_{12C} = \frac{1 + h_{21B}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} = 1 - h_{12E} \quad (3.6.33)$$

$$h_{21C} = \frac{h_{12B} - 1}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} = -(1 + h_{21E}) \quad (3.6.34)$$

$$h_{22C} = \frac{h_{22B}}{(1 + h_{21B})(1 - h_{12B}) + h_{11B}h_{22B}} = h_{22E} \quad (3.6.35)$$

Na osnovu vrednosti u Tabeli 3.2 vidi se da je:

$$h_{12E} \ll 1 \quad (3.6.36)$$

$$h_{11E}h_{22E} \ll 1 \quad (3.6.37)$$

$$h_{12B} \ll 1 \quad (3.6.38)$$

$$h_{11B}h_{22B} \ll 1 \quad (3.6.39)$$

$$h_{12C} \approx 1 \quad (3.6.40)$$

i

$$h_{11C}h_{22C} \ll 1 \quad (3.6.41)$$

Tabela 3.2 Vrednosti h -parametara silicijumskog tranzistora

Parametar	Zajed. baza	Zajed. emitor	Zajed. kolektor
$h_{11} (\Omega)$	13	2700	2700
h_{12}	$0.9 \cdot 10^{-4}$	$1.5 \cdot 10^{-4}$	1
h_{21}	-0.995	200	-201
$h_{22} (\Omega^{-1})$	$0.06 \cdot 10^{-6}$	$18 \cdot 10^{-6}$	$18 \cdot 10^{-6}$

Uzimajući u vidu zadnje relacije, skup jednačina od (3.6.20) do (3.6.35) može se prikazati u približnom obliku kao

$$h_{11E} \approx \frac{h_{11B}}{1 + h_{21B}} \quad (3.6.42)$$

$$h_{12E} \approx \frac{h_{11B}h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B} = \frac{h_B - h_{12B}}{1 + h_{21B}} \quad (3.6.43)$$

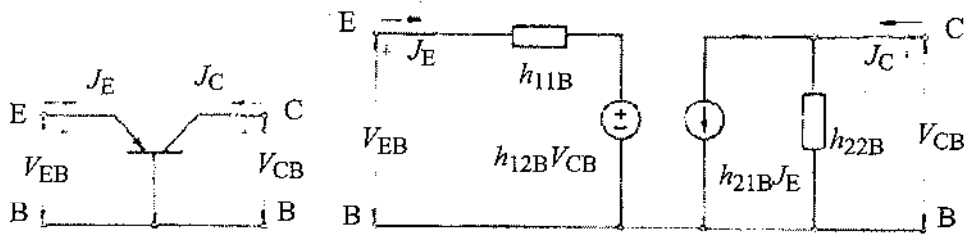
$$h_{21E} \approx \frac{-h_{21B}}{1 + h_{21B}} \quad (3.6.44)$$

$$h_{22E} \approx \frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}} \quad (3.6.45)$$

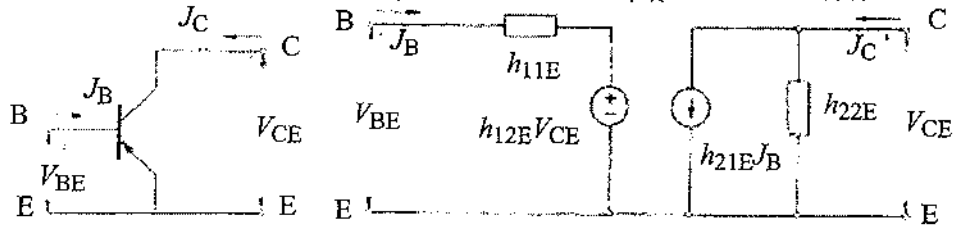
i

$$h_{11B} \approx \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}} \approx \frac{h_{11C}}{-h_{21C}} \quad (3.6.46)$$

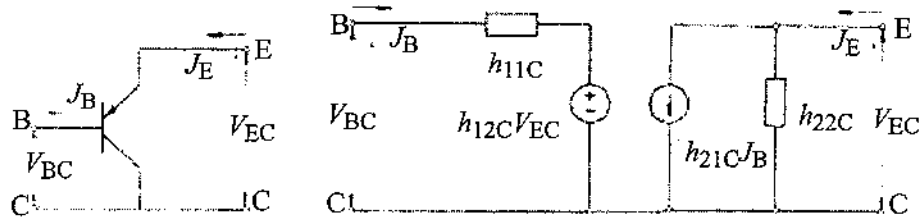
$$h_{12B} \approx \frac{h_{11E}h_{22E}}{1 + h_{21E}} - h_{12E} \quad (3.6.47)$$



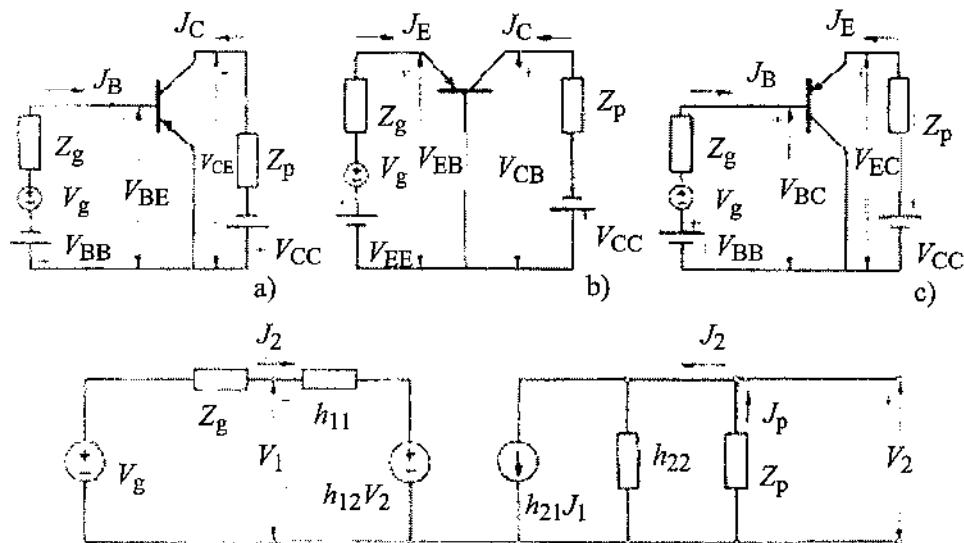
Sl. 3.6.4 Tranzistor sa zajedničkom bazom i njegov hibridni model



Sl. 3.6.5 Tranzistor sa zajedničkim emitorom i njegov hibridni model



Sl. 3.6.6 Tranzistor sa zajedničkim kolektorom i njegov hibridni model



Sl. 3.6.7 Osnovni pojačavač u sprezi sa zajedničkim a) emitorom, b) bazom, c) kolektorom i d) uopšteno ekvivalentno kolo sa za naizmeničnu struju sa h -parametrima

$$(3.6.48) \quad h_{21B} \approx -\frac{h_{21E}}{1+h_{21E}} \approx -\frac{1+h_{21C}}{h_{21C}}$$

$$(3.6.49) \quad h_{22B} \approx \frac{h_{22E}}{1+h_{21E}} \approx -\frac{h_{22C}}{h_{21C}}$$

Najzad:

$$(3.6.50) \quad h_{11C} \approx \frac{h_{11B}}{1+h_{21B}}$$

$$(3.6.51) \quad h_{12C} \approx 1$$

$$(3.6.52) \quad h_{21C} \approx \frac{-1}{1+h_{21B}}$$

$$(3.6.53) \quad h_{22C} \approx \frac{h_{22B}}{1+h_{21B}}$$

Pri tome spreaga između h_E i h_C parametara je jednostavna i nisu potrebne aproksimacije.

S obzirom da je, prema (3.6.9), $h_{21B} = -\alpha$, lako dobijamo

$$(3.6.54) \quad h_{21E} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$$

$$(3.6.55) \quad h_{21C} = -\frac{1}{1-\alpha} = -(\beta+1)$$

gde je β koeficijent strujnog pojačanja definisan u odeljku 1.3.7.

Tabela 3.3 y-parametri bipolarnog tranzistora

Parametar (mA/V)	Zajednička baza	Zajednički emitor	Zajednički kolektor
y_{11}	74.46	0.37	0.37
y_{12}	$-6.8 \cdot 10^{-3}$	$-5.5 \cdot 10^{-5}$	-0.37
y_{21}	-7.4	74	-74.4
y_{22}	$9.16 \cdot 10^{-2}$	$6.69 \cdot 10^{-3}$	74.45

Na kraju ovog odeljka, imajući u vidu relaciju (3.5.22) i brojne vrednosti h-parametara iz Tabele 3.2, biće izračunate brojne vrednosti y-parametara BJT-a. Transformacije y-parametara u y-parametre nisu izvođene, već su vrednosti iz Tabele 3.2 direktno smenjene u (3.5.22). Rezultat je prikazan u Tabeli 3.3

3.6.3 Analiza osnovnog pojačavačkog stepena pomoću h- i y-modela

Modeli bipolarnog tranzistora koji su izvedeni u prethodnim odeljcima omogućavaju da se odrede naizmenični naponi i struje u pojačavačima sa bipolarnim tranzistorima. Kada se govori o analizi pomoću h- i y-parametara treba imati na umu da raspored elemenata u modelu tranzistora ostaje uvek isti nezavisno od toga koja je elektroda zajednička, a vrednosti parametara se menjaju. Ova osobina hibridnog modela može se iskoristiti da se generišu opšti izrazi za naponsko, strujno i pojačanje snage kao i za ulaznu i izlaznu otpornost pojačavačkog stepena. Pri tome, za konkretni pojačavač, umesto uopštenih h- ili y-parametara će se zameniti odgovarajuće brojne vrednosti parametara zavisno od toga koja je elektroda zajednička.

Ova osobina h-modela ilustrovana je na Sl. 3.6.7 gde je prikazan osnovni pojačavač sa BJTom u sprezi sa zajedničkim emitorom (a), u sprezi sa zajedničkom bazom (b) i u sprezi sa zajedničkim kolektorom (c) i ekvivalentno kolo (d) koje se može koristiti za analizu sva tri stepena. Naročito je važno uočiti da su kola sa Sl. 3.6.7.a.-c samo principijelna.

U uobičajenoj tehnici sprezanja pojačavača i generatora struja baterije ne protiče kroz generator. Pored toga kao što je već pokazano ranije, polarizacija se obično ne izvodi dvema baterijama već samo jednom. Najzad, obično, za naizmenični režim, električna okolina tranzistora je složenija nego što je gore prikazano. Naime, ove slike sadrže samo najjednostavniju električnu okolinu koja se sastoji od generatora i potrošača. Stoga će ova kola pre da posluže za ustanovljavanje ponašanja tranzistora nego ponašanja pojačavača pa će u ovom i u sledećem odeljku do-

bijene osobine ovih pojednostavljenih pojačavača da budu označene indeksom T. Time će se napraviti razlika u odnosu na osobine kompletnih pojačavača o kojima će kasnije biti reči.

Strujno pojačanje ili pojačanje struje definiše se kao

$$(3.6.56) \quad A_{sT} = J_2 / J_1.$$

Sa Sl. 3.6.7.d imamo

$$(3.6.57) \quad J_2 = h_{21}J_1 + h_{22}V_2$$

i

$$(4.3.58) \quad V_2 = -J_2 Z_p.$$

Kombinacijom ovih jednačina dobija se

$$(3.6.59) \quad J_2 = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_p} J_1$$

pa je strujno pojačanje

$$(3.6.60) \quad A_{sT} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}Z_p}.$$

Ulazna impedansa pojačavača definiše se kao

$$(3.6.61) \quad Z_{uT} = V_1 / J_1.$$

Da bi odredili ulaznu impedansu napisaćemo jednačinu po ulaznoj konturi

$$(3.6.62) \quad V_1 = h_{11}J_1 + h_{12}V_2.$$

Kombinacijom (3.6.62), (3.6.58), (3.6.59) i (3.6.60) dobija se

$$(3.6.63) \quad Z_{uT} = V_1 / J_1 = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{1 + h_{22}Z_p} Z_p = h_{11} - A_{sT}h_{12}Z_p$$

ili

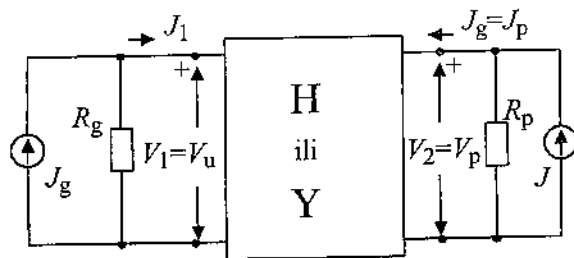
$$(3.6.64) \quad Z_{uT} = \frac{h_{11} + h \cdot Z_p}{1 + h_{22}Z_p}$$

gde je

$$(3.6.65) \quad h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}.$$

Naponsko pojačanje se definiše kao

$$(3.6.66) \quad A_T = V_2 / V_1.$$



Sl. 3.6.8 Strujna pobuda i uopšteni četvoropol

Kombinacijom (3.6.66), (3.6.58), (3.6.60), (3.6.61) i (3.6.64) dobija se

$$(3.6.67) \quad A_T = -\frac{Z_p}{Z_u} A_{sT} = -\frac{h_{21}Z_p}{h_{11} + hZ_p}.$$

Često se pri analizi pojačavača zahteva da se pojačanje izrazi kao količnik izlaznog signala i signala generatora (a ne ulaznog signala). U tom slučaju bi se

naponsko pojačanje definisalo na sledeći način

$$(3.6.68) \quad A'_{\text{T}} = V_2 / V_g.$$

Da bi odredili vrednost pojačanja A'_{T} postupićemo na sledeći način. A'_{T} će biti prikazano kao proizvod dve veličine

$$(3.6.69) \quad A'_{\text{T}} = \frac{V_2}{V_g} = \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_g} = A_{\text{T}} \cdot \frac{V_1}{V_g}.$$

od kojih je prva jednaka pojačanju od ulaza do izlaza, a druga predstavlja pad napona od generatora do ulaza. Sa Sl. 3.6.7 imamo

$$(3.6.70) \quad \frac{V_1}{V_g} = \frac{Z_u}{Z_g + Z_u}$$

pa je

$$(3.6.71) \quad A'_{\text{T}} = \frac{A_{\text{T}} Z_u}{Z_g + Z_u}.$$

Ako se tranzistor pobudjuje strujnim generatorom čija je unutrašnja impedansa Z_g , može biti od interesa pojačanje struje od generatora do potrošača (a ne od ulaza do potrošača):

$$(3.6.72) \quad A'_{\text{sT}} = J_2 / J_g.$$

Ovu veličinu odredićemo pomoću Sl. 3.6.8 koja predstavlja pobudni strujni generator zajedno sa četvoropolom koji se pobudjuje. Paralelno izlazu dodat je još jedan strujni generator (J) koji će kasnije biti upotrebljen u jednom specijalnom slučaju. Oznake H i Y odnose se na opis četvoropola preko h- ili y-parametara. Ovo kolo će najpre poslužiti za određivanje A'_{sT} . Transformacijom (3.6.72) možemo pisati

$$(3.6.73) \quad A'_{\text{sT}} = \frac{J_2}{J_g} = \frac{J_2}{J_1} \cdot \frac{J_1}{J_g} = A_{\text{sT}} \frac{J_1}{J_g}.$$

Količnik J_1/J_g izračunavamo na osnovu razdelnika struje sa Sl. 3.6.8, pa imamo

$$(3.6.74) \quad \frac{J_1}{J_g} = \frac{R_g}{R_g + Z_u}.$$

Za A'_{sT} možemo pisati

$$(3.6.75) \quad A'_{\text{sT}} = \frac{A_{\text{sT}} R_g}{R_g + Z_u}.$$

Najzad, izlazna impedansa definiše se kao

$$(3.6.76) \quad Z_{\text{izT}} = \frac{1}{Y_{\text{izT}}} = \frac{V_2}{J_2} \Big|_{V_g=0}$$

Ovaj izraz pretpostavlja da se na izlazu kola sa Sl. 3.6.7d umesto Z_p priključi strujni generator J_2 i da se odredi napon V_2 . Pri tome je potrebno da nema pobude ($V_g=0$) s obzirom da Z_{izT} predstavlja impedansu Thevenin-ovog generatora.

Za ulazno kolo sada možemo pisati

$$(3.6.77) \quad h_{12}V_2 + (Z_g + h_{11})J_1 = 0,$$

a za izlazno (3.6.57). Kombinacijom ovih dveju jed-

načina da bi se eliminisalo J_1 dobija se

$$(3.6.78a) \quad Y_{\text{izT}} = \frac{J_2}{V_2} = \frac{1}{Z_{\text{izT}}} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11} + R_g} = \frac{h + h_{22}Z_g}{h_{11} + Z_g}$$

odnosno

$$(3.6.78b) \quad Z_{\text{izT}} = \frac{V_p}{J_2} \Big|_{V_g=0} = \frac{h_{11} + Z_g}{h + h_{22}Z_g}.$$

Ukoliko se R_p smatra delom pojačavačkog sistema onda se ukupna izlazna impedansa može da odredi na osnovu Sl. 3.6.8 kao

$$(3.6.78c) \quad Z'_{\text{izT}} = \frac{V_p}{J} \Big|_{J_g=0} = R_p \parallel \frac{h_{11} + Z_g}{h + h_{22}Z_g}.$$

Treba uočiti da ulazna impedansa pojačavača zavisi od impedanse potrošača, a izlazna od impedanse generatora.

Snaga koja se razvija na otpornosti potrošača R_p dobija se iz izraza

$$(3.6.79a) \quad P_p = \frac{1}{2} |V_2 J_p|,$$

a snaga na ulazu je

$$(3.6.79b) \quad P_u = \frac{1}{2} |V_1 J_1|,$$

pri čemu je pretpostavljeno da je potrošač realna otpornost. Pojačanje snage će biti

$$(3.6.80) \quad A_{\text{pT}} = \frac{P_p}{P_u} = \frac{|V_2 J_p|}{|V_1 J_1|} = |A_{\text{sT}} A_{\text{T}}| = A_{\text{sT}}^2 \frac{R_p}{R_u}$$

pri čemu je upotrebljena relacija (3.6.67).

Za pojačanje snage od generatora do potrošača (Sl. 3.6.7d) lako se dobija

$$(3.6.81) \quad A'_{\text{pT}} = \frac{P_p}{P_g} = \frac{|V_2 J_p|}{|V_g J_1|} = \frac{R_p}{R_g + R_u} A_{\text{sT}}^2.$$

Na kraju, napomenimo da bipolarni tranzistor nije unilateralan element što se vidi po prisustvu generatora $h_{12}V_2$ u modelu. To znači da prikazivanje ulaznog kola samo preko ulazne otpornosti nije potpuno korektno. Medjutim, vrednost parametra h_{12} je obično tako malo da je prenos signala od izlaza ka ulazu zanemariv te se odgovarajući generator u ulaznom kolu u praktičnim izračunavanjima, najčešće, izostavlja.

Analiza kola sa BJT koja je do sada obavljena bila je prilagodjena kolu koje je analizirano odnosno kolu sa Sl. 3.6.7d. U opštem slučaju treba izbegavati prilagodjavanje postupka analize kolu koje se analizira jer to stvara lažni osećaj da je svako kolo nešto posebno i time se pažnja usredsređuje na metod analize, a odvrća od osobina kola koje su najvažnije.

U tom smislu opisaćemo alternativni postupak izvođenja obrazaca iz ovog odeljka. Za kolo sa Sl.