

DODATAK

DODATAK UZ I DIO

Ing. Miroslav Gregurić

Frekventna modulacija

Uvod

1. — U nastojanju da se ostvari što kvalitetniji ili vjerniji radio-prijenos, odnosno prijem, pristupilo se primjeni frekventne modulacije. Kvalitetan prijem traži da tonfrekventni opseg obuhvati cijelo tonfrekventno područje od 30 do 15.000 Hz. Kvaliteta prijema ovisi također o odnosu korisnog signala prema šumu. Što je veći omjer signal-šum, dinamika prijema je bolja. Amplitudno moduliranim odašiljačima, te prijemnicima za amplitudnu modulaciju, nije se mogao postići dovoljno kvalitetan prijenos, odnosno prijem. Uslijed gusto raspoređenih amplitudno moduliranih odašiljača na srednjem valu s razmakom frekvencija od 9 kHz ograničava se u prijemniku tonfrekventni opseg na 4,5 kHz. Zbog velikog utjecaja smetnji na prijem, u amplitudnoj modulaciji potrebno je da prijemni signal bude vrlo jak. Taj se zahtjev može ostvariti samo izgradnjom odašiljača velike snage. Posljedica je toga da i međusobno vrlo udaljeni odašiljači na istom valu ometaju prijem.

Prednost je frekventne modulacije, primijenjene na ultrakratkovalnom području, u tome što ispunjava sve postavljene zahtjeve za kvalitetan prijem. Tonfrekventno područje frekventne modulacije obuhvaća cijelo čujno područje od 30 do 15.000 Hz. Smetnje mnogo manje utječu na prijem. U frekventnoj modulaciji koja se primjenjuje u radio-difuziji potrebno je da amplituda signala bude samo dva puta veća od nivoa smetnji, a da omjer signal-šum nakon detekcije bude isti kao kod amplitudne modulacije s omjerom signala i smetnji 50 : 1. Frekventna modulacija isto tako mnogo bolje potiskuje smetnje od frekventno moduliranih odašiljača na istom valu. Sve to omogućuje veliku dinamiku prijema koja bitno pridonosi kvaliteti.

Osim navedenih prednosti frekventne modulacije, postoje i prednosti u konstrukciji frekventno moduliranih odašiljača. Odašiljač, moduliran ili nedomuliran, predaje anteni konstantnu snagu. To omogućuje veći stepen djelovanja i ekonomičniju konstrukciju odašiljača. Snage frekventno moduliranih odašiljača općenito su manje, jer dovoljan je i mali omjer signala prema smetnjama da se ostvari kvalitetan prijem.

Frekventna modulacija ima i svoje nedostatke. Ona je upotrebljiva samo u ultrakratkovalnom području jer traži kanal širine 300 kHz. Ultrakratki val, zbog svog načina širenja omogućuje kvalitetan prijem samo na manju udaljenost. I konstrukcija prijemnika za frekventnu modulaciju nešto je kompliciranija. Gore navedeni nedostaci uklonjeni su gustom mrežom frekventno moduliranih odašiljača koji omogućuju na svakom mjestu kvalitetan prijem nekoliko najbližih odašiljača. Uz

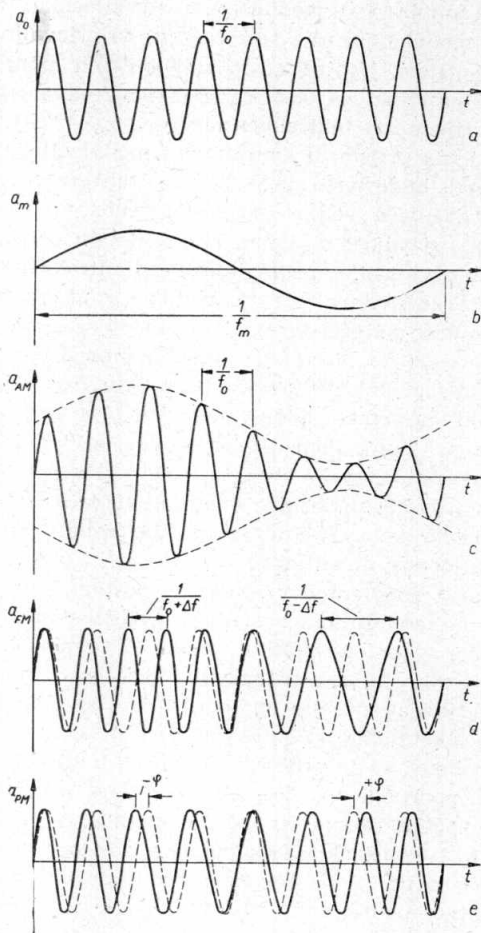
frekventnu modulaciju zadržala je svoje mjesto i amplitudna modulacija, jer amplitudno modulirani odašiljači na srednjem i kratkom valu omogućuju prijem i na veliku udaljenost.

2. — Modulacija je »utiskivanje« titraja modulacionog signala niže frekvencije u visokofrekventne titraje odašiljača. Nemodulirani titraj odašiljača sinusoidnog je oblika i definiran je jednačzbom:

$$a = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

Sa A_0 je označena amplituda, ω_0 je kružna frekvencija, a $(\omega_0 t + \varphi_0)$ je kut. Postupak modulacije sastoji se u tome da se električkom titraju sinusoidnog oblika mijenja ili amplituda A_0 ili fazni kut $(\omega_0 t + \varphi_0)$ u

ovisnosti o amplitudi modulacionog signala. Fazni kut može se mijenjati bilo promjenom pomaka faze φ_0 bilo promjenom kružne frekvencije ω_0 . Ako se mijenja amplituda A_0 , onda imamo amplitudnu modulaciju. Kod fazne modulacije mijenja se pomak faze φ_0 , dok se promjenom frekvencije odašiljača f_0 vrši frekventna modulacija. Sve tri navedene vrsti modulacije prikazane su na slici 1.



Sl. 1.

Modulirani visokofrekventni titraji: a) titraji nemoduliranog odašiljača frekvencije f_0 ; b) titraj modulacionog signala frekvencije f_m ; c) titraji amplitudno moduliranog odašiljača; d) titraji frekventno moduliranog odašiljača; e) titraji fazno moduliranog odašiljača.

U frekventnoj modulaciji vrši se prijenos modulacionih signala promjenom frekvencije odašiljača. Pri tome je promjena frekvencije odašiljača ovisna o amplitudi modulacionog signala. Na slici 1d, koja prikazuje frekventno modulirane titraje, vidi se da se za vrijeme porasta momentanih vrijednosti pozitivnog poluvala modulacionog signala povećava frekvencija odašiljača. Kod tjemene vrijednosti pozitivnog poluvala frekvencija odašiljača je najviša. U daljnjem se toku frekvencija odašiljača smanjuje proporcionalno opadanju momentane vrijednosti pozitivnog poluvala, odnosno porastu momentanih vrijednosti negativnog poluvala modulacionog signala. Kod tjemene vrijednosti negativnog poluvala modulacionog signala frekvencija odašiljača je najniža. Na kraju modulacione periode frekvencija odašiljača je ista kao i na početku, jer je momentani iznos modulacionog signala jednak nuli.

Iz navedenog proizlazi da se frekvencija odašiljača mijenja kod frekventne modulacije unutar područja $f_0 + \Delta f$ i $f_0 - \Delta f$. Sa Δf definiran je *razmah frekvencije* odašiljača, a sa f_0 frekvencija nedomuliranog odašiljača. Razmah frekvencije odašiljača proporcionalan je amplitudi modulacionog signala A_m :

$$\Delta f = k \cdot A_m \quad \dots \dots \dots (2)$$

gdje je k faktor koji ovisi o konstrukciji odašiljača. U slučaju kad je modulacioni signal sinusoidni titraj: $a_m = A_m \cos \omega_m t$, momentana je frekvencija odašiljača:

$$f = f_0 + \Delta f \cos \omega_m t \quad \dots \dots \dots (3)$$

Uvrstivši jednadžbu (2) u jednadžbu (3) izlazi da je momentana frekvencija frekventno moduliranog odašiljača:

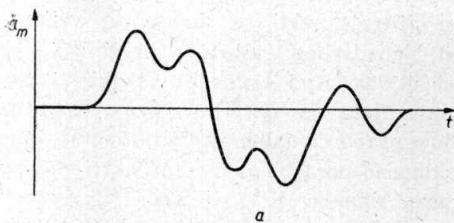
$$f = f_0 + k A_m \cos \omega_m t \quad \dots \dots \dots (4)$$

Kod frekventno moduliranog odašiljača razmah momentane frekvencije proporcionalan je momentanom iznosu amplitude modulacionog signala. Na slici 2a prikazan je nesinusoidan modulacioni signal, a na slici 2b vidi se tok promjene frekvencije odašiljača.

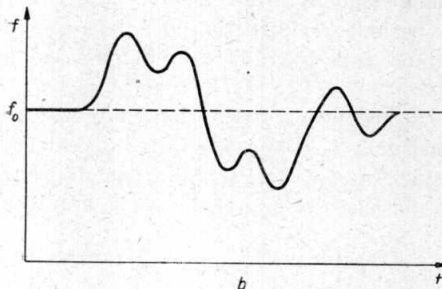
Da bismo mogli napisati jednadžbu frekventno moduliranog titraja potrebno je odrediti njegov trenutni fazni kut. Jednadžba kojom je određen fazni kut kod sinusoidnog titraja nedomuliranog odašiljača jest: $\varphi = \omega_0 t + \varphi_0$. Grafički prikaz te jednadžbe dat na slici 3, iz koje vidimo da uz konstantnu kružnu frekvenciju fazni kut raste linearno s vremenom. U tom je slučaju kružna frekvencija ω_0 definirana promjenom faznog kuta u jedinici vremena. Kod frekventne modulacije nije frekvencija stalna, nego se mijenja prema jednadžbi (4). U tom je slučaju trenutna kružna frekvencija frekventno moduliranog titraja definirana promjenom faznog kuta $\Delta\varphi$ unutar vrlo kratkog vremena Δt :

$$\omega = \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} \quad \dots \dots \dots (5)$$

U frekventnoj modulaciji određena je trenutna frekvencija trenutnom amplitudom modulacionog signala. Do trenutnog faznog kuta dolazimo tako da promatramo porast faznog kuta u malim vremenskim razmacima.



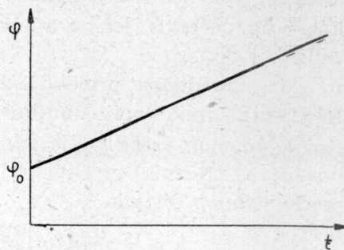
a



b

Sl. 2.

Ovisnost frekvencije frekventno moduliranog odašiljača o modulacionom signalu: a) modulacioni signal; b) frekvencija frekventno moduliranog odašiljača.



Sl. 3.

Ovisnost porasta faznog kuta nedomuliranog titraja odašiljača o vremenu.

Porast faznog kuta u pojedinom kratkom vremenskom intervalu jednak je produktu trenutne kružne frekvencije i vremenskog intervala. Tako dobiveni trenutni kut iznosi:

$$\varphi = \omega_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t \quad \dots \dots \dots (6)$$

Označimo li sa A_0 amplitudu titraja nedomuliranog odašiljača i koristeći jednačbu (6), dobivamo osnovnu jednačbu frekventno moduliranog titraja odašiljača:

$$a_{FM} = A_0 \sin \left(\omega_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t \right) \quad \dots \dots \dots (7)$$

Iz gornje jednačbe vidimo da u frekventnoj modulaciji postoji i *razmah faze* koji iznosi:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad \dots \dots \dots (8)$$

Gornji izraz za razmah faze zove se *indeksom modulacije*. Indeks modulacije δ obrnuto je proporcionalan frekvenciji modulacionog signala.

Kod frekventno moduliranih odašiljača maksimalni razmah je normiran. Za kvalitetan prijenos govora i glazbe maksimalan razmah iznosi:

$$d = \pm 75 \text{ kHz}$$

a za prijenos govora sa suženim frekventnim područjem, na primjer za telefonske potrebe dovoljan je razmah od $\pm 15 \text{ kHz}$. Iz gornjeg izlazi da je odašiljač moduliran stopostotno kad razmah iznosi $\pm 75 \text{ kHz}$. Prema tome je stepen modulacije m definiran sa:

$$m = \frac{\Delta f}{d} \quad \dots \dots \dots (9)$$

3. — Iz osnovne jednadžbe frekventno moduliranog titraja, a i sa slike 1d, vidi se da kod frekventno moduliranog titraja nastaje i modulacija faznog kuta. Ta modulacija faznog kuta definirana je, kako je već napomenuto, razmahom faze δ . Prema tome slijedi da kod frekventne modulacije nastaje i fazna modulacija. Vrijedi također i obrnuto, to jest kod fazne modulacije nastaje i frekventna modulacija. To je vidljivo iz slike 1e koja prikazuje faznu modulaciju. Na toj se slici vidi da je promjena faznog pomaka proporcionalna amplitudi modulacionog signala. Međutim uslijed faznog pomaka dolazi do međusobnog približavanja i udaljavanja titraja, što uzrokuje promjenu frekvencije, to jest frekventnu modulaciju.

Kod fazne modulacije razmah faze $\Delta\varphi$ proporcionalan je samo amplitudi modulacionog signala:

$$\Delta\varphi = k A_m \quad \dots \dots \dots (10)$$

U slučaju kad je modulacioni signal sinusoidni titraj oblika:

$$a_m = A_m \sin \omega_m t, \quad \dots \dots \dots (11)$$

momentana faza titraja iznosi:

$$\varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin \omega_m t \quad \dots \dots \dots (12)$$

Jednadžba fazno moduliranog (PM) titraja je:

$$a_{PM} = A_0 \sin(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \omega_m t) \quad \dots \dots (13)$$

Uspoređujući ovu jednadžbu s jednadžbom (7) frekventno moduliranog titraja vidi se da je jedina razlika u razmahu faze, koji iznosi kod frekventne modulacije:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{k \cdot A_m}{f_m},$$

a kod fazne modulacije:

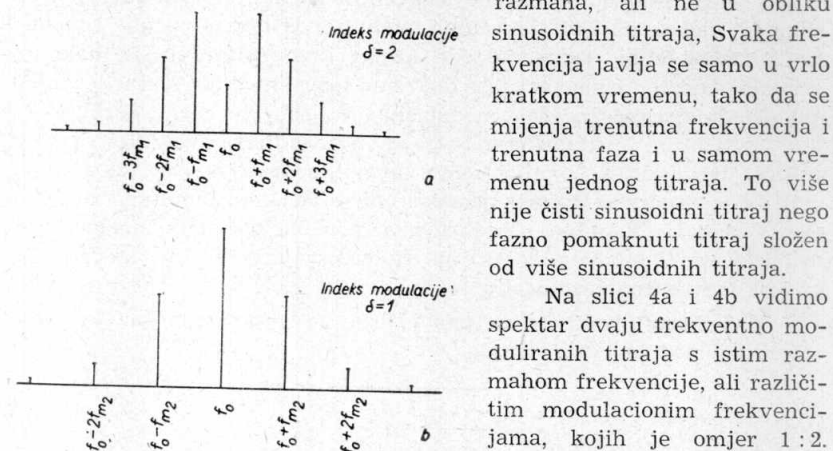
$$\Delta\varphi = k \cdot A_m$$

Fazni razmah prouzrokuje i razmah frekvencije kod fazne modulacije:

$$\Delta f = k \cdot A_m \cdot f_m = f_m \Delta \varphi \quad \dots \dots \dots (14)$$

Iz gornje jednačbe sledi da iz fazne modulacije možemo dobiti frekventnu modulaciju tako da amplitudu modulacionog signala smanjujemo proporcionalno njegovoj frekvenciji.

4. — Budući da se frekvencija i faza frekventno moduliranog odašiljača svakog trenutka mijenjaju u ovisnosti o amplitudi modulacionog signala, ovdje se uz val nosilac pojavljuje niz gornjih i donjih bočnih titraja. Frekvencija odašiljača proći će sve frekvencije unutar područja



Sl. 4.

Spektar frekventno moduliranih titraja istog razmaha a različitim frekvencija modulacionog signala: a) modulaciona frekvencija $f_m = 0.5 \Delta f$; b) $f_m = \Delta f$.

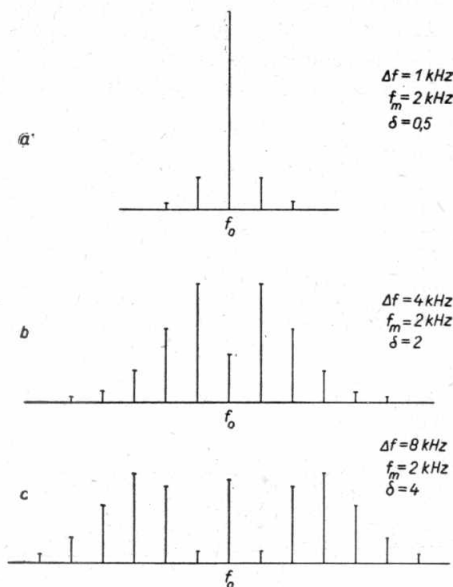
razmaha, ali ne u obliku sinusoidnih titraja, Svaka frekvencija javlja se samo u vrlo kratkom vremenu, tako da se mijenja trenutna frekvencija i trenutna faza i u samom vremenu jednog titraja. To više nije čisti sinusoidni titraj nego fazno pomaknuti titraj složen od više sinusoidnih titraja.

Na slici 4a i 4b vidimo spektar dvaju frekventno moduliranih titraja s istim razmahom frekvencije, ali različitim modulacionim frekvencijama, kojih je omjer 1:2. Amplitude obaju modulacionih signala jednake su. Iz slike spektra može se zaključiti da postoji čitav niz gornjih i donjih bočnih titraja s frekvencijama $f_0 \pm f_m$, $f_0 \pm 2 f_m$, $f_0 \pm 3 f_m$

itd., sve dok amplituda bočnih titraja ne padne na zanemarivu veličinu. Amplituda vala nosioca i bočnih titraja ovisna je jedino o modulacionom indeksu $\delta = \frac{\Delta f}{f_m}$. Zato na slici 4a i 4b usprkos istom razmahu Δf amplitude nisu iste, jer su različite frekvencije modulacionog signala, a uslijed toga je različit i indeks modulacije.

Slike 5a,b,c prikazuju spektar frekventno moduliranog titraja, s modulacionim signalom iste frekvencije, ali različite amplitude. Uslijed toga je razmah različit, a isto tako je različit i indeks modulacije. Vidimo da se uz veći indeks modulacije, dakle, u ovom slučaju uz veće amplitude modulacionog signala, pojavljuje mnogo više bočnih titraja.

Širina pojasa frekventno moduliranih titraja bila bi teoretski neizmerno velika, ali zanemarivanjem titraja čija je amplituda manja od 10%, amplitude nemoduliranog nosioca dobiva se manje širok pojas. Tako suženi spektar frekventno moduliranih titraja prouzrokuje još dopustivo izobličenje prijenosa.



Sl. 5.

Spektar frekventno moduliranih titraja s različitim razmahom, dok je frekvencija modulacionog signala ista.

Širina pojasa ovisi o indeksu modulacije i o modulacionoj frekvenciji. Indeks modulacije ograničen je stepenom modulacije, to jest razmahom i frekvencijom modulacionog signala. Uzmimo da je amplituda niskofrekventnog modulacionog signala takva da je odašiljač 100%-tno moduliran, to jest da razmah iznosi ± 75 kHz, tada uz frekvenciju modulacionog signala od 30 Hz iznosi indeks modulacije:

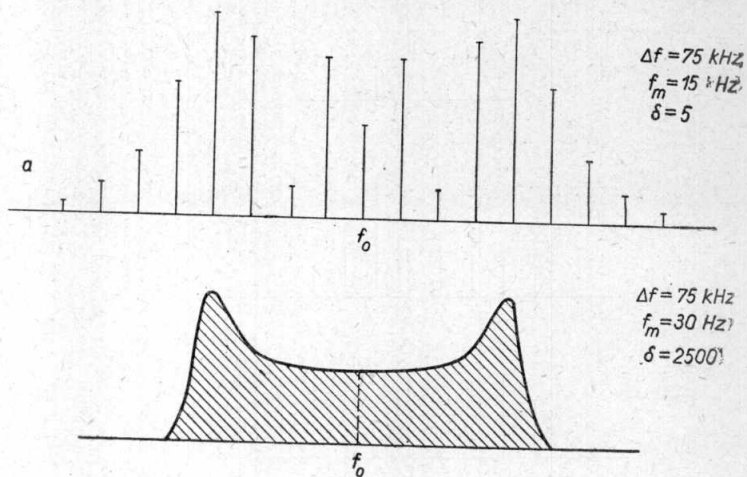
$$\delta = \frac{75.000}{30} = 2500,$$

a kod frekvencije od 15 kHz:

$$\delta = \frac{75.000}{15.000} = 5$$

Iz toga slijedi da kod niskih modulacionih frekvencija imademo veliki indeks modulacije, a to daje spektralnu sliku s velikim brojem bočnih

komponentata s uskim međusobnim razmacima. Kod više je frekvencije indeks modulacije manji i uslijed toga je manje bočnih titraja, ali s većim međusobnim razmacima. Kako se iz slike 6 vidi širinu pojasa praktički određuje indeks modulacije u ovisnosti o najvišoj modulacionoj frekvenciji. Pri prijenosu govora i glazbe amplituda najviših tonskih frekvencija malena je. Zbog tog je malen i stepen modulacije, tako da je malen razmah, a time i indeks modulacije. Za kvalitetan prijenos dovoljan je pojas širine 240 kHz. Tim pojasom obuhvaćena je pri 100%-tnoj modulaciji s frekvencijom od 15 kHz i osma bočna frekvencija, čija amplituda iznosi još 2% amplitude nedomuliranog odašiljača.



Sl. 6.

Spektar 100%-tno frekventno moduliranog radio-difuznog odašiljača: a) modulaciona frekvencija $f_m = 15 \text{ kHz}$; b) $f_m = 30 \text{ Hz}$.

Budući se kod frekventne modulacije amplituda vala odašiljača ne mijenja, snaga odašiljača neovisna je o modulacionom signalu, to jest snaga odašiljača je konstantna. Kako bočni titraji pridonose snazi odašiljača, smanjuje se snaga i amplituda vala nosioca, tako da je ukupna suma snaga konstantna. Za indekse modulacije veće od 2 skoro je sva energija odašiljača u bočnim pojasevima, a vrlo je mala energija vala nosioca.

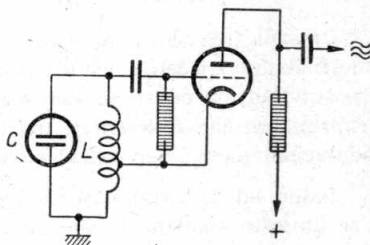
Pitanja

1. Što je modulacija?
2. Nabroji vrste modulacije!
3. Čime je karakterizirana frekventna modulacija?
4. O čemu ovisi razmah frekvencije odašiljača?
5. Što je indeks modulacije?
6. Čime je definiran stepen frekventne modulacije?
7. Koja je razlika između fazne i frekventne modulacije?

8. Kakav je spektar frekventno moduliranih titraja?
9. O čemu ovisi širina pojasa frekventno moduliranih titraja?
10. O čemu ovise amplitUDE bočnih titraja i vala nosioca?
11. Zašto je frekventna modulacija primijenjena na ultrakratkovalnom području?
12. Nabroji prednosti frekventne modulacije prema amplitudnoj modulaciji!

Frekventni modulatori

5. — Najjednostavniji frekventni modulator prikazan je na slici 7. To je Hartleyov oscilator u sklopu nazvanom ECO (prema engleskom »elektronski vezani oscilator«). Titrajni krug oscilatora sastoji se od zavojnice induktiviteta L i kondenzatorskog mikrofona kapaciteta C . Ovaj sklop omogućuje da se zvučnim titrajima direktno frekventno modulira oscilator. Uzmimo za primjer da se radi o sinusoidnom zvučnom titraju frekvencije ω_m . Tada je kapacitet kondenzatorskog mikrofona dan izrazom:



Sl. 7.
ECO-oscilator s kondenzatorskim mikrofonom kao elementom titrajnog kruga.

$$C = C_0 + \Delta C \sin \omega_m t \quad \dots \dots \dots (15)$$

Trenutna kružna frekvencija titrajnog kruga je:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} \left(1 - \frac{\Delta C}{C} \sin \omega_m t \right)} \quad \dots \dots \dots (16)$$

Kad nema zvučnih titraja frekvencija oscilatora je:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \dots \dots \dots (17)$$

Uvrstivši ω_0 u jednadžbu (16) dobivamo:

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{\Delta C}{C} \sin \omega_m t} \quad \dots \dots \dots (18)$$

Budući da je promjena kapaciteta uslijed titranja membrane ΔC mnogo manja od kapaciteta mikrofona C , možemo jednadžbu (18) pojednostavniti:

$$\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \sin \omega_m t \right) \quad \dots \dots \dots (19)$$

Iz gornje jednačbe izlazi da se frekvencija oscilatora mijenja u ovisnosti o amplitudi zvučnog titraja, o čemu ovisi amplituda titraja membrane koja prouzrokuje promjenu kapaciteta ΔC . Time je dokazano da je oscilator frekventno moduliran. Omjer $\frac{C}{\Delta C}$ možemo pisati i u obliku:

$$\frac{\Delta C}{C} = 2 \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = -2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad \dots \quad (20)$$

tako da uvrstivši jednačbu (20) u jednačbu (19) dobivamo:

$$\omega = \omega_0 + \Delta \omega \sin \omega_m t \quad \dots \quad (21)$$

što je jednako jednačbi (3).

Opisani frekventni modulator s kondenzatorskim mikrofonom ima samo fizikalno značenje, jer u tehničkom smislu ne ispunjava uvjete koji su postavljeni na odašiljač, kao što su na primjer stabilnost frekvencije, normirani razmah frekvencije itd. Osim toga se odašiljaču uvijek dovodi modulacioni napon, jer tonski su uređaji odijeljeni od odašiljača.

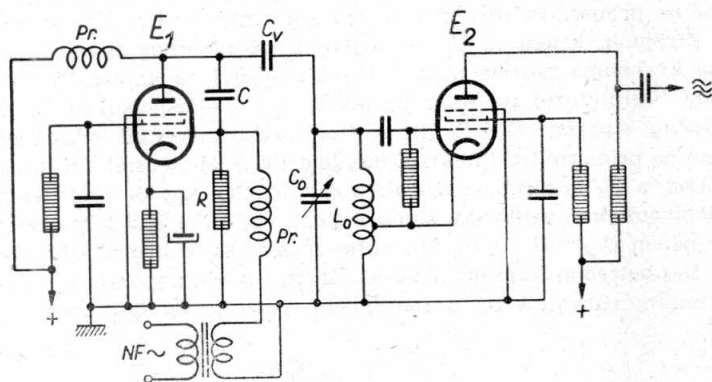
Jedno od zadovoljavajućih rješenja frekventnog modulatora je to da se umjesto kondenzatorskog mikrofona uključi u titrajni krug oscilatora odašiljača reaktantna elektronka. Reaktantnom elektronkom naziva se elektronka koja ima od anode na rešetku povratnu vezu koja zakreće fazu. Takvih sklopova ima mnogo, jedan od njih je prikazan na slici 8.

Ako na priključnice 1 i 2 priključimo visokofrekventni napon, a C i R su tako odabrani da je kapacitivni otpor kondenzatora mnogo veći od otpora R , dobivamo na rešetki pobudni napon koji je za $+90^\circ$ fazno zakrenut prema naponu na stezaljkama 1 i 2. U istoj fazi s pobudnim naponom mijenja se anodna struja i ona je fazno za 90° pomaknuta ispred anodnog napona na stezaljkama 1 i 2. Izvor priključen na stezaljke 1 i 2 opterećen je elektronkom kroz koju teče struja fazno pomaknuta za 90° ispred napona, a to je svojstvo kondenzatora. Primjenom istosmjernog prednapona mijenja se strmina, a time i kod stalne pobude i anodna visokofrekventna struja, što uzrokuje promjenu kapaciteta koji

Sl. 8. Reaktantna elektronka.

predstavlja reaktantna elektronka u sklopu prema slici 8. Anodna struja može se osim prednaponom mijenjati i modulacionim signalom dovedenim na rešetku. Na taj način možemo vršiti promjenu kapaciteta reaktantne cijevi modulacionim naponom. Na slici 9 prikazan je modulator s reaktantnom elektronkom. Elektronka E_2 u spoju je već spomenutog ECO-oscilatora. Titrajnom krugu L_0-C_0 paralelno je priključena reaktantna elektronka E_1 u sklopu kao kapacitet. Niskofrekventni modulacioni signal dovodi se u rešetkin krug i njime se mijenja kapacitet

reaktantne elektronke. Prigušnica u anodnom krugu reaktantne elektronke je zaporna prigušnica, a C_V odjeljuje istosmjerni napon od titrajnog kruga. Povratna veza od anode na rešetku postignuta je kapacitetom C i otporom R .



Sl. 9.
Modulator s reaktantnom elektronkom.

Pitanja

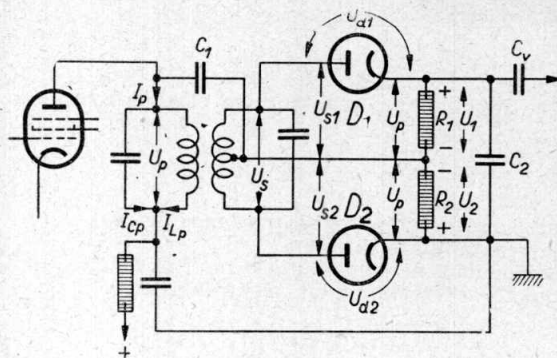
1. Prikaži i opiši sklop frekventnog modulatora!
2. Što je reaktantna elektronka?
3. Kako modulacioni signal utječe na frekvenciju oscilatora frekventnog modulatora s reaktantnom elektronkom?

Detekcija frekventno moduliranih titraja

6. — Sklopovi demodulatora za amplitudno modulirane titraje nisu upotrebljivi za detekciju frekventno moduliranih titraja. Detekcija amplitudno moduliranih titraja vrši se ispravljanjem. Međutim ispravljanjem frekventno moduliranih titraja dobiva se samo istosmjerna komponenta, jer je amplituda frekventno moduliranih titraja konstantna.

Da bi se mogla izvršiti detekcija frekventno moduliranih titraja potrebno ih je prethodno amplitudno modulirati, a zatim ispravljati. Detekcija frekventno moduliranih titraja vrši se sklopovima koji se zovu *diskriminatori*. U diskriminatoru se frekventno moduliranim titrajima mijenja amplituda proporcionalno razmahu frekvencije, a zatim se vrši ispravljanje, da bi se dobio modulacioni signal. Diskriminatora ima više vrsti; jedan od mnogo upotrebljivanih je *fazni diskriminator* prikazan na slici 10. Dio sklopa faznog diskriminatora sačinjavaju dva međufrekventna titrajna kruga. Titrajni krugovi su međusobno induktivno vezani. Sekundarni titrajni krug ima na sredini odvojak na koji se pre-

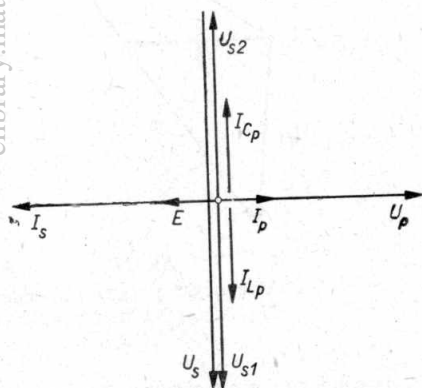
noši napon s primarnog titrajnog kruga preko kondenzatora C_1 . Funkcija je međufrekventnih titrajnih krugova u tome što mijenjaju amplitudu frekventno moduliranih titraja u ovisnosti o promjeni frekvencije. Objašnjenje toga procesa izvršit ćemo postepeno. Najprije promatrajmo napone koji vladaju na titrajnim krugovima kod nedomuliranog titraja. Napon na primarnom titrajnom krugu označen je sa U_p , a na sekundarnom titrajnom krugu je U_s . Od odvojka sekundarnog titrajnog kruga prema krajevima postoje naponi U_{s1} i U_{s2} . Ovi su naponi međusobno jednaki i protufazni pa se može pisati: $U_{s1} = -U_{s2}$. Napon U_p vlada također na otporima R_1 i R_2 , jer su i oni preko C_1 vezani jednim svojim krajem na primarni titrajni krug, dok je drugi kraj otpornika R_1 preko C_2 uzemljen, a R_2 je direktno uzemljen. Napon U_{d1} , koji je priveden diodi D_1 , dobivamo kao vektorsku sumu napona U_{s1} i U_p . Isto tako dobivamo da je napon $U_{d2} = U_{s2} + U_p$. Da bismo mogli vektorski prikazati napone U_{d1} i U_{d2} potrebno je proučiti fazne odnose između napona U_p i U_s . Kad je primarni titrajni krug u rezonanciji, onda je on čisti radni otpor.



Sl. 10.
 Fazni diskriminator.

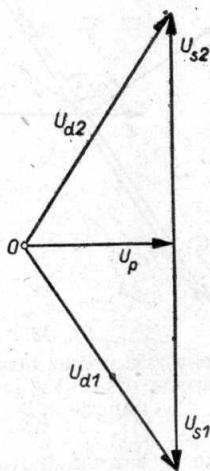
Prema tome će napon U_p i anodna struja I_p biti u fazi. Kroz induktivitet L_p teče struja I_{Lp} koja zaostaje za 90° , a kroz kondenzator C_p teče struja koja je za 90° ispred struje I_p . U zavojnici sekundarnog titrajnog kruga inducira se elektromotorna sila E koja je u protufazi s naponom U_p . Elektromotorna sila E zaostaje za 90° iza struje I_{Lp} . Sekundarni titrajni krug također je u rezonanciji, tako da će elektromotorna sila E protjerati kroz serijski spoj induktiviteta L_s i kapaciteta C_s struju I_s koja je u fazi sa E . Struja I_s stvara na zavojnici L_s pad napona U_s . Uslijed rezonancije bit će napon U_s mnogo veći od elektromotorne sile E . Napon U_s je za 90° pomaknut prema struji I_s . Spomenuto je da se napon U_s sastoji od dva jednaka protufazna napona U_{s1} i U_{s2} . Napon U_{s1} prethodi struji I_s , a napon U_{s2} , budući da je protufazan zaostaje za 90° za strujom I_s . Iz vektorskog prikaza na slici 11 vidi se da između napona U_p i U_{s1} te U_p i U_{s2} postoji fazni kut od 90° . Na slici 12 vidimo vektorski prikaz

napona U_{d1} i U_{d2} koji su vektorska suma napona U_{s1} i U_p , odnosno U_{s2} i U_p . Kod nemoduliranog titraja naponi U_{d1} i U_{d2} su jednaki. Ispravljanjem napona U_{d1} i U_{d2} pomoću dioda D_1 i D_2 dobivamo na otpornicima R_1 i R_2 istosmjerne napone U_1 i U_2 koji su jednaki. Budući su ti naponi suprotno polarizirani i jednaki, napon između tačaka A i B jednak je nuli.



Sl. 11.

Vektorski prikaz faznih odnosa napona U_p i U_s kod rezonancije.

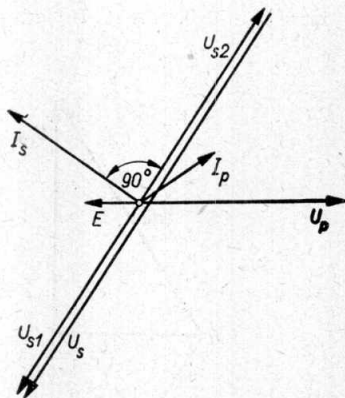


Sl. 12.

Vektorski prikaz napona U_{d1} i U_{d2} kod rezonancije.

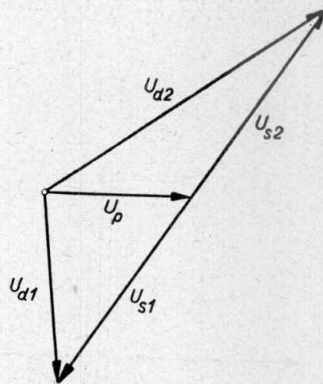
Posve je drukčija slika kod detekcije frekventnog moduliranog titraja. Pogledajmo vektorski prikaz napona U_{d1} i U_{d2} u trenutku kad se frekvencija odašiljača promijenila uslijed modulacije. Tada titrajni krugovi nisu više u rezonanciji. Na slici 13 dan je vektorski prikaz gdje je frekvencija viša od rezonantne frekvencije. U tom je slučaju struja kroz primarni titrajni krug I_p kapacitivna i fazno je pomaknuta ispred napona U_p . I u ovom se slučaju inducira u zavojnici L_s elektromotorna sila E koja je u protufazi s naponom U_p . Samo sada serijska veza induktiviteta L_s i kapaciteta C_s daje induktivni otpor i uslijed toga struja I_s fazno zaostaje za naponom E . Struja I_s opet stvara na zavojnici L_s pad napona U_s koji je za 90° pomaknut ispred struje I_s . Fazni pomak između napona U_p i U_s sada je različit od 90° . I u ovom su slučaju naponi U_{s1} i U_{s2} jednaki i protufazni. Na slici 14 prikazani su vektorski naponi U_{d1} i U_{d2} . Ti naponi više nisu po veličini jednaki. Visokofrekventni naponi U_{d1} i U_{d2} nakon ispravljanja pomoću diode D_1 i D_2 stvaraju istosmjerne napone U_1 i U_2 na otpornicima R_1 i R_2 . Ovi istosmjerni naponi približno su jednaki tjemenoj vrijednosti napona U_{d1} i U_{d2} . Promjena istosmjernih napona U_1 i U_2 linearno je ovisna o promjeni amplituda napona U_{d1} i U_{d2} . Sada

suma suprotno polariziranih istosmjernih napona U_1 i U_2 nije više nula, nego se između tačaka A i B pojavljuje napon koji je jednak njihovoj razlici. Razlika napona U_1 i U_2 to je veća što je veći razmah frekvencije.



Sl. 13.

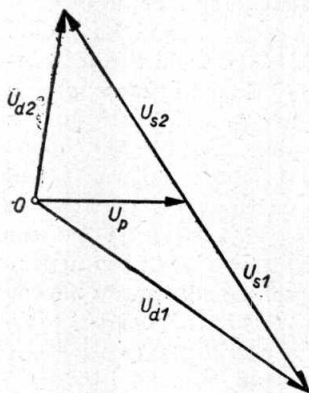
Vektorski prikaz faznih odnosa napona U_p i U_s izvan rezonancije ($f > f_0$).



Sl. 14.

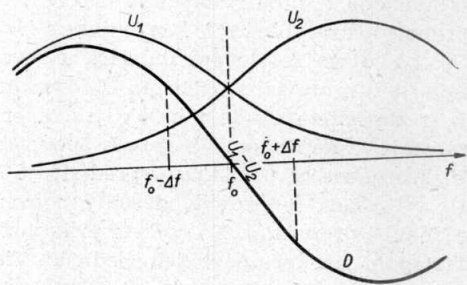
Vektorski prikaz napona U_{d1} i U_{d2} izvan rezonancije ($f > f_0$).

Kako je razmah ovisan o amplitudi modulacionog signala, to će napon koji nastaje između tačaka A i B biti proporcionalan modulacionom signalu. Preko kondenzatora C_V odvodimo detektirani modulacioni signal. Kondenzator C_2 malog je kapaciteta, tako da ne odvodi na masu ton-frekventni signal. Slika 15 daje vektorski prikaz napona U_{d1} i U_{d2} kad je frekvencija frekventno moduliranog odašiljača niža od frekvencije



Sl. 15.

Vektorski prikaz napona U_{d1} i U_{d2} izvan rezonancije ($f < f_0$).



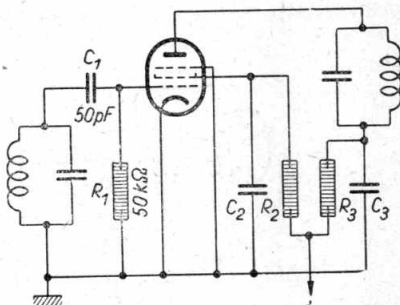
Sl. 16.

Karakteristika detekcije faznog diskriminatora.

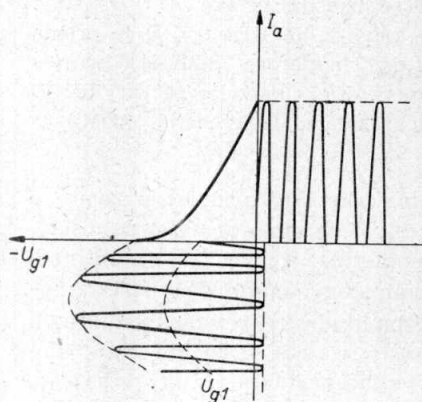
nemoduliranog odašiljača. Na slikama 14 i 15 vidimo da se naponi U_{d1} i U_{d2} mijenjaju u ovisnosti o frekvenciji odašiljača. Slika 16 prikazuje ovisnost napona U_1 i U_2 o frekvenciji odašiljača. Razlika napona U_1 i U_2 prikazana je krivuljom D . Vidimo da je na rezonantnoj frekvenciji razlika jednaka nuli. Drugim riječima, između tačaka A i B nema napona. Promjenom frekvencije odašiljača javlja se između tačaka A i B napon proporcionalan naponu koji prikazuje krivulja D . Krivulja D je prema tome karakteristika detekcije faznog diskriminatora. Radi što manjeg izobličenja detekcija se vrši na linearnom dijelu krivulje D . Krivulja D mora da bude linearna u području razmaha frekvencije odašiljača $f_0 \pm \Delta f$.

7. — Kako je u uvodu napomenuto, frekventna modulacija smanjuje smetnje kod prijema. Ta se prednost ostvaruje samo uz uvjet da diskriminator ne reagira na promjenu amplituda frekventno moduliranih titraja. Međutim kod faznog diskriminatora amplituda detektiranog modulacionog signala ovisna je i o amplitudi frekventno moduliranih titraja. Uzrok ovom nepoželjnom svojstvu faznog diskriminatora je u tome što se promjenom amplituda frekventno moduliranih titraja mijenja proporcionalno i napon U_1 i U_2 uzrokuje i promjenu njihove razlike, U_2 uzrokuje i promjenu njihove razlike, koja je detektirani modulacioni signal. Uslijed toga bi svaka promjena amplituda frekventno moduliranih titraja, koja može nastati na primjer na putu od odašiljača do prijemnika, od antenskog ulaza do diskriminatora, kvarila kvalitetu prijema. Da bismo imali kvalitetan prijem potrebno je spriječiti da promjene amplituda frekventno moduliranih titraja dopru do faznog diskriminatora. U tu svrhu stavlja se ispred diskriminatora sklop koji dovodi diskriminatoru frekventno modulirane titraje konstantne amplitude. Takav se sklop zove ograničavač (limiter).

Najjednostavniji sklop ograničavača je audion s pentodom koja ima snižene napone na anodi i zaštitnoj rešetki. Sklop takvog ograničavača prikazan je na slici 17. Elektronka nema poseban izvor za pred-napon, nego se on stvara ispravljanjem dovedenog signala na rešetku. Otporima R_2 i R_3 snižava se anodni napon i napon zaštitne rešetke, na kojih 50 V. Time se postiže malo pobudno područje elektronke. Pobudno područje ograničeno je pozitivnim naponom na prvoj rešetki koji pro-uzrokuje struju rešetke, a posljedica je da ulazni otpor, kojim elektronka opterećuje izvor, postaje vrlo malen. Drugi kraj uzbudnog područja određen je negativnim



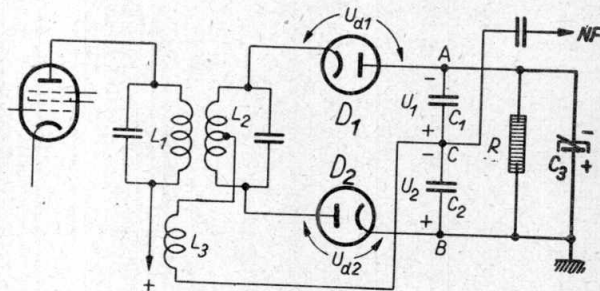
Sl. 17.
Ograničavač frekventno moduliranog signala.



Sl. 18. Karakteristika ograničavača.

mora da ima malu vremensku konstantu (2 do $10 \mu\text{sek}$) da bi i pri kratkotrajnim impulsima ograničavanje bilo uspješno. Pojačanje sklopa ograničivača je maleno, a to traži veće pojačanje međufrekventnih stupnjeva ispred njega. To je mana faznog diskriminatora, jer time se komplicira konstrukcija aparata. Zbog toga su razvijeni sklopovi diskriminatora koji ne reagiraju na kolebanja amplituda frekventno moduliranih signala.

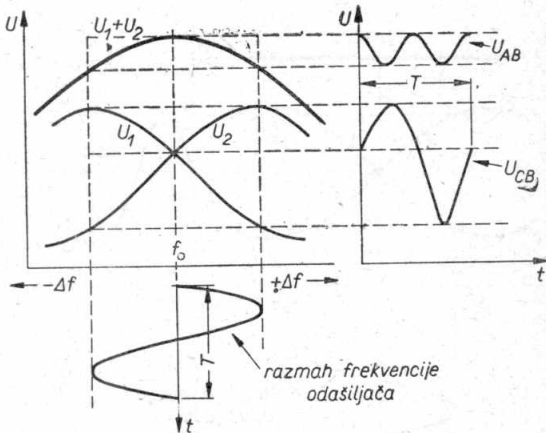
8. — Konstruktivno rješenje diskriminatora, koji ima tražena svojstva, predstavlja »ratio-detektor«. Taj engleski naziv usvojen je u svjetskoj stručnoj literaturi, pa je prihvaćen i u našoj. Shema ratio-detektora prikazana je na slici 19. Osnovna razlika između ratio-detektora i faznog



Sl. 19. Ratio-detektor.

diskriminatora je u tome što su diode spojene tako da su im smjerovi propuštanja suprotni. Umjesto kapacitivne veze između primarnog titrajnog kruga i sredine zavojnice sekundarnog kruga preko kondenzatora C_1 (slika 10), postoji kod ratio-detektora veza pomoću zavojnice L_3 , koja je induktivno vezana samo sa zavojnicom primarnog titrajnog kruga. Primarni i sekundarni titrajni krug u oba su diskriminatora međusobno induktivno vezani. Djelovanje visokofrekventnog dijela ratio-detektora isto je kao i faznog diskriminatora. Amplituda visokofrekventnih napona na diodama U_{d1} i U_{d2} ovisna je i ovdje o razmahu frekvencije, kao i kod faznog diskriminatora.

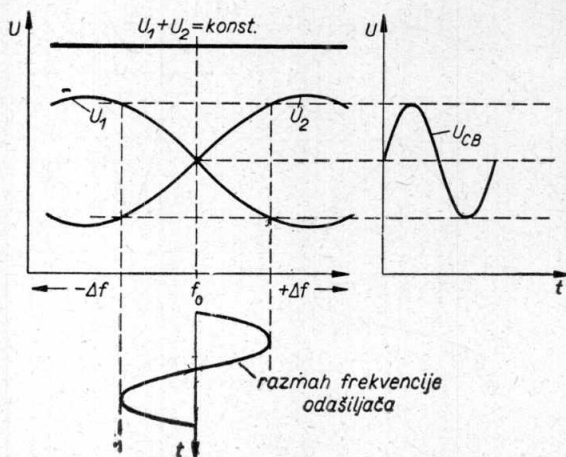
Vektorski prikazi visokofrekventnih napona i struja na slikama 11, 12, 13, i 14 vrijede i za ratio-detektor. Visokofrekventni signali dovođe se diodama preko kondenzatora C_1 i C_2 . Ispravljanjem visokofrekventnih napona U_{d1} i U_{d2} nastaju na kondenzatorima C_1 i C_2 isto-



Sl. 20.
Karakteristika detekcije ratio-detektora bez kondenzatora C_3 .

smjerni naponi U_1 i U_2 koji su približno jednaki tjemenoj vrijednosti visokofrekventnih napona U_{d1} i U_{d2} . Uslijed toga što su diode D_1 i D_2 ovdje spojene tako da su im smjerovi propuštanja suprotni, istosmjerni su naponi na kondenzatorima C_1 i C_2 , U_1 i U_2 polarizirani u istom smjeru. Prema tome između tačaka A i B imamo sumu napona U_1 i U_2 , a ne razliku kao kod faznog diskriminatora. Kad ne bi bio priključen kondenzator C_3 imali bismo između tačaka A i B napon koji bi se mijenjao u ovisnosti o razmahu frekvencije. Na slici 20 prikazan je dijagram sume napona U_1 i U_2 u ovisnosti o razmahu frekvencije. Ta krivulja potpuno je neprikladna za detekciju, jer detektirani niskofrekventni signal ima dvostruku frekvenciju moduliranog signala. Slika 20 prikazuje nam još i napon između tačaka A i C. To je napon proporcionalan naponu U_2 . Vidimo da i ta krivulja ne zadovoljava, jer je detekti-

rani signal jako izobličen. Sva ova razmatranja provedena su bez kondenzatora C_3 . Sada uključimo kondenzator C_3 . To je kondenzator kapaciteta od 2 do 5 μF . Kondenzator C_3 i otpor R imaju vremensku konstantu od 0,1 do 0,25 sek. Kondenzator C_3 nabije se na srednju vrijednost sume napona U_1 i U_2 koji vladaju na kondenzatorima C_1 i C_2 . Uslijed velike vremenske konstante napon na kondenzatoru C_3 nije kadar slijediti promjene napona između tačaka A i B koje su vrlo brze i u ritmu frekvencije modulacionog signala. Djelovanje kondenzatora C_3 pri promjenama koje su brže od vremenske konstante takvo je kao da je umjesto njega priključena baterija istog napona koji vlada u kondenzatoru C_3 . Kako je unutarnji otpor baterije malen, ona jače opterećuje ispravljački sklop kad je suma napona U_1 i U_2 veća od napona baterije. Nasuprot tome kad je suma napona U_1 i U_2 manja od napona baterije onda baterija ne opterećuje ispravljački sklop, a dodatno nabija kondenzator C_1 i C_2 , tako da je suma tih napona uvijek jednaka



Sl. 21.
 Karakteristika detekcije ratio-detektora.

naponu baterije. Uslijed toga što kondenzator C_3 poput baterije različito opterećuje ispravljački sklop, suma je istosmjernih napona U_1 i U_2 na kondenzatorima C_1 i C_2 konstantna. Zbog toga istosmjerni napon između tačaka A i B ne koleba u ritmu modulacionog signala.

Sada treba promatrati kako djeluje priključak kondenzatora C_3 na napone U_1 i U_2 . Naponi U_1 i U_2 približno su jednaki tjemenoj vrijednosti visokofrekventnog napona U_{d1} i U_{d2} . Uslijed djelovanja kondenzatora C_3 dolazi do različitog opterećenja sklopa ispravljača, a i titrajnog kruga, što uzrokuje odgovarajuću promjenu amplituda napona U_{d1} i U_{d2} , tako da im je suma uvijek konstantna. Krivulje napona U_1 i U_2 , koje prikazuju ovisnost napona o promjeni frekvencije, razlikuju se kad je uključen kondenzator C_3 od onih bez kondenzatora C_3 . Te

krivulje u ovisnosti o razmahu frekvencije prikazane su na slici 21, gdje se jasno vidi da je promjena napona bilo na kondenzatoru C_1 bilo na C_2 proporcionalna modulacionom signalu. Time što je kod ratio-detektora suma napona U_1 i U_2 konstantna, postignuta je linearna krivulja detekcije. U ratio-detektoru onemogućeno je djelovanje brzih promjena amplituda frekventno moduliranih titraja koje nastaju uslijed parazitne amplitudne modulacije koju prouzrokuju kratkotrajni impulsi smetnja na detektirani niskofrekventni signal. Nasuprot polaganoj promjeni amplituda frekventno moduliranih titraja, koje nastaju uslijed promjene jakosti polja, uzrokuju polagane promjene napona na kondenzatoru C_3 , ali te su promjene nečujne za uho. Vrlo dobro potiskivanje smetnji u detektiranom niskofrekventnom signalu dobiva se kombinacijom sklopa ograničavača i ratio-detektora. Postoji mnogo različitih sklopova ratio-detektora, ali je svima principijelno djelovanje isto kao opisanog.

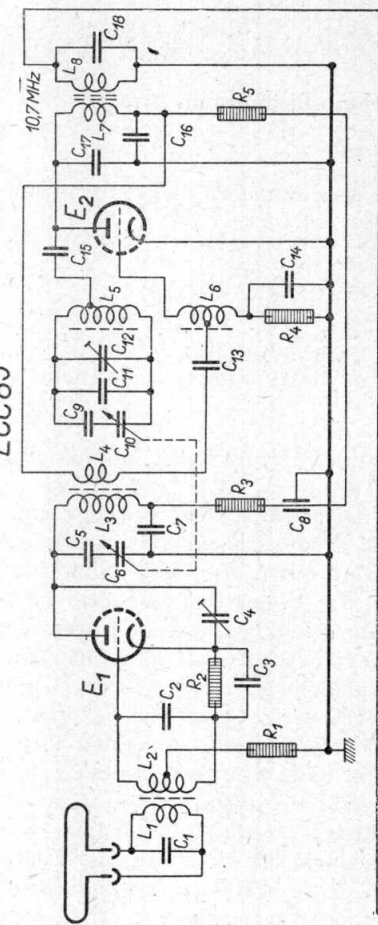
Pitanja

1. Kako se vrši detekcija frekventno moduliranih titraja?
2. Što je diskriminator?
3. Koja su svojstva diskriminatora?
4. Opiši sklop faznog diskriminatora!
5. Na koji način dolazi u sklopu diskriminatora do promjene amplitude frekventno moduliranog titraja?
6. Kako je dobivena karakteristika detekcije faznog diskriminatora?
7. Što je i čemu služi ograničavač?
8. Opiši sklop ograničavača i njegovo djelovanje!
9. Opiši sklop ratio-detektora!
10. Koja su svojstva ratio-detektora?
11. Opiši karakteristiku detekcije ratio-detektora!
12. U čemu je razlika između faznog diskriminatora i ratio-detektora?

Opis ultrakratkovalnog prijemnika za frekventnu modulaciju

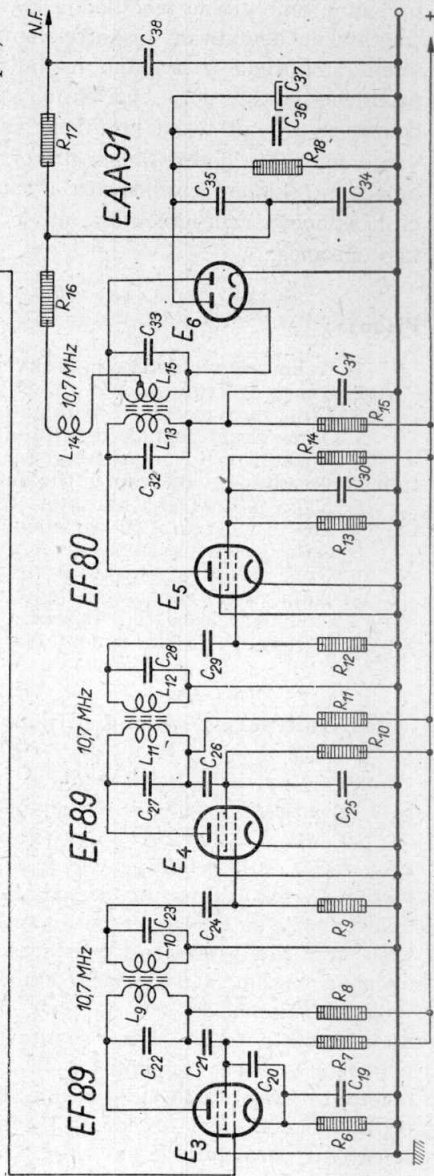
9. — Na slici 22 prikazana je shema ultrakratkovalnog prijemnika za frekventnu modulaciju. Prijemnik je konstruiran za područje od 87 do 100 MHz. Visokofrekventni signal prenosi se iz antene na titrajni krug $L_2 C_2$, koji pobuđuje triodu E_1 . Ta je elektronka spojena kao selektivno visokofrekventno pretpojačalo. Za ultrakratkovalni predstupanj upotrebljava se trioda jer ima manji šum od pentode i time omogućuje veću graničnu osjetljivost prijemnika. Pobuda triode E_1 vrši se djelomično rešetkom, a djelomično katodom, jer je zavojnica L_2 preko odvojka uzemljena. Taj spoj daje vrlo povoljan odnos signal—šum. Mijenjanjem induktivitet L_2 ugodni se titrajni krug $L_2 C_2$ na sredinu područja prijema. Antenska zavojnica L_1 u čvrstoj je induktivnoj vezi sa zavojnicom L_2 tako da je taj titrajni krug jako prigušen uslijed opterećenja niskoomskom antenom. U anodnom krugu triode E_1 nalazi se selektivni paralelni titrajni krug. Da bi se s triodom postiglo što veće pojačanje i spriječilo osciliranje uslijed parazitnog djelovanja kapaci-

ECC85

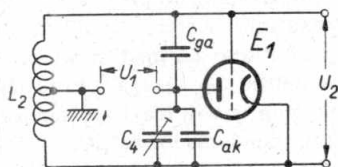


Sl. 22.

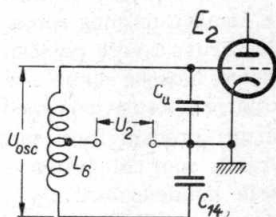
Shema ultrakratkovalnog prijemnika za frekventnu modulaciju. $C_1 = 33 \text{ pF}$, $C_2 = 12 \text{ pF}$, $C_3 = 2 \text{ nF}$, $C_4 = 2-5 \text{ pF}$, $C_5 = 60 \text{ pF}$, $C_6 = 20 \text{ pF}$, $C_7 = 2 \text{ nF}$, $C_8 = 5 \text{ nF}$, $C_9 = 40 \text{ pF}$, $C_{10} = 20 \text{ pF}$, $C_{11} = 8 \text{ pF}$, $C_{12} = 2-5 \text{ pF}$, $C_{13} = 50 \text{ pF}$, $C_{14} = 11 \text{ pF}$, $C_{15} = 20 \text{ pF}$, $C_{16} = 600 \text{ pF}$, $C_{17} = 10 \text{ pF}$, $C_{18} = 40 \text{ pF}$, $C_{19} = 50 \text{ nF}$, $C_{20} = 5 \text{ nF}$, $C_{21} = 10 \text{ nF}$, $C_{22} = C_{23} = C_{24} = 50 \text{ pF}$, $C_{25} = 5 \text{ nF}$, $C_{26} = 10 \text{ nF}$, $C_{27} = C_{28} = C_{29} = 50 \text{ pF}$, $C_{30} = C_{31} = 10 \text{ nF}$, $C_{32} = 15 \text{ pF}$, $C_{33} = 50 \text{ pF}$, $C_{34} = C_{35} = 400 \text{ pF}$, $C_{36} = 10 \text{ nF}$, $C_{37} = 5 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{38} = 1 \text{ nF}$, $R_1 = 15 \text{ }\Omega$, $R_2 = 180 \text{ }\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 160 \text{ }\Omega$, $R_7 = 68 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_9 = R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{11} = 2 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{13} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_{14} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{15} = 27 \text{ k}\Omega$, $R_{16} = R_{17} = 50 \text{ k}\Omega$, $R_{18} = 40 \text{ k}\Omega$.



teta anoda—rešetka, potrebno je provesti neutralizaciju. Ovdje je neutralizacija izvedena pomoću polupromjenljivog kondenzatora C_4 , čime je ostvaren izbalansirani mosni spoj prikazan na slici 23. Jednu granu mosta čine dio zamjenice L_2 i kapacitet anoda—rešetka triode, a druga je grana mosta drugi dio zavojnice L_2 i paralelni spoj kondenzatora C_4 i kapaciteta anoda—katoda triode. Most se napaja anodnim visokofrekventnim naponom U_1 . Pri ravnoteži mosta napon U_2 koji vlada između rešetke i katode jednak je nuli. U tom se slučaju visokofrekventni napon iz anodnog kruga ne prenosi u krug rešetka—katoda.

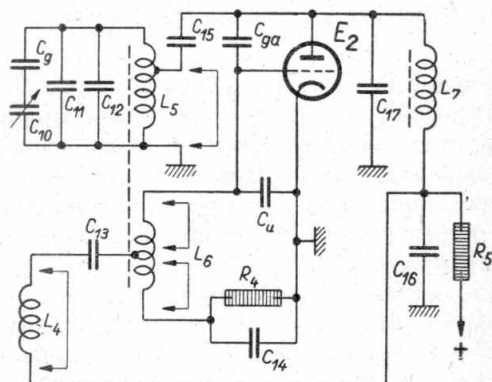


Sl. 23.
Neutralizacija ulaznog stupnja visokofrekventnog pojačala.



Sl. 24.
Mosni spoj stupnja za miješanje kojim se odijeljuje oscilator od ulaznog stupnja.

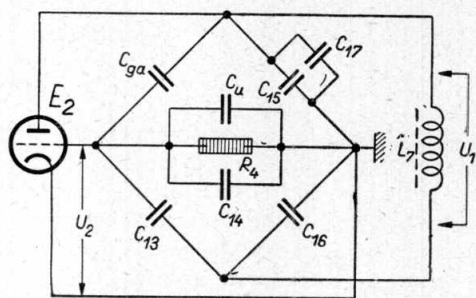
Drugi stupanj je trioda E_2 u spoju oscilatora i sklopa za miješanje. Pojačani signal s prvog stupnja dovodi se na drugi stupanj pomoću zavojnice L_4 koja je jednim krajem uzemljena preko kondenzatora C_{16} , a drugim je krajem spojena na sredinu reakcione zavojnice L_6 . Na toj tački nema napona oscilatora, jer obje polovice zavojnice L_6 čine s ulaznim kapacitetom C_u i kondenzatorom C_{14} uravnotežen mosni spoj, prikazan na slici 24. Tim mostom izbjegnuta je veza između titrajnog



Sl. 25.
Upotpunjena shema stupnja za miješanje.

kruga u anodi triode E_1 i titrajnog kruga oscilatora. Na taj je način potisnuto prigušenje što ga vrši jedan titrajni krug na drugi, te povlačenje frekvencije oscilatora u ovisnosti o titrajnom krugu predstavnja. Spriječen je i prijelaz energije oscilatora na antenski krug. Trioda E_2 spojena je kao Meissnerov oscilator. Oscilatorski krug čine zavojnice L_5 s paralelnim kapacitetima C_9 do C_{12} . Kako na rešetku triode E_2 dolaze dva visokofrekventna napona, ulazni i oscilatorski, nastaje aditivno miješanje.

U anodnom krugu nalazi se međufrekventni titrajni krug. I ovdje je pomoću mosnog spoja postignuto smanjenje prigušenja međufrekventnog kruga i veće pojačanje. Sa sheme na slici 22 teško je prepoznati elemente mosnog spoja i zato je posebno prikazana trioda E_2 na slici 25, koja je upotpunjena međuelektrodnim kapacitetima. Za međufrekventnu struju predstavljaju visokofrekventne zavojnice L_4 , L_5 i L_6 praktički kratak spoj. Međufrekventni titrajni krug čine zavojnice L_7 i serijska veza kondenzatora C_{16} s paralelno vezanim kondenzatorima C_{17} i C_{15} . Mosni spoj prikazan na slici 26 također je za međufrekvenciju sklop



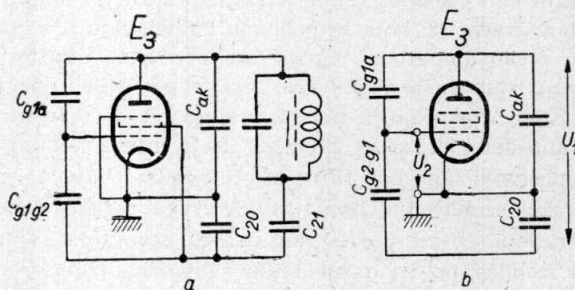
Sl. 26.
 Neutralizacija stupnja za miješanje.

s reakcijom pomoću kapacitivnog djelitelja napona. Kad je most u ravnoteži, kompenzirano je povratno djelovanje kapaciteta C_{ga} , ali je međufrekventni krug još uvijek opterećen malim unutarnjim otporom triode. Smanjenjem kapaciteta kondenzatora C_{16} most nije više uravnotežen i na rešetku triode dolazi napon pozitivne reakcije. Kapacitet kondenzatora C_{16} odabire se tako da se praktički kompenzira prigušenje međufrekventnog kruga unutarnjim otporom triode. Trioda ima sada uslijed naponske pozitivne reakcije velik unutarnji otpor, a time i pojačanje poput pentode. Taj sklop mora da ima veliku stabilnost da ne nastupe oscilacije. Stabilnost sklopa postignuta je time što trioda radi istovremeno i kao oscilator, tako da je srednja strmina triode vrlo konstantna i neovisna o promjeni istosmjernih napona i starenju elektronke.

10. — Međufrekventni titrajni krugovi podešeni su na frekvenciju od 10,7 MHz. Ovako visoka međufrekvencija odabrana je zato da se što bolje potisnu smetnje koje izazivaju zrcalne frekvencije. Širina pojasa prijemnika, a time i međufrekventnog pojačala, potrebna za kvalitetan prijem, iznosi 240 kHz. Radi bolje selektivnosti prijemnika smanjuje se širina pojasa na iznos koji je 2,5 puta veći od maksimalnog razmaha, u ovom slučaju oko 190 kHz. Time nastaju prigušenja amplituda udaljenih bočnih frekvencija, koja se ponovno izravnavaju u stupnju ograničavača. No svako amplitudno izobličenje ove vrsti, usprkos tome što je eliminirano u stupnju ograničavača, ima za posljedicu dodatnu faznu modulaciju. Kako svaka fazna modulacija izaziva i frekventnu modulaciju, na ratio-detektor stiže izobličen frekventno moduliran signal. Krivulja propuštanja pojasnog filtra utječe svojim oblikom i na amplitudna i na fazna izobličenja. Dva titrajna kruga vezana iznad kritične veze daju traženu širinu pojasa, ali uslijed stvaranja sedla nastaju velika fazna izobličenja. Stvaranje sedla uslijed nadkritičke veze može se izbjeći prigušenjem titrajnih krugova, čime se i veza smanjuje na kritičnu, ili još manju. Širina takvog prigušenog pojasnog filtra samo je malo veća od širine neprigušenog pojasnog filtra. Prigušenje titrajnih krugova može se postići bilo uključivanjem paralelnog otpora bilo izvođenjem induktiviteta s malim faktorom dobrote. Ako želimo izbjeći izobličenja u pojasnom filtru, onda nastali fazni pomak mora da bude proporcionalan razmahu frekvencije. U tom slučaju izaziva frekventna modulacija jednu faznu modulaciju koja ima za posljedicu opet frekventnu modulaciju u kojoj nema izobličenja. Ako je nastali fazni pomak u pojasnom filtru proporcionalan razmahu frekvencije, onda je vremensko zakašnjenje za sve frekvencije isto. Posljedica je da na izlazu iz pojasnog filtra imademo isti frekventno modulirani signal kao i na ulazu, ali samo vremenski pomaknut. S obzirom na faznu distorziju najpovoljniji je zvonolik oblik krivulje propuštanja pojasnog filtra.

Međufrekventno pojačalo je trostepeno. Prvi stepen čini pentoda E_3 u spoju koji se ne razlikuje od uobičajenog sklopa za međufrekventno pojačalo amplitudno moduliranog prijemnika, osim što nema automatske regulacije fejdinga koja je nepotrebna kod frekventne modulacije, i što je neutralizacija provedena preko zaštitne rešetke. Slike 27a i 27b prikazuju mosni spoj kojim je provedena neutralizacija. Kondenzatorom C_{21} doveden je dio protufaznog anodnog signala na zaštitnu rešetku koja preko kapaciteta zaštitne rešetke i prve rešetke C_{g2-g1} dovodi taj signal na prvu rešetku i time kompenzira djelovanje anode na prvu rešetku preko kapaciteta C_{g1-a} . Istim takovim spojem neutraliziran je i drugi stupanj s pentodom E_4 . Posljednji, treći stepen, radi kao ograničavač. On potiskuje amplitudnu modulaciju nastalu uslijed linearnih izobličenja u međufrekventnom pojačalu, kao i onu koju su uzrokovale vanjske smetnje. Ako je amplituda međufrekventnog signala na rešetki ograničavača vrlo velika dolazi do smanjenja međufrekventnog signala na ratio-detektoru. Uslijed velikog pobudnog signala teče struja kroz elektronku samo u kratkom dijelu periode međufrekventnog signala,

a u preostalom vremenu elektronka je zakočena. U anodnom krugu imamo jako izobličen signal, tako da usprkos istoj amplitudi anodnog signala osnovni harmonik međufrekventnog signala opada. Na taj se način pogoršava omjer signal—šum, što omogućava prodor smetnji u niskofrekventni dio prijemnika. Da bismo spriječili preveliku pobudu stupnja za ograničavanje potrebno je da i drugi stupanj počinja ogra-



Sl. 27.

Neutralizacija međufrekventnog pojačala: a) shema sklopa; b) shema mosnog spoja neutralizacije.

ničavati kod većeg ulaznog signala na prijemniku. Drugi stupanj za male signale uobičajeno je međufrekventno pojačalo, a prednapon dobiva ispravljanjem signala na prvoj rešetki. Ograničavanje nastupa istom pri većem signalu kako bi se spriječila prevelika pobuda trećeg stupnja. Vremenske konstante $R-C$ elemenata u rešetkinom krugu drugog i trećeg stupnja odabrane su tako da i pri vrlo kratkotrajnoj smetnji nastupa ograničenje amplitude.

Na međufrekventno pojačalo priključen je ratio-detektor s duodiodom (elektronka E_6). Funkcija ovog diskriminatora već je detaljno opisana, a jedina je razlika u tome što je u odvodu niske frekvencije uključen korekcionni član $R_{17}-C_{38}$. Taj član prigušuje više tonske frekvencije koje su izdignute u pojačalu modulacionog signala odašiljača. Na taj se način postiže još bolji omjer korisnog signala prema šumu ili smetnjama. Niskofrekventno pojačalo nije ucrtano, jer to može biti svako kvalitetno niskofrekventno pojačalo s izlaznom snagom prema potrebi. U kućnim radio-aparatima za amplitudnu i frekventnu modulaciju izvedeno je međufrekventno pojačalo zajednički za obje vrste međufrekvencije, to jest za 468 kHz i 10,7 MHz, a odijeljeni su stupnjevi za visokofrekventno pretpojačanje, miješanje i detekciju.

Ing. Branko Somek

Fizikalne osnove tranzistora

Poluvodiči

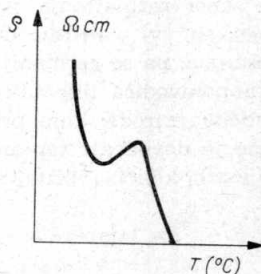
1. — Vodiči su takvi materijali kojih je veza između elektrona u vanjskoj ljusci — valentnih elektrona — i jezgre slaba, tako da se valentni elektroni lako oslobađaju i postaju slobodni elektroni. Izolatori su naprotiv materijali u kojima su elektroni u vanjskoj ljusci čvrsto vezani s jezgrom. Između tih dviju vrsti materijala nalazi se treća, nazvana poluvodičima.

Sada ćemo promatrati poluvodiče kao materijale koji nas zanimaju pri izradi tranzistora. Veličina otpora poluvodiča nalazi se u granicama između otpora vodiča i izolatora. Na primjer, specifični otpor poluvodiča germanija iznosi na sobnoj temperaturi od 25°C $60\ \text{oma}\cdot\text{cm}$, bakra kao predstavnika dobrih vodiča $1,7 \cdot 10^{-6}\ \text{oma}\cdot\text{cm}$, a izolatora kvarca $10^{17}\ \text{oma}\cdot\text{cm}$.

Važno je uočiti kako se otpor poluvodiča mijenja s promjenama temperature.

U vodičima, proporcionalno povišenju temperature, raste i otpor, dok se izolatori pri takvu stanju vladaju sasvim drugačije. Povišenjem temperature otpor materijala se ne mijenja, sve dok se ne postigne izvjesna temperatura na kojoj dolazi do naglog smanjenja otpora. O toj temperaturi ovisi i kvalitet izolatora.

Dijagram na sl. 1 prikazuje ovisnost otpora poluvodiča o temperaturi. Početni dio krivulje pokazuje da se materijal vlada slično izolatoru, zatim dobiva svojstva slična vodičima, a na višim temperaturama ponaša se opet kao izolator, samo s tom razlikom što je temperatura uz koju dolazi do naglog smanjenja otpora znatno niža nego kod izolatora. Na slici lako zamjećujemo da je otpor poluvodiča u vrlo velikoj mjeri ovisan o temperaturi, i da su to materijali s negativnim temperaturnim koeficijentom, što znači da im se s povećanjem temperature otpor smanjuje.

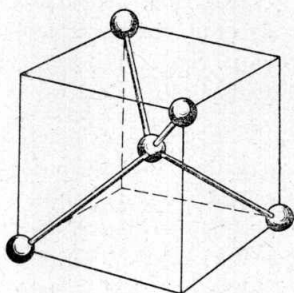


Slika 1.
Ovisnost otpora poluvodiča o temperaturi

Kristalna struktura

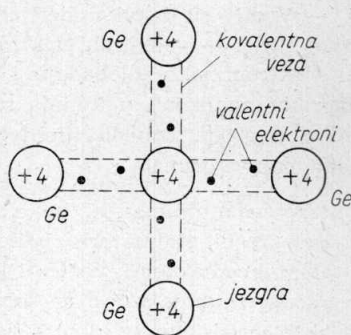
2. — Germanij i silicij materijali su koji se najviše upotrebljavaju u proizvodnji tranzistora i dioda.

Raspored atoma u kristalnoj rešetki monokristalnog germanija, odnosno silicija, prikazan je na sl. 2. Svaki je atom vezan sa četiri susjedna atoma, tako da su razmaci između njih jednaki. Germanijev se atom sastoji od jezgre i 32 elektrona. Jezgra i 28 elektrona u potpunim ljuskama čine inertnu jezgru, koja ne utječe na kemijska i električka svojstva materijala. Preostala 4 elektrona u vanjskoj ljusci



Slika 2.

Raspored atoma u kristalnoj rešetki monokristalnog germanija. Spojnicama su označene kovalentne veze



Slika 3.

Pojednostavljeni prikaz atoma germanija u kristalnoj rešetki.

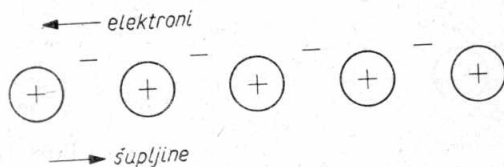
valentni su elektroni. O njima ovise kemijska i električka svojstva materijala. Zbog toga se atom može prikazati i na jednostavniji način, (sl. 3). Po dva valentna elektrona iz susjednih atoma vežu se u parove i čine tzv. kovalentnu vezu, koja drži atome u kristalnoj rešetki.

Ova razmatranja vrijede samo za savršenu kristalnu rešetku u kojoj su svi valentni elektroni vezani, to jest kad nema slobodnih elektrona, pa se germanij ponaša kao izolator. Međutim kristalna struktura poluvodiča nije nikada posve savršena. Javljaju se nesavršenosti različite prirode, koje predstavljaju izvore slobodnih elektrona. Uzrok tome je dovođenje toplinske, odnosno svjetlosne energije, ili dodavanje izvjesnih količina primjesa čistom germaniju.

3. — Na temperaturi pri apsolutnoj nuli elektroni miruju. Ali već na sobnoj temperaturi, uslijed molekularnih vibracija nastalih od toplotnog titranja kristalne rešetke, pojedini valentni elektroni povećavaju svoju energiju, pa dolazi do raskidanja pojedinih kovalentnih veza. Rezultat toga je nastajanje slobodnih elektrona. Oslobođanjem

elektrona ostala je nepopunjena jedna veza; kaže se da je nastala šupljina. U stvari šupljina ne postoji, to je samo odsutnost elektrona. Atom, koji je prije gubitka elektrona bio električki neutralan, postaje pozitivno nabijen. Tu pak šupljinu sada popunjava drugi elektron iz susjedne veze i tako nastaje nova, koja se kreće od atoma do atoma. Šupljinu možemo promatrati kao pozitivno nabijenu česticu čiji je naboj jednak naboju elektrona, dok je pokretljivost šupljine kroz kristal manja od one kod elektrona. To dolazi odatle što je elektron potpuno neovisna čestica, dok se šupljina može kretati samo onda kad je popuni elektron iz susjedna atoma.

Promotrimo kretanje elektrona u odnosu na šupljinu (sl. 4). Elektron izbačen iz veze stvorio je šupljinu, a atom želi popuniti tu prekinutu valentnu vezu. Taj atom privlači drugi elektron i šupljina se pojavljuje na drugom mjestu. Budući da se pojavila na mjestu gdje



Slika 4.

Međusobno kretanje šupljina i elektrona

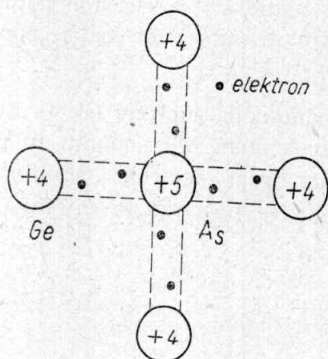
je elektron izbačen iz veze, šupljine se i elektroni gibaju u međusobno suprotnim smjerovima. Tako pod utjecajem električkog polja šupljine putuju prema negativnom polu baterije, a elektroni prema pozitivnom. Koncentracija šupljina i elektrona ovisi o temperaturi. Povišenjem temperature povećava se i koncentracija šupljina i elektrona. Srednja dužina trajanja određenog para elektron—šupljina silicija i germanija iznosi oko 100 μ s.

Dodavanje kemijskih primjesa, N-germanij, P-germanij

4. — Čisti germanij nije podesean za izradu tranzistora, budući da su šupljine i elektroni zastupani u istom broju. Praktična primjena moguća je tek dodavanjem izvjesnih primjesa. Već male količine primjesa, $1 : 10^7$, znatno mjenjaju koncentraciju elektrona i šupljina.

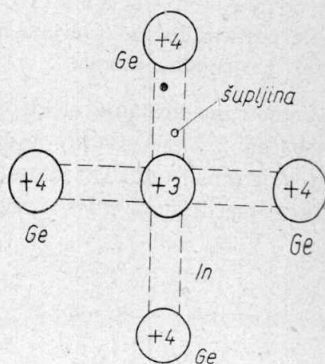
Postoje dvije vrste primjesa: jedne stvaraju slobodne elektrone, a druge šupljine. Prvu grupu sačinjavaju peterovalentni elementi kao arsen i vanadij, dok drugu grupu sačinjavaju trovalentni elementi kao aluminij, indij, itd. Promotrimo slučaj kada je u kristalnoj rešetki zaminjen atom germanija ili silicija sa peterovalentnim atomom, na primjer arsenom, (sl. 5). Četiri valentna elektrona datog elementa formirat će kovalentne veze s valentnim elektronima susjednih germanijevih

atoma, a peti će elektron ostati slobodan nosilac struje. Za ovaj tip primjese uobičajen je naziv *donor* (davalac), a germanij je nazvan *N-tipom*, jer su ovdje slobodni nosioci elektriciteta negativno nabijene čestice-elektroni. Donorski atom postaje gubitkom elektrona pozitivno nabijen, i čvrsto je vezan u kristalnoj rešetki. Priključujući pozitivni potencijal na kristal N-tipa elektroni će se kretati prema pozitivnom



Slika 5.

Simbolički prikaz kristalne strukture N-germanija



Slika 6.

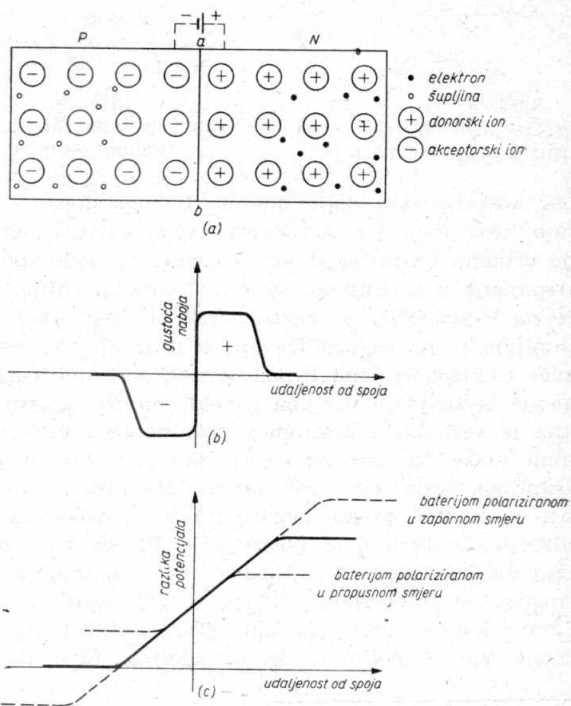
Simbolički prikaz kristalne strukture P-germanija

polu. Dodavanjem trovalentnog elementa (indija) atomi primjese bit će okruženi četverovalentnim germanijevim atomima, (sl. 6). Svaki takav atom zamjenjuje atome germanija i tvori kovalentne veze sa tri susjedna atoma. Da bi kompletirao i četvrtu vezu atom primjese »posuđuje« elektron iz obližnjeg germanijevog atoma. Oduzimanjem elektrona iz obližnje grupe na tom je mjestu nastala šupljina. Taj tip primjese zove se *akceptor* (primalac), a njegov atom u kristalnoj rešetki postaje negativan. Germanij sa akceptorskom primjesom zove se *P-tipom*, jer su ovdje slobodni nosioci elektriciteta pozitivni naboji — šupljine. I kod N-tipa i kod P-tipa nisu elektroni, odnosno šupljine, jedini nosioci elektriciteta. U jednom i drugom postoje i elektroni i šupljine, samo što je kod N-vrsti materijala koncentracija elektrona mnogo veća i one su glavni nosioci elektriciteta, a šupljine su sporedne, dok je kod P-tipa upravo obrnuto: glavni nosioci su šupljine, a sporedni elektroni. Koncentracija slobodnih nosilaca ne mijenja se priključenjem baterije, i u električkom pogledu poluvodič je neutralan.

PN-spoj

5. — I P-germanij i N-germanij vode struju u oba smjera. To znači da se promjenom polariteta baterije mijenja samo smjer struje, dok jačina ostaje ista. Spajanjem P-tipa i N-tipa germanija na način koji je pri-

kazan na sl. 7 dobit ćemo ispravljački element. Spoj označen slovima *ab* nazvan je PN-spojem. Znakovi *o* i \bullet na slici označavaju šupljine i elektrone, a znakovi \oplus i \ominus predstavljaju donorske i akceptorske atome. Na prvi se pogled čini da će šupljine iz P-područja prijeći u N-područje, a elektroni iz N-područja u P-područje, i da će na taj način doći do uništenja PN-spoja. Međutim to nije tačno; elektroni i šupljine koncentriraju se uzduž spoja i sprečavaju dalju difuziju. To je stanje uzrokovano čvrstim položajem donorskih i akceptorskih atoma u kristalnoj rešetki u odnosu na šupljine i elektrone. Donorski atomi odbijaju šupljine a lijevo u dijagramu na sl. 7, a akceptorski atomi odbijaju elektrone

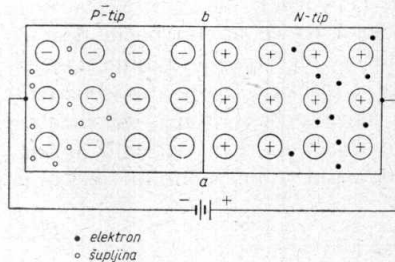


Slika 7.
PN-spoj: a) struktura b) raspodjele naboja
c) raspodjele potencijala

udesno. Barijera nastala koncentracijom šupljina i elektrona zove se *potencijalnom barijerom*, čije se djelovanje može usporediti s baterijom koja je negativnim polom priključena na P-područje, a pozitivnim krajem na N-područje. Raspodjela potencijala i naboja dana je u dijagramima na sl. 7b i 7c. Tek spajanjem vanjskog izvora napona može se PN-spoj koristiti kao ispravljački.

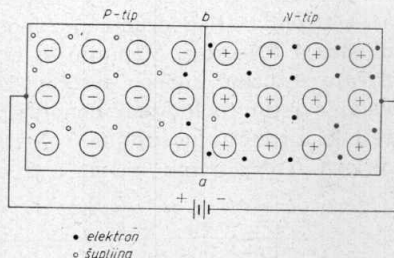
6. — *Polarizacija u zapornom i propusnom smjeru.* Priključenjem vanjskog izvora napona na način prikazan na sl. 8, tj. priključenjem

P-područja na negativni pol izvora, a N-područja na pozitivni, dobivena je polarizacija u zapornom smjeru. Negativni pol privlači šupljine koje se koncentriraju dalje ulijevo, dok se pod utjecajem pozitivnog



Slika 8.

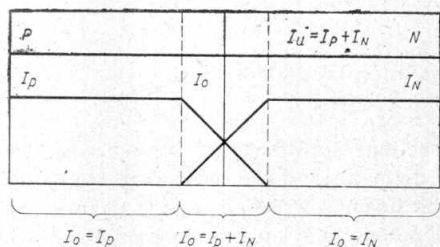
Dijagram protjecanja struje kroz spoj polariziran u propusnom smjeru



Slika 9.

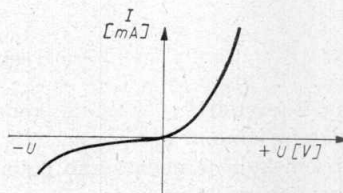
PN-spoj polariziran u protufaznom smjeru

pola elektroni koncentriraju dalje udesno. U tom slučaju nema protjecanja struje kroz spoj, jer se povećala potencijalna barijera (pogledaj gornju crtkanu liniju na sl. 7c). Razmotrimo sada spoj na sl. 9. To je način spajanja u propusnom smjeru. Naime, pozitivni pol izvora priključen je na P-područje, a negativni pol na N-područje. Pozitivni pol odbija šupljine i one se približavaju N-području, a negativni pol baterije pomiče elektrone prema P-području. U blizini PN-spoja dolazi do *rekombinacije* — spajanja šupljina i elektrona. Pri svakoj kombinaciji kovalentna je veza blizu pozitivnog pola baterije prekinuta i slobodni elektroni ulaze na pozitivnu stezaljku. Na taj je način nastala nova šupljina, koja se kreće prema N-području. Istovremeno elektron ulazi u kristal preko negativnog pola izvora i kreće se prema P-području. Posljedica je polarizacije PN-spoja u propusnom smjeru smanjenje potencijalne razlike u prijelaznom području spoja, tj. smanjenje potencijalne barijere (vidi donju vrtkanu liniju na sl. 7c). Ukupna struja I_0 koja protječe kroz kristal sadrži struju elektrona I_n u N-području, struju šupljina I_p u P-području, i



Slika 10.

Dijagram protjecanja struje kroz spoj polariziran u propusnom smjeru



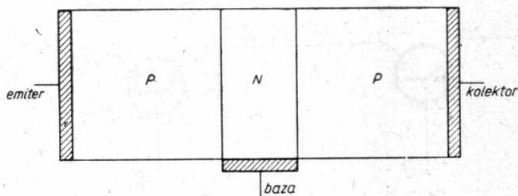
Slika 11.

Ispravljačko djelovanje PN-spoja

njihove kombinacije u području blizu spoja. Spoj polariziran u propusnom smjeru smanjuje potencijalnu barijeru koja u tom slučaju ne može spriječiti kretanje šupljina iz P-područja u N-područje i kretanje elektrona u obratnom smjeru (sl. 10). Dijagram koji pokazuje odnos napona i struje za zaporni i propusni smjer, iz kojeg se može vidjeti ispravljačko svojstvo spoja, dan je na sl. 11.

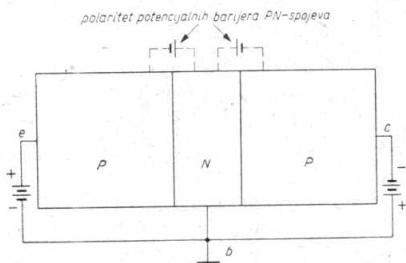
Slojni tranzistor. Tranzistorsko djelovanje

7. — Pri promatranju djelovanja PN-spoja upoznali smo njegove karakteristike, a sada ćemo pobliže razmotriti rad slojnog tranzistora. Slojni* tranzistor sastoji se od kristala poluvodiča koji ima dva PN-spoja (sl. 12). Znači da sva proučavanja PN-spoja možemo primijeniti i na tranzistor. Prema tome da li je srednje područje tranzistora *baza* poluvodič N-tipa ili P-tipa, razlikujemo PNP-tranzistore i NPN-tranzistore. Bilo da se radi o PNP-tipu ili NPN-tipu, svojstva su i djelovanje tranzistora potpuno isti za obje vrste. Jedina je razlika u načinu priključivanja vanjskog napona, i nosiocima struje. Kod PNP-tipa glavni su nosioci struje šupljine, a kod NPN-tipa elektroni. Vanjski sloj polariziran u odnosu na bazu u propusnom smjeru jest *emiter*, dok je sloj polariziran u zapornom smjeru u odnosu na bazu nazvan *kolektorom*.



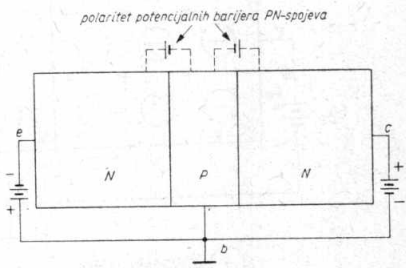
Slika 12.
PNP-slojni tranzistor — prikaz

Na sl. 13 i 14 prikazani su načini spajanja PNP-tranzistora i NPN-tranzistora. Diode emiter-baza jednog i drugog tranzistora polarizirane su u propusnom smjeru, a diode kolektor-baza u zapornom. Kod PNP-tranzistora napon je emitera za nekoliko desetinki volta pozitivniji, dok



Slika 13.

Polariziranje PNP-tranzistora



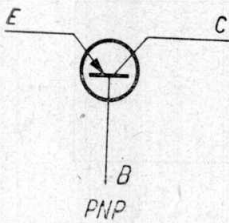
Slika 14.

Polariziranje NPN-tranzistora

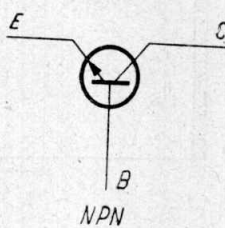
* Pored slojnog tranzistora postoji tačkasti tranzistor koji se zbog osjetljivosti prema mehaničkim i električkim opterećenjima više ne proizvodi. Izveden je od pločice baze koju na udaljenosti od 40 μ dodiruju šiljatim vršcima dvije tanke žice.

je napon kolektora za nekoliko volta negativniji od napona baze. Kod NPN-tranzistora napon emitera je negativan, a kolektora pozitivan, u odnosu na napon baze.

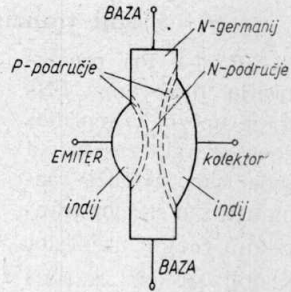
Na sl. 15 i 16 označeni su simboli za PNP-tranzistor i NPN-tranzistor. Slovo *E* označuje emiter, *B* bazu, a *C* kolektor. Smjer strelice označava o kojoj se vrsti tranzistora radi.



Slika 15.
Simboličko označivanje PNP-tranzistora



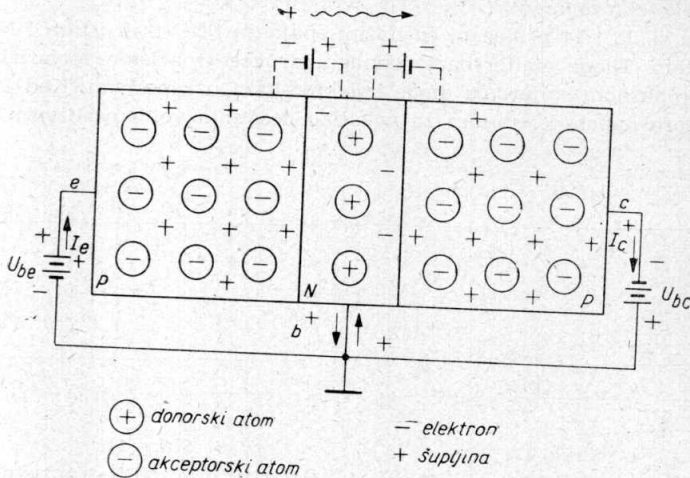
Slika 16.
Simboličko označivanje NPN-tranzistora



Slika 17.
Konstrukcija slojnog PNP-tranzistora dobivenog postupkom legiranja

8. — Budući da se zbog tehnoloških razloga najviše proizvode PNP-tranzistori, bit će u daljem izlaganju govora samo o njima.

Konstrukcija takvog tranzistora prikazana je na sl. 17. Baza je srednja, vrlo tanka pločica N-germanija. Utaljivanjem zrnaca indija dobili smo P-germanij. Veće zrnce označava kolektor, a manje emiter,



Slika 18.
Princip rada PNP-tranzistora

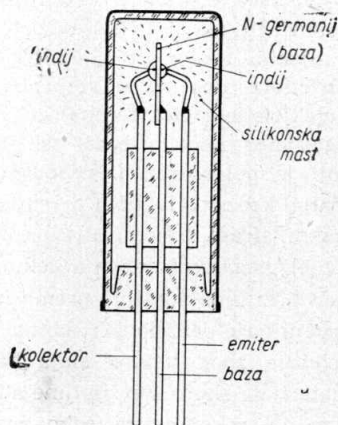
čiji je sloj mnogo jače dotiran. U razgovoru o vrstama germanija upoznali smo bit provođenja struje i vrst nosilaca elektricneta u njima. Prema onome što smo vidjeli možemo zaključiti da u PNP-tranzistoru teče u biti struja šupljina, jer su u vanjskim P-slojevima, emiteru i kolektoru, šupljine glavni nosioci električnosti, dok su u sloju baze, koji je od N-materijala, glavni nosioci električnosti elektroni. Pozitivne šupljine iz emitera, pod utjecajem negativnog napona baze, (sl. 18), prelaze PN-spoj (djoda emiter-baza) koji je polariziran u propusnom smjeru i ulaze u sloj baze, gdje se dalje kreću difuzijom u smjeru manjih koncentracija i prema kolektorskoj strani baze. Kako na zapornom sloju baza-kolektor leži gotovo cijeli negativni napon kolektora, nastaje jako električno polje koje privlači pozitivne šupljine prema kolektoru. Izgledalo bi logično da će u području baze doći do rekombinacije šupljina sa slobodnim elektronima. Međutim zbog tankog sloja baze (oko 10 mikrona) i slabije dotiranog N-materijala skoro sve šupljine stižu do kolektorskog spoja, a samo se malen dio rekombinira, tako da je struja kolektora samo za 1—5% manja od struje emitera.

Tehnološki postupak dobivanja tranzistora

9. — Iako su već izloženi osnovni fizikalni procesi i pojmovi, ipak ćemo se pozabaviti tehničkom gradnjom i proizvodnjom tranzistora. U pogledu načina proizvodnje postoje dvije metode dobivanja tranzistora; postupak *legiranja* i postupak *izvlačenja*. Osnovna sirovina za proizvodnju tranzistora, bilo jednim ili drugim putem, jest čisti germanij ili silicij.

Postupak legiranja. Pri postupku legiranja dodaju se rastopljenom germaniju peterovalentne ili trovalentne primjese, ovisno o željenoj vrsti germanija. Poslije toga se germanij reže u vrlo tanke pločice, čija debljina nakon površinske obrade iznosi oko 120 μ . Zatim se na obje strane pločice, ako se radi o N-germaniju, utale kuglice nekog trovalentnog elementa, npr. indija. Određenim postupkom zagrijavanja takvog kristala na oko 500 °C stvaraju se PN-spojevi.

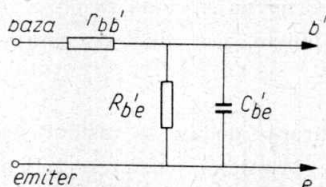
Postupak izvlačenja. Čist germanij topi se u atmosferi zaštitna plina i u talinu se unosi monokristalan germanij, koji služi kao jezgra. Temperatura taline se pomalo spušta, a kristal germanija se polako izvlači. U talinu se izmjenično dodaju peterovalentne i trovalentne primjese, tako da po redu dobivamo P-germanij ili N-germanij. Iz kristala se izrađuju štapići koji imaju tri sloja. Taj postupak je vrlo skup, a služi uglavnom za dobivanje NPN-tranzistora.



Slika 19.
 Presjek slojnog tranzistora

Na sl. 19 vidimo unutarnju građu slojnog tranzistora. Tranzistorski element sastoji se od pločice germanija dobivene na gore opisan način, s utaljenim zrcima indija. Na gotov i ispitan kristal zaleme se izvodi od žica za pojedine elektrode, sve se ugradi u hermetički zatvoren stakleni ili metalni balon, koji štiti germanij od utjecaja vlage, svjetla i mehaničkog oštećenja. Stakleni balon ili metalna čahura napunjeni su silikonskom masti koja odvodi toplinu nastalu u tranzistoru, osigurava čvrstoću konstrukcije i štiti tranzistorski element od nečistoće.

10. — Jedan od osnovnih problema koji je trebalo riješiti u razvoju tranzistorske tehnike jest relativno niska gornja granična frekvencija slojnih tranzistora. Glavni faktori koji utječu na to jesu debljina sloja baze, o čemu ovisi otpor baze i vrijeme prolaza nosilaca struje kroz sloj



Slika 20.
 Nadomjesna shema ulaznog kruga tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom

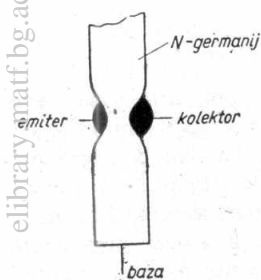
baze, te kapacitet kolektor—baza. Otpor baze $r_{bb'}$ čini s ulaznim kapacitetom frekventno ovisan djelitelj napona. Veličine otpora i kapaciteta nisu zanemarljive i njihove se vrijednosti kreću oko 100Ω i 10 pF . Na sl. 20 dana je ekvivalentna shema ulaznog kruga tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom.

Nezgodna strana rješavanja tog problema je u tome, što udovoljavanje jednom od zahtjeva povlači pogoršanje drugog. Na primjer, pri smanjenju širine baze, pored tehnoloških teškoća koje se pri tom javljaju, ograničava se veličina kolektorskog napona, a povećava omski otpor baze i unutarnji kapacitet.

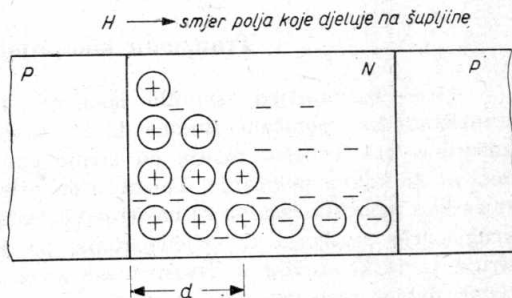
Danas je taj problem uglavnom riješen konstruktivnim i tehnološkim postupkom.

Na sl. 21 prikazana je izvedba tranzistora s površinskom barijerom, kod kojeg je povišenje granične frekvencije postignuto smanjenjem sloja baze.

Pločica koja služi kao baza stanjuje se tako da se jetkanjem izdube na obje strane. Kod ovog tranzistora postiže se debljina baze 10μ , a granična frekvencija iznosi do 50 MHz.



Slika 21.
Slojni tranzistor
s površinskom
barijerom

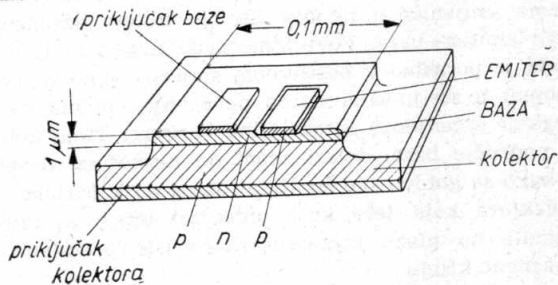


Slika 22.
Drift-tranzistor — shematski prikaz

Znatnije poboljšanje ostvareno je međutim drift-tranzistorima, gdje je specijalnim postupkom postignuto da se koncentracija primjesa u sloju baze eksponencijalno smanjuje od emitera prema kolektoru. Sl. 22 ilustrira ovu raspodjelu. Na taj se način u sloju baze stvara dodatno električno polje koje ubrzava kretanje nosilaca u sloju baze.

Na ovom su principu izvedeni uglavnom svi tranzistori za više frekvencije (OC170, OC171, OC614, OC615), kojih granična frekvencija iznosi preko 100 MHz.

Na Messa-principu proizvedeni su tranzistori koji rade i do 1000 MHz. Male debljine baze postignute su novim tehnološkim postupcima, difuzijom čvrstih tijela i isparivanjem tankih metalnih slojeva u visokom vakuumu. Sl. 23 daje shematiziran prikaz germanijeva PNP-messa-tranzistora. Tranzistor je načinjen od pločice P-materijala koji se zagrijava na određenu temperaturu od oko 700°C u atmosferi koja sadrži neku N-tip primjesu, npr. arsena ili antimona. Ispareni atomi dolaze na površinu i difuzijom prodiru u



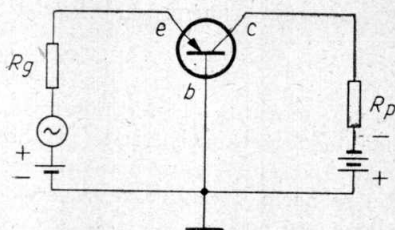
Slika 23.
Konstrukcije germanijeva PNP-Messa-tranzistora

Na sloju baze stvara se počin stvara 1–2 μm debeli N-sloj baze. Na sloj

baze u visokom vakuumu ispari se i ulegira pogodnim kalupom pločica emitera (aluminij) i kontaktne pločice baze (zlato-antimon). Kolektor je P-materijal, a na bazu i emiter ulemljeni su dvostruki zlatni priključci.

Tranzistor kao pojačalo

11. — Iz naprijed iznijetih izlaganja još uvijek nije jasan rad tranzistora kao pojačala. Budući da je, kako je već spomenuto, struja kolektora čak i nešto manja od struje emitera, čini se da ne može doći ni do kakva pojačanja. To međutim nije tačno. Naime, rad tranzistora kao pojačala zasniva se na činjenici da se otpori ulaznog i izlaznog kruga vrlo razlikuju u vrijednostima, pa je to u stvari prenošenje struje iz niskoomskog u visookoomski krug (po čemu je i sam tranzistor dobio ime: transfer-resistor).



Slika 24.

Spoj tranzistora kao pojačala

Jednička elektroda ulaznog i izlaznog kruga. Razmotrimo slučaj kada nema izmjeničnog signala. Struja emitera određena je isključivo naponom emiter—baza. Povećajmo sada napon i promotrimo ga u trenutku kada je porastao u pozitivnom smjeru. Kako su izvor signala i baterija spojeni u seriju doći će do povećanja napona emiter—baza, posljedica čega je smanjenje potencijalne barijere. Time dolazi veći broj šupljina u područje baze, dolazi znači do neznatnog povećanja struje emitera, a kako se gotovo sve šupljine sabiru na kolektoru, povećat će se i struja kolektora koja teče kroz opteretni otpor R_p . Prema tome promjene signala na ulazu izazivaju skoro iste promjene struje u ulaznom i izlaznom krugu.

Kako je dioda emiter—baza polarizirana u propusnom smjeru i male će promjene napona na emiteru izazvati znatnu promjenu protoka struje kroz emitterski krug, a one će se skoro iste pojaviti i u kolektorskom krugu. Međutim na relativno velikom opteretnom otporu R_p te promjene struje izazivaju znatne promjene napona. Dakle, postignuto je pojačanje napona.

12. — Pretpostavimo sada pri kvantitativnom tretiranju tog problema da se napon signala povećao za ΔU_u . Ta će promjena napona u

Jednostavan primjer djelovanja PNP-tranzistora kao pojačala prikazan je na sl. 24. Generator izmjeničnog signala spojen je u seriji s istosmjernom baterijom emiter—baza. Opteretni otpor R_p vezan je pak u seriju s baterijom koja služi za dovodenje istosmjernog napona kolektoru. Spoj je izveden tako da je baza za-

niskooskom emitterskom krugu, čiji je otpor r_e , izazvati odgovarajuću promjenu struje

$$\Delta I_e = \frac{\Delta U_u}{r_e}.$$

Međusobna ovisnost struje kolektora i struje emitera dana je faktorom strujnog pojačanja α_b , koji je definiran odnosom promjene struje kolektora prema promjeni struje emitera, uz konstantan napon kolektora

$$\alpha_b = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c} \quad (\text{uz } U_c = \text{konst.})$$

Uslijed rekombinacije, kako smo već ustanovili, taj je faktor nešto manji od 1 i kreće se u području 0,95—0,99, ovisno o tipu tranzistora. Dakle, promjena struje kolektora jest $\Delta I_c = \alpha_b \Delta I_e$. Ova promjena kolektorske struje proizvodi odgovarajuću promjenu napona na opterećenom otporu R_p

$$\Delta U_c = \alpha_b \Delta I_e R_p.$$

Pojačanje napona određeno je odnosom promjene izlaznog i ulaznog napona. Stoga je $V_u = \frac{\Delta U_i}{\Delta U_u}$, ili izraženo veličinom ulaznog i opterećenog

$$\text{otpora } V_u = \alpha_b \frac{R_p}{r_e}.$$

Za α_b znamo da je približno jednak jedinici, pa su za pojačanje napona uglavnom bitne veličine ulaznog i izlaznog otpora. Odaberemo li na primjer tranzistor čiji je opteretni otpor 4000 oma, a otpor emitera 40 oma, naponsko će pojačanje biti približno $4000/40 = 100$. Odmah ćemo uočiti da je postignuto i pojačanje snage. Izlazna snaga nastala uslijed promjene kolektorske struje ΔI_c na opterećenom otporu bit će $N_i = \Delta I_c^2 R_p = \alpha_b^2 \Delta I_e^2 R_p$, dok je ulazna snaga nastala promjenom struje emitera $N_u = \Delta I_e^2 r_e$. Kako je pojačanje snage dato odnosom $\frac{N_i}{N_u}$, bit će

postignuto pojačanje snage čija je veličina jednaka $V_s = \alpha_b^2 \frac{R_p}{r_e}$.

Tranzistorske karakteristike

Uvod

13. — Promatrajući tranzistor kao element sklopa, odmah uočavamo da je njegovo ponašanje složenije od ponašanja elektronke zbog njegova načina pobuđivanja i bilateralnog karaktera, koji se očituje u utjecaju izlaznog kruga na ulazni krug.

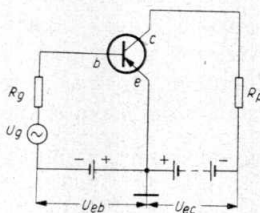
Svojstva tranzistora mogu se predočiti pomoću karakteristika dobivenih mjerenjima, nadomjesnom shemom i matematski, gledajući tranzistor kao četveropol. Karakteristike su pogodne za proučavanje sklopova kod kojih moramo voditi računa o izlaznoj snazi, nelinearnostima,

ukratko o graničnim vrijednostima tranzistora, dakle one će se koristiti kod velikih signala.

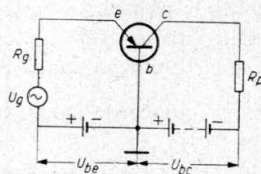
Parametri dobiveni računom matrica, u koji nećemo zalaziti, mogu se koristiti samo onda, ako su u pitanju linearni odnosi, znači kod malih signala.

14. — Budući da tranzistor ima tri elektrode — emiter, kolektor i bazu — njegova su svojstva određena poznavanjem napona i struje na tim elektrodama, znači poznavanjem međusobne ovisnosti triju napona i triju struja. To su struja baze I_b , struja emitera I_e , struja kolektora I_c , napon između baze i emitera U_{be} napon između kolektora i baze U_{cb} i napon između kolektora i emitera U_{ce} . Kako je napon U_{be} znatno manji od napona U_{cb} i U_{ce} , a isto je tako i struja baze znatno manja od struje I_c i I_e , nećemo mnogo pogriješiti ako pretpostavimo da je $I_c = I_b$ i $U_{be} = U_{ce} = U_c$. Na taj se način broj parametara smanjio na četiri, dva napona i dvije struje.

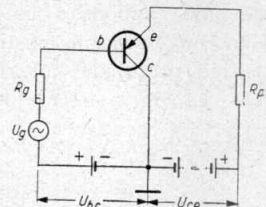
U spoju se tranzistor uvijek priključuje tako da jedna elektroda predstavlja ulaznu, a druga izlaznu stezaljku, dok je treća zajednička za izlazni i ulazni krug. Prema tome koja je elektroda zajednička, razlikujemo tranzistorski spoj sa *zajedničkim emiterom*, *zajedničkom bazom* i *zajedničkim kolektorom*. Tim spojevima odgovaraju spojevi sa zajedničkom katodom, zajedničkom rešetkom i zajedničkom anodom kod triode (sl. 25, 26 i 27).



Slika 25.
 Tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom



Slika 26.
 Tranzistor u spoju sa zajedničkom bazom



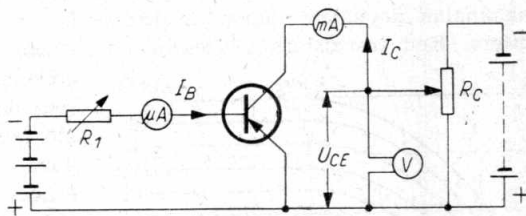
Slika 27.
 Tranzistor u spoju sa zajedničkim kolektorom

U svakom od navedenih slučajeva potrebno je poznavati ovisnost napona i struje u ulaznom i izlaznom krugu.

Izlazne karakteristike tranzistora

15. — Ponašanje tranzistora uz razne napone kolektora (prema zajedničkoj elektrodi) i razne ulazne struje (I_b i I_c), ovisno o vrsti spoja, dade se prikazati izlaznom karakteristikom. Načinimo u tu svrhu

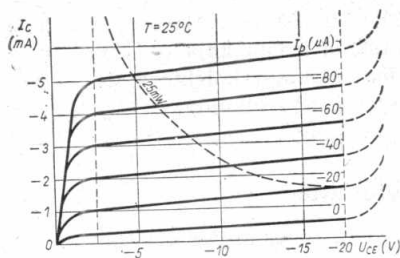
uređaj za mjerenje, (sl. 28). Kako vidimo na sl. 25, kod tranzistora možemo razlikovati dva strujna kruga: ulazni i izlazni. Oba kruga imaju zajedničku tačku prema kojoj se mjere svi naponi. Struja baze mjerena mikroampermetrom μA određuje se visokoomskim promjenljivim otpornikom R_1 , voltmetrom V mjeri se napon kolektora, a miliampermetrom mA u kolektorskom krugu struja kolektora. Važno je napomenuti da je mjerenje potrebno vršiti uz konstantnu temperaturu okoline, zbog velike osjetljivosti tranzistora na promjenu temperature, o čemu će kasnije biti govora. Vrijednosti elemenata u shemi ovise o vrsti i tipu tranzistora.



Slika 28.

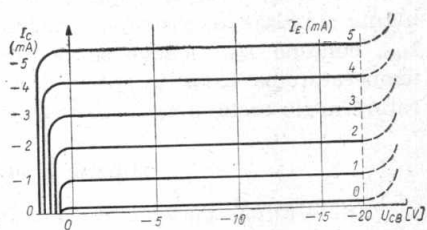
Sklop za mjerenje izlaznih karakteristika

16. — Polje izlaznih karakteristika pokazuje međusobnu ovisnost struje kolektora I_c i napona kolektora U_c uz konstantnu ulaznu struju (I_c odnosno I_e). Na sl. 29 i 30 prikazane su izlazne karakteristike slojnog tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom i zajedničkom bazom, gdje su parametri struje baze I_b , odnosno struje emitera I_e . U početnom dijelu izlazne karakteristike kod tranzistora u emitorskom spoju vidimo da će i uz nezatno povećanje napona kolektora doći do znatnog porasta kolek-



Slika 29.

Izlazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom

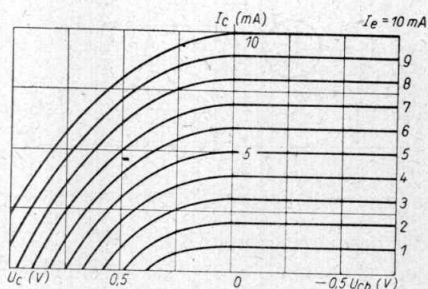


Slika 30.

Izlazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom

torske struje I_c . Kod većine tranzistora to se područje nalazi unutar granice od 0,3 V. Poslije toga dolazi linearni dio karakteristike u kojem se i uz veću promjenu napona kolektora struja I_c vrlo malo mijenja. Međutim daljnjim povećanjem kolektorskog napona iznad neke određene vrijednosti dolazi do naglog porasta struje, uslijed čega može doći i do uništenja tranzistora. Zbog toga proizvođač tranzistora propisuje

maksimalan dopušteni napon kolektora U_c , uz određenu struju baze i emitera. Kod tranzistora s uzemljenom bazom struja kolektora teče i



Slika 31.
 Izlazne karakteristike tranzistora u spoju baze pri malim naponima kolektora

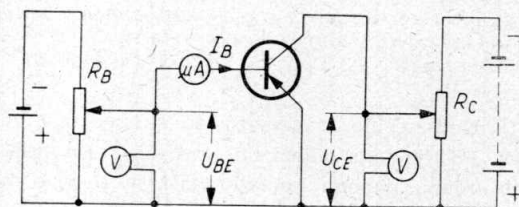
onda kada je napon kolektora jednak nuli. To dolazi odatle što između priključka i sloja baze postoji omski otpor na kojem se stvara prednapon za kolektorsku diodu. Na sl. 31, gdje su dane izlazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom za male kolektorske napone, vidi se da i uz pozitivne napone kolektora još uvijek teče struja kolektora I_c .

17. — Crtkano izvučena krivulja na sl. 29 granična je krivulja za maksimalnu dopustivu kolektorsku struju. Ako je naime kolektorska struja prevelika pri danom kolektorskom naponu, doći će zbog porasta struje kolektora do uništenja tranzistora. Za svaki su, dakle, tranzistor zbog toga propisani maksimalni dopustivi gubici kolektora $N_c = U_c \cdot I_c$ (W).

Uspoređivanjem izlaznih karakteristika jednog i drugog spoja odmah uočavamo da su karakteristike u spoju sa zajedničkom bazom položnije nego u spoju sa zajedničkim emiterom. Iz toga slijedi da je izlazni otpor tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom veći od onoga u emitterskom. Prve krivulje na sl. 29 i 30 pokazuju da i uz otvorene ulazne stezaljke teče struja u kolektorskom krugu koja se označuje sa I_{ceo} , odnosno I_{cbo} , i zove se preostalom strujom kolektora. Na nižim temperaturama iznos te struje dosta je malen, ali povišenjem temperature naglo raste, o čemu će kasnije biti govora.

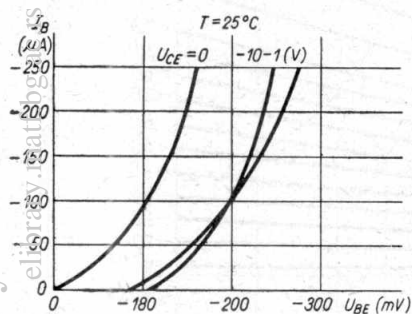
Ulazne karakteristike

18. — Druge po važnosti, potrebne za poznavanje rada tranzistora, jesu ulazne karakteristike. One pokazuju ovisnost ulazne struje i ulaznog

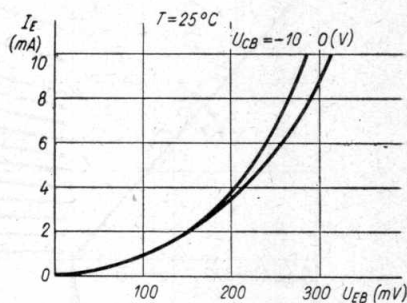


Slika 32.
 Sklop za mjerenje ulaznih karakteristika tranzistora

napona uz konstantan napon kolektora. Sl. 32 pokazuje sklop koji omogućuje snimanje ulaznih karakteristika tranzistora u emitterskom spoju. Za spoj sa zajedničkim emiterom vrijedi $I_b - U_{be}$ karakteristika uz $U_{ce} = \text{konst}$, a za spoj sa zajedničkom bazom $I_e - U_{eb}$ uz $U_{cb} = \text{konst}$, (sl. 33 i 34). Jasno je vidljivo da je utjecaj izlaznog napona na ulazne



Slika 33.
Ulazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom



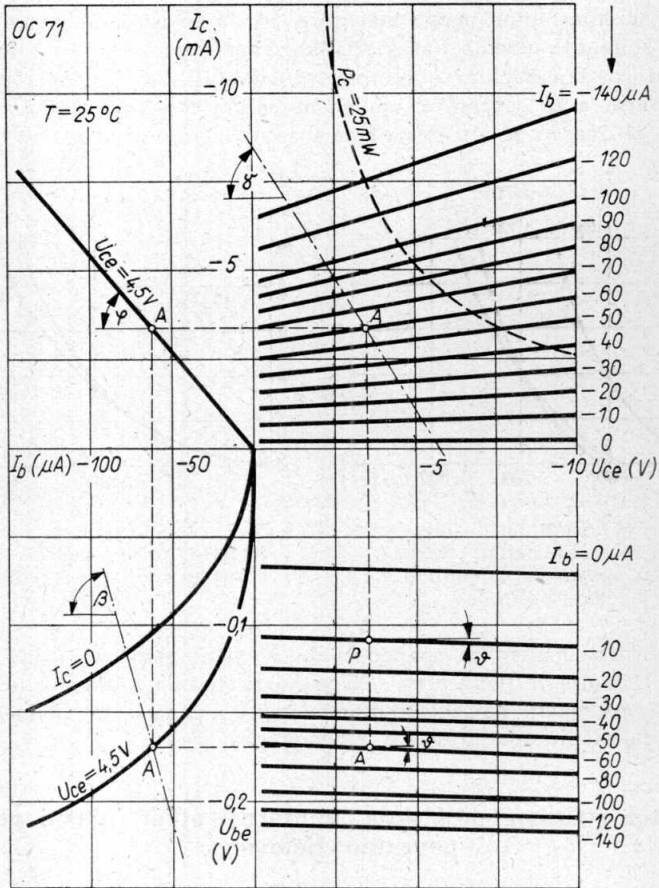
Slika 34.
Ulazne karakteristike tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom

karakteristike malen, pa se podaci daju obično samo za jedan izlazni napon. Krivulja je nelinearna (slična karakteristici germanijeve diode), pa pri konstrukciji pojačala moramo voditi računa o toj nelinearnosti, budući da na nju znatno utječe impedancija izvora.

Faktor strujnog pojačanja, unutarnji otpor, ulazni otpor, povratno djelovanje

19. — U podacima o tranzistorima daju se karakteristike smještene u četiri kvadranta koordinatnog sistema (sl. 35 i 36). Karakteristike u prvom kvadrantu već su opisane izlazne karakteristike, i njima su dani odnosi u izlaznom krugu. Karakteristike prikazane u drugom kvadrantu daju međusobnu ovisnost izlazne struje I_c i ulazne struje I_b , odnosno I_e , uz napon kolektora kao parametar. U trećem se kvadrantu nalaze ulazne karakteristike (vidi odsjek 18), i njima su dani odnosi u ulaznom krugu. Polje karakteristika u četvrtom kvadrantu pokazuje međusobnu ovisnost ulaznih i izlaznih napona uz ulaznu struju kao parametar (I_b , odnosno I_c). Iz navedenih karakteristika mogu se dobiti veličine koje određuju odnos tranzistora u spoju.

20. — Važna veličina koja određuje djelovanje tranzistora jest faktor strujnog pojačanja α . Razlikujemo dva faktora strujnog pojačanja: kod izmjenične struje malog signala i izmjenične struje velikog signala. Pod faktorom strujnog pojačanja malog signala podrazumijevamo odnos promjene izlazne struje, struje kolektora ΔI_c , prema pro-

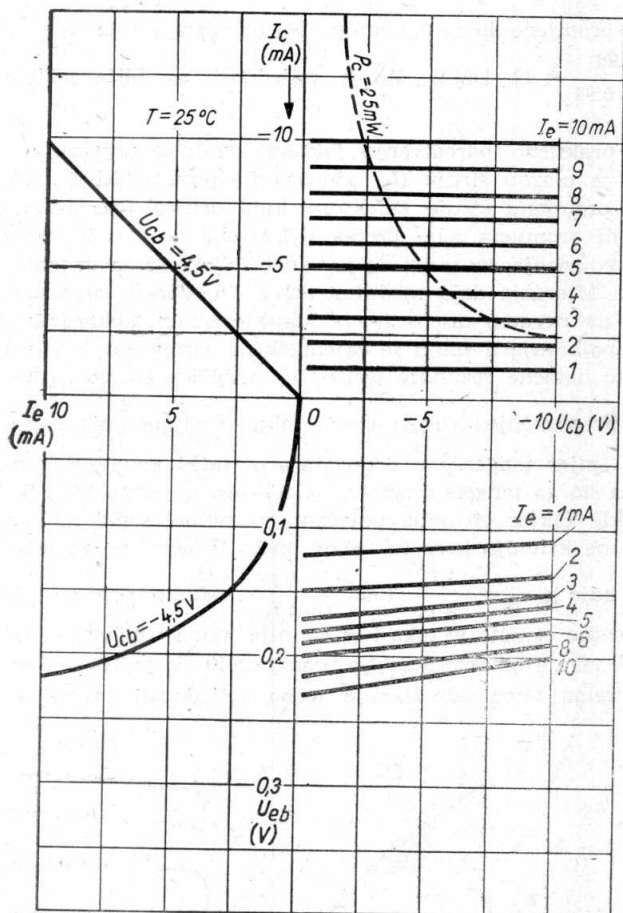


Slika 35.
Karakteristike tranzistora OC 71 u spoju sa zajedničkim emiterom
mjeni ulazne struje (ΔI_b , odnosno ΔI_e) uz stalan napon kolektora U_c ,
dakle odnos

$$\alpha_e = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = \frac{\text{promjena struje kolektora}}{\text{promjena struje baze}} \quad (\text{uz } U_c = \text{konst.}) \quad (1)$$

$$\alpha_b = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} = \frac{\text{promjena struje kolektora}}{\text{promjena struje emitera}} \quad (\text{uz } U_c = \text{konst.}) \quad (2)$$

Sa α_e označen je faktor strujnog pojačanja u spoju sa zajedničkim emiterom, a sa α_b u spoju sa zajedničkom bazom. Uz kratkospojeni izlaz,



Slika 36.

Karakteristike tranzistora OC 71 u spoju sa zajedničkom bazom

ovisnost između ulazne i izlazne struje dana je jednačbama $i_c = -\alpha_b i_e$ i $i_c = \alpha_e i_b$. Međusobni odnos ovih dviju veličina dobiven pomoću jednačbe $i_c + i_b + i_e = 0$ dan je izrazom.

$$\alpha_e = \alpha_b / (1 - \alpha_b) \quad \dots \dots \dots (3)$$

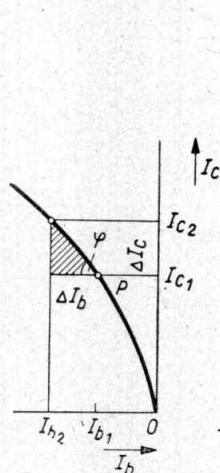
Dok je vrijednost α_b kod slojnih tranzistora uvijek manja od jedan, vrijednost α_e kreće se u području od 10 do 100. Ove visoke vrijednosti za α_e proizlaze iz činjenice da je vrijednost struje I_b vrlo mala (razlika između I_e i I_c), i da male promjene te struje uzrokuju

značajne promjene struje kolektora. Na primjer, ako je $\alpha_b = 0,98$, bit će

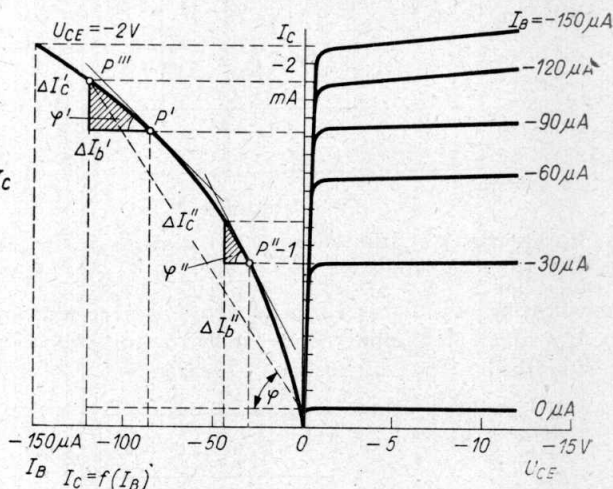
$\alpha_e = \frac{0,98}{1 - 0,98} = 49$. Dakle, što je vrijednost α_b bliža jedinici, bit će i α_e veći.

Za praktično određivanje faktora strujnog pojačanja α_e i α_b potrebno je ulaznu struju (I_b , odnosno I_e) promijeniti za neki iznos i izmjeriti promjenu struje kolektora, koja uslijed toga nastaje. Odnos ovih dviju promjena daje prema jednadžbama (1 i 2) traženi faktor strujnog pojačanja, uz uvjet da je napon kolektora za vrijeme mjerenja ostao isti. Mjerenja daju međutim tačne vrijednosti samo onda ako su izvedena na ravnom dijelu $I_c - I_b$ karakteristike. (Određivanje faktora strujnog pojačanja u spoju sa zajedničkom bazom α_b iz karakteristika daje dosta netačne rezultate jer je α_b približno jednak jedinici, pa se stoga ne preporučuje.) Strogo uzevši, faktor strujnog pojačanja $\alpha_c = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$

određuje smjer tangente u odgovarajućoj tački krivulje P , dakle tangens kuta što ga tangenta zatvara sa I_b — osi $\alpha_c = \operatorname{tg} \varphi$ (sl. 37). Da odredimo dakle faktor strujnog pojačanja u radnoj tački moramo povući tangentu na krivulju kroz tu tačku, kako je učinjeno za tačke P' i P'' na sl. 38, gdje je $\alpha_{e'} = \frac{\Delta I_{c'}}{\Delta I_{b'}}$ i $\alpha_{e''} = \frac{\Delta I_{c''}}{\Delta I_{b''}}$. Odavle izlazi da faktor strujnog pojačanja α_e (isto je tako i sa α_b) nije stalna veličina, jer se krivulja kod većih struja kolektora savija prema dolje, pa je i α_e u tom području manji. Prema tome određivanje tačne vrijednosti za α_e kod malih



Slika 37.
Određivanje faktora strujnog pojačanja



Slika 38.
Ovisnost strujnog pojačanja o položaju radne tačke

signala ima smisla samo onda ako se istodobno naznači za koju tačku to vrijedi. Na sl. 39 naznačene su dvije tačke za tranzistor OC72, iz kojih se vidi da se α_e mijenja ovisno o izabranoj tački. Ako je radna tačka P_1 faktor strujnog pojačanja iznosi $\alpha_1 = AB/P_1A = 20/0,4 = 50$, dok je u radnoj tački P_2 manji $\alpha_2 = A'B'/P_2A' = 12,5/0,4 = 31,5$.

Faktor strujnog pojačanja kod velikih signala označen je sa $\bar{\alpha}$ i određen je odnosom između istosmjernje izlazne struje I_c i ulazne struje (I_b , odnosno I_e) uz konstantan izlazni napon, s time da se struji kolektora I_c oduzme preostala struja kolektora koja teče i uz otvoren ulaz. U polju izlaznih karakteristika ta je struja prikazana najdonjom krivuljom, a označena je sa I_{ce0} u spoju sa uzemljenim emiterom, a sa I_{cbo} u spoju sa zajedničkom bazom. Međusobno ovisnost ulazne i izlazne struje dana je jednadžbom $I_c = \bar{\alpha}_e I_b + I_{ce0}$ za zajednički emiter i sa $I_c = -\bar{\alpha}_b I_e + I_{cbo}$ za zajedničku bazu. Iz gornje jednadžbe za zajednički emiter prema tome izlazi da je

$$\bar{\alpha}_e = \frac{I_c - I_{ce0}}{I_b} \quad (4)$$

Da bismo odredili α_e u radnoj tački P'' , (sl. 38), moramo očitati I_b i I_c i od očitane vrijednosti I_c oduzeti veličinu struje I_{ce0} . Tako faktor strujnog pojačanja velikog signala $\bar{\alpha}_3$ za karakteristiku u radnoj tački P'' iznosi uz $U_{ce} = -2V$ i $I_b = -120 \mu A$, gdje je $I_{ce0} = -0,1 \text{ mA}$ i $I_c = -1,9 \text{ mA}$. $\bar{\alpha}_3 = (-1,9 + 0,1) / (-0,12) = 15$.

Uspoređujući α_e i $\bar{\alpha}_e$ vidimo da je α_e manji od $\bar{\alpha}_e$.

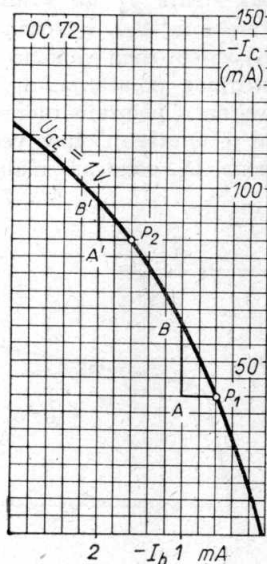
21. — Drugi osnovni pojam koji se dobiva iz tranzistorskih karakteristika jest *unutarnji otpor*. Pod *unutarnjim otporom* razumijevamo odnos promjene kolektorskog napona ΔU_c prema promjeni kolektorske struje ΔI_c uz stalnu ulaznu struju (I_b , odnosno I_e), dakle odnos:

$$R_{ie} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c} = \frac{\text{promjena kolektorskog napona}}{\text{promjena kolektorske struje}} \quad (\text{uz } I_b = \text{konst.}), \quad (5)$$

za emitorski spoj

$$R_{ib} = \frac{\Delta U_{cb}}{\Delta I_c} = \frac{\text{promjena kolektorskog napona}}{\text{promjena kolektorske struje}} \quad (\text{uz } I_e = \text{konst.}), \quad (6)$$

za spoj baze

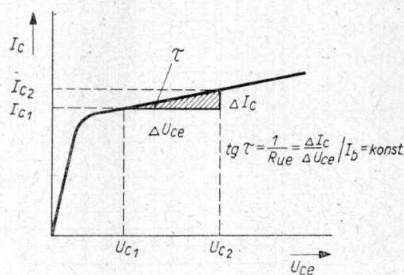


Slika 39.

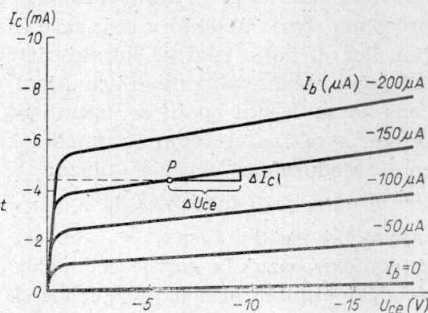
Veličina faktora strujnog pojačanja u tačkama P_1 i P_2 za tranzistor OC 72

Unutarnji otpor najlakše se dobiva iz izlaznih karakteristika $U_c - I_c$, kako se to vidi na sl. 40.

Pri određivanju R_i moramo izmjeriti za koliko se mijenja kolektorska struja I_c uz stalnu ulaznu struju (I_b odnosno I_θ), ako se napon kolektora U_{ce} , odnosno U_{cb} , promijeni za neku stanovitu vrijednost. Kvocijent ovih veličina daje traženi unutarnji otpor. Isto kao ni faktor strujnog pojačanja, ni unutarnji otpor nije stalna vrijednost, već je ovisna o položaju radne tačke. Što su $I_c - U_c$ karakteristike položitiije, to je unutarnji otpor veći, jer u tom slučaju promjeni kolektorskog napona U_c odgovara mala promjena kolektorske struje I_c .



Slika 40.
Izlazna karakteristika; određivanje unutarnjeg otpora



Slika 41.
Unutarnji otpor pri malom i velikom signalu

Usporedi izlazne karakteristike u spoju sa zajedničkom bazom i zajedničkim emiterom!

Unutarnji otpor R_i ne smijemo ni u kom slučaju zamijeniti s otporom za istosmjernu struju R , jer to nije otpor koji dobijemo mjerenjem napona između kolektora i baze, odnosno kolektora i emitera i kolektorske struje. Usporedi s unutarnjim otporom elektronke (vidi odsjek 269, I dio).

Na primjer, unutarnji otpor na sl. 41, u radnoj tački P , za tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom iznosi

$$R_{ie} = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta I_c} \Big|_{I_b = 150 \mu A} = \frac{(9,5 - 5,5)}{(4,8 - 4,4) \cdot 10^{-3}} = \frac{4 \cdot 10^3}{0,4} = 10 \text{ k}\Omega.$$

Za otpor *velikog signala* imali bismo međutim $R = \frac{5,5 \text{ V}}{4,4 \text{ mA}} = 1,25 \text{ k}\Omega$.

Očito je, dakle, da su to dva sasvim različita otpora. Uspoređujući veličine unutarnjih otpora kod spoja sa zajedničkom bazom i zajedničkim emiterom (sl. 35 i 36), vidimo da je u prvom slučaju unutarnji otpor veći, što je i jasno jer su $I_c - U_c$ karakteristike položitiije. Tangenta povučena kroz radnu tačku zatvara sa U_{cb} -osi kut τ , čiji tangens pred-

stavlja u stvari unutarnju vodljivost tranzistora uz konstantnu ulaznu struju. Kako je iz karakteristika vidljivo, kod većih kolektorskih struja bit će taj kut veći, a isto tako i unutarnja vodljivost.

22. — Iz ulaznih karakteristika u trećem kvadrantu može se odrediti ulazni otpor tranzistora. I ovdje razlikujemo ulazni otpor malog velikog signala. Pod ulaznim otporom malog signala razumijevamo odnos promjene ulaznog napona (ΔU_{be} , odnosno ΔU_{eb}), prema ulaznoj struji (ΔI_b , odnosno ΔI_e) uz stalan napon na kolektoru (U_{cb} , odnosno U_{ce}), dakle odnos

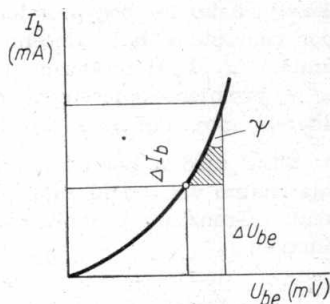
$$R_{ue} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} = \frac{\text{promjena ulaznog napona}}{\text{promjena struje baze}} \quad (\text{uz } U_{ce} = \text{konst.}) \quad (7)$$

$$R_{ub} = \frac{\Delta U_{eb}}{\Delta I_e} = \frac{\text{promjena ulaznog napona}}{\text{promjena struje emitera}} \quad (\text{uz } U_{cb} = \text{konst.}) \quad (8)$$

R_{ue} je ulazni otpor u spoju sa zajedničkim emiterom, a R_{ub} u spoju sa zajedničkom bazom. Ulazni se otpor najlakše dobiva iz ulazne karakteristike, kako se to vidi na sl. 42. Tu je $R_{ub} = \frac{\Delta U_{eb}}{\Delta I_e} = \text{tg } \psi$ u spoju

baze, odnosno $R_{ue} = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} = \text{tg } \psi$ u spoju emitera, gdje je ψ kut što ga čini tangenta povučena kroz radnu tačku prema I_e , odnosno I_b -osi. Pri određivanju veličine R_{ui} mjerimo koliko se mijenja ulazna struja uz stalan napon na kolektoru, ako se napon na ulazu promijeni za neku određenu vrijednost. Kvocijent tih dviju vrijednosti daje traženi ulazni otpor. Krivulja ulaznog otpora osjetljivo je zakrivljena pa ulazni otpor, kao ni ostale dvije vrijednosti, nije stalna veličina već je ovisan o položaju radne tačke.

23. — Četvrti osnovni pojam, »povratno djelovanje«, može se dobiti iz krivulje u četvrtom kvadrantu. Povratno djelovanje definirano je kao odnos promjena napona kolektora ΔU_{ce} , odnosno ΔU_{cb} , prema promjeni ulaznog napona ΔU_{be} , odnosno ΔU_{eb} , uz konstantnu ulaznu struju (I_b , odnosno I_e).

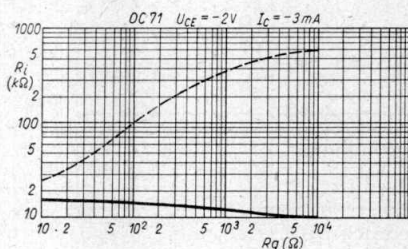


Slika 42.
Određivanje ulaznog otpora

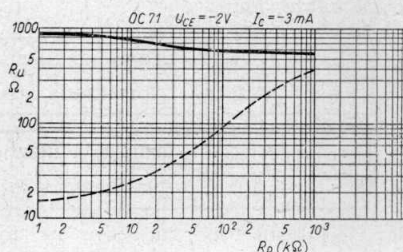
$$\text{tg } \theta_e = \frac{\Delta U_{ce}}{\Delta U_{be}} = \frac{\text{promjena izlaznog napona}}{\text{promjena ulaznog napona}} \quad (\text{uz } I_b = \text{konst.}) \quad (9)$$

$$\text{tg } \theta_b = \frac{\Delta U_{cb}}{\Delta U_{eb}} = \frac{\text{promjena izlaznog napona}}{\text{promjena ulaznog napona}} \quad (\text{uz } I_e = \text{konst.}) \quad (10)$$

Na sl. 35, u tački P , na krivulji u četvrtom kvadrantu, povratno djelovanje određeno je tangensom kuta θ , gdje je θ kut što ga zatvara tangenta povučen tom tačkom sa U_{ce} -osi. Veličinu $\text{tg}\theta$ dobijamo mjerenjem promjene ulaznog napona uz stalnu ulaznu struju, ako se napon kolektora promijeni za neku vrijednost. Uspoređujući karakteristike $U_{ce} - U_{be}$ za spoj s uzemljenim emiterom i $U_{cb} - U_{eb}$ za spoj s uzemljenom bazom uočavamo da su u spoju baze karakteristike strmije, što znači da je u tom slučaju i povratno djelovanje veće. Bolji uvid u



Slika 43.
Ovisnost izlaznog otpora R_i
o otporu generatora R_g



Slika 44.
Ovisnost ulaznog otpora R_u
o otporu potrošača R_p

prilike koje vladaju između izlaznog i ulaznog kruga pružaju dijagrami na sl. 43 i 44, mjereni za tranzistor OC 71. Dijagrami na sl. 43 pokazuju kako se zbog promjene otpora generatora R_g mijenja izlazni otpor tranzistora R_{ie} , odnosno R_{ib} , za određenu radnu tačku, a dijagramima na sl. 44 prikazana je ovisnost ulaznog otpora R_{ui} , odnosno R_{ue} , o promjeni opteretnog otpora R_p . Crtkane krivulje vrijede za emitterski spoj, a pune za spoj baze.

Slike ujedno potvrđuju činjenicu da je ulazni otpor emitterskog spoja znatno veći od ulaznog otpora baze, dok za izlazne otpore vrijedi obrnuto. Tranzistor u spoju baze ima veliki izlazni otpor u odnosu na emitterski.

24. — Budući da su u gotovo svim tvorničkim podacima za tranzistore dane krivulje u četiri kvadranta, na sl. 35 za tranzistor OC 71 odredit ćemo sve već prije navedene veličine u danoj radnoj tački P . Radni pravac ucrtan u prvom kvadrantu u polju izlaznih karakteristika određen je kutom γ

$$\text{tg}\gamma = \frac{1}{R_p}$$

Tangens kuta β u trećem kvadrantu predstavlja otpor u ulaznom krugu

$$\text{tg}\beta = R_g$$

Otpori R_p i R_g su otpori za istosmjernu struju; s njima i naponima $-U_o$ i $-U_g$ određena je radna tačka P , a prema tome i struja u

ulaznom i izlaznom krugu. Ako se iz tačke P povuku pravci paralelni s koordinatnim osima dobijemo radne tačke u ostalim kvadrantima.

Označeni kutovi predstavljaju ove veličine:

Veličina tangensa kuta u I kvadrantu

$$\operatorname{tg} \tau = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{ce}} = \frac{1}{R_{ie}} = g_{ie} \text{ uz } I_b = \text{konst.}$$

unutarnja je vodljivost tranzistora.

U II kvadrantu

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b} = a_e \text{ uz } U_{ce} = \text{konst.}$$

predstavlja faktor strujnog pojačanja.

U III kvadrantu

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta I_b} = R_{ue} \text{ uz } U_{ce} = \text{konst.}$$

određeni ulazni otpor.

U IV kvadrantu kut θ predstavlja povratno djelovanje

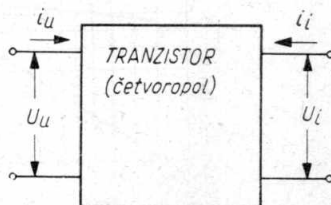
$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\Delta U_{be}}{\Delta U_{ce}} \text{ uz } I_b = \text{konst.}$$

Nadomjesne sheme i parametri tranzistora

h — parametri

25. — Pored karakteristika, u podacima za tranzistore daju se i druge veličine. Bez dubljeg upuštanja u način dobivanja ovih parametara dat ćemo njihove definicije, kako bi se mogli pravilno koristiti podaci koje daje proizvođač.

Tranzistor možemo promatrati kao aktivan četveropol. Pod četveropolom podrazumijevamo električnu mrežu sa dvije ulazne i dvije izlazne stezaljke (sl. 45). Aktivni je četveropol karakteriziran sa četiri koeficijenta. Kod promatranja tranzistora pri niskim frekvencijama i malim signalima obično se koriste h-bridni (mješoviti) h-parametri, jer su vrlo pogodni za mjerenje. To su h_i , h_o , h_r i h_f .



Slika 45.
Prikaz tranzistora kao četveropola

Oni su definirani u odnosu na sl. 45.:

h_i (h_{11}) ulazni je otpor tranzistora uz kratkospojene izlazne stezaljke

$$h_i = \left. \frac{u_u}{i_u} \right| u_i = 0 \text{ (}\Omega\text{)}$$

h_o (h_{22}) izlazna je vodljivost tranzistora pri otvorenim ulaznim stezaljkama

$$h_o = \frac{i_i}{u_i} \Big|_{i_u = 0} \quad (1/\Omega)$$

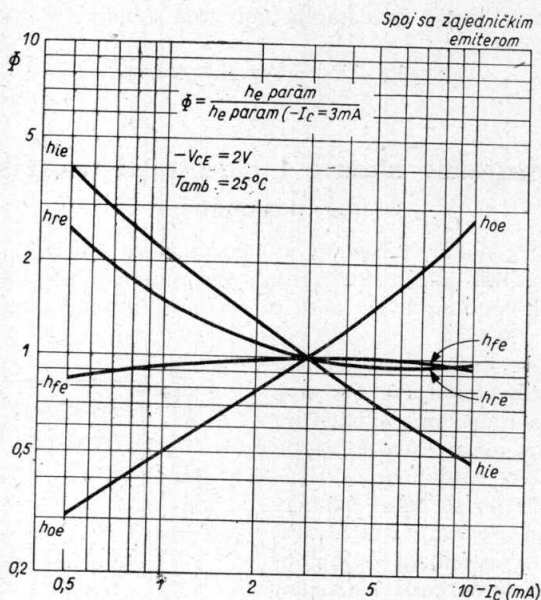
h_r (h_{12}) označava povratno djelovanje izlaznog kruga na ulazni, a dan je odnosom napona, uz otvorene ulazne stezaljke

$$h_r = \frac{u_i}{u_u} \Big|_{i_u = 0}$$

h_f (h_{21}) faktor je strujnog pojačanja pri kratkospojenom izlazu

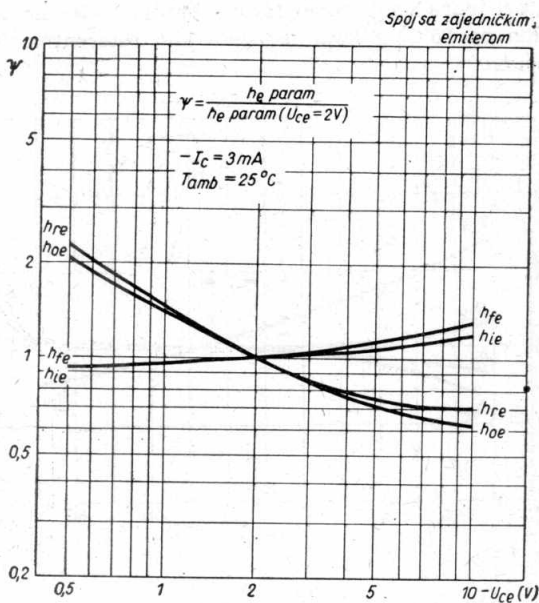
$$h_f = \frac{i_i}{i_u} \Big|_{u_i = 0}$$

Vrijednosti parametara ovise o radnoj tački tranzistora i o načinu na koji je spojen. Isto se tako te veličine mijenjaju i s promjenama temperature.



Slika 46.
 Relativne promjene h-parametara, ovisne o istosmjernom naponu

Parametri su prema vrsti spoja označeni indeksima e, b, c, što znači da je tranzistor u spoju s uzemljenim emiterom, uzemljenom bazom, odnosno uzemljenim kolektorom. Parametri označeni sa h_{ie} , h_{oe} , h_{re} i h_{fe} pokazuju da se radi o emitterskom spoju. Na sl. 46 i 47 dana je



Slika 47.
 Relativne promjene h-parametara, ovisne o istosmjernoj struji kolektora

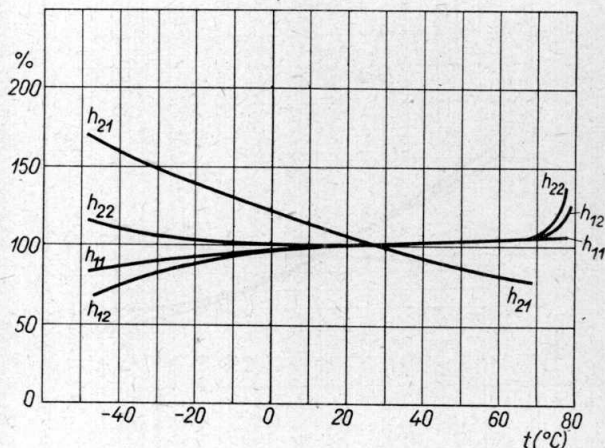
ovisnost h -parametara o veličini istosmjerne struje kolektora i naponu kolektora, uz referentnu struju 3 mA i referentni napon 2V, dok se u tablici 1 vidi razlika između njihovih vrijednosti u spoju baze

Tablica 1

Tranzistor OC 75	$U_{ce} = -2V;$ $I_c = -3mA$	$U_{ce} = -2V;$ $I_c = -3mA$
	zajednička baza	zajednički emiter
Ulazni otpor uz kratkospojeni izlaz	$h_{ib} = 14\Omega$	$h_{ie} = 1,3k\Omega$
Izlazna vodljivost uz otvoren ulaz	$h_{ob} = 1,4 \mu A/V$	$h_{oe} = 125 \mu A/V$
Strujno pojačanje kod kratkospojenog izlaza	$-h_{fb} = 0,989$	$h_{fe} = 90$

i emitera. U spoju emitera za tranzistor OC 75 h_i , h_o i h_f znatno su veći nego u spoju baze. Promjena h -parametara s temperaturom prikazana je dijagramom na sl. 48. Iz slike se vidi da se koeficijent strujnog pojačanja h_f najmanje mijenja s promjenom temperature. Ova relativna promjena nešto je veća u spoju sa zajedničkim emiterom nego u spoju sa zajedničkom bazom. Na ordinatu su nanijeti odnosi

parametara pri određenoj temperaturi prema vrijednosti koju ovaj parametar ima na 25°C, a koja je uzeta kao referentna. Taj je odnos dan u postocima.

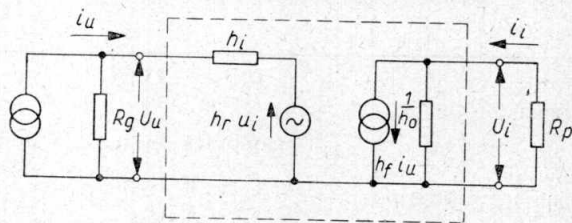


Slika 48.
Promjene h-parametara s temperaturom

Hibridni parametri mogu biti dobiveni i iz karakteristika prikazanih na sl. 35, gdje su

$$\operatorname{tg} \varphi = h_{fe}, \quad \operatorname{tg} \psi = h_{ie}, \quad \operatorname{tg} \tau = h_{oe}, \quad \operatorname{tg} \theta = h_{re}.$$

Na sl. 49. dana je ekvivalentna shema sa h-parametrima.



Slika 49.
Ekvivalentna shema tranzistora s h-parametrima. Vrijedi za sva tri spoja, samo treba uvrstiti odgovarajuće parametre

Y-parametri

26. — Za promatranje tranzistora pri visokim frekvencijama najviše se koriste Y-parametri, koji se obično daju u spoju sa zajedničkim emiterom. U obzir su uzete i reaktivne komponente (interelektrodni

kapaciteti), tako da su Y -parametri kompleksne veličine, što znači da se sastoje od realnog i imaginarnog dijela. Definirani su prema sl. 45

$$Y_{ie} = \left. \frac{i_u}{u_u} \right|_{u_i = 0} \quad (1/\Omega),$$

gdje je Y_{ie} (Y_{11}) *ulazna vodljivost* pri kratkospojenom izlazu;

$$Y_{oe} = \left. \frac{i_i}{u_i} \right|_{u_u = 0} \quad (1/\Omega),$$

gdje je Y_{oe} (Y_{22}) *izlazna vodljivost* pri kratkospojenom ulazu;

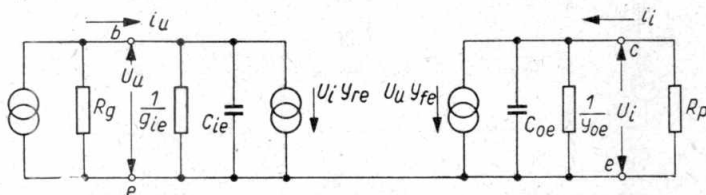
$$Y_{re} = \left. \frac{i_u}{u_i} \right|_{u_u = 0} \quad (1/\Omega),$$

gdje je Y_{re} (Y_{12}) *prijenosna vodljivost** uz kratkospojene ulazne stezaljke, promatrana prema ulaznoj strani.

$$Y_{fe} = \left. \frac{i_i}{u_u} \right|_{u_i = 0} \quad (1/\Omega),$$

gdje je Y_{fe} (Y_{21}) *prijenosna vodljivost* uz kratkospojene izlazne stezaljke, promatrana prema izlaznoj strani.

Konstante Y_{ie} i Y_{oe} jasne su već prema definiciji. Zadržat ćemo se na Y_{re} i Y_{fe} . Y_{re} je *strmina* tranzistora u smjeru pojačanja, analogno strmini elektronke. U nadomjesnoj shemi apsolutni iznos te strmine određuje, zajedno s ulaznim naponom, iznos strujnog izvora aktivnog četveropola. Y_{re} je *mjera povratnog djelovanja* izlaza na ulaz — povratnog djelovanja kolektora na bazu — slično povratnom djelovanju anoda-rešetka kod triode.



Slika 50.

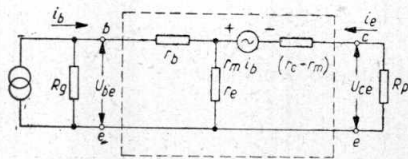
Ekvivalentna shema s Y -parametrima za tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom

Ekvivalentna shema sa Y -parametrima dana je na sl. 50 za tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom.

27. — Osim nadomjesnih shema koje su bazirane na h -matricama i y -matricama, koriste se i nadomjesne sheme izvedene na osnovi fizikalnih tumačenja. Od mnogih shema (R , Z , T) koje su zadržane

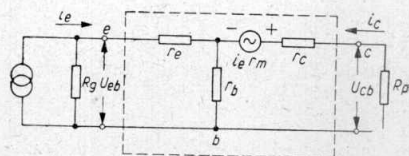
* Transfer admittance

uobičajena je upotreba T -ekvivalentne sheme pri niskim frekvencijama, u kojoj r_e , r_c , r_b i r_m predstavljaju dinamičke otpore emitera, kolektora, baze, te prijenosni otpor. Na sl. 51 i 52 prikazane su T -nadomjesne



Slika 51.

T -nadomjesna shema u spoju sa zajedničkim emiterom



Slika 52.

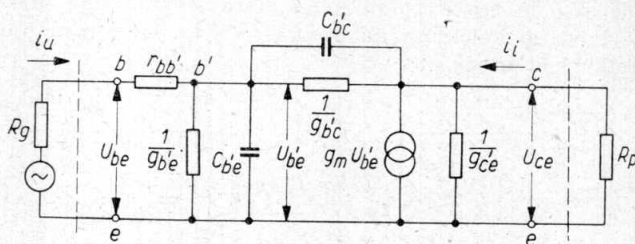
T -nadomjesna shema u spoju sa zajedničkom bazom

sheme u spoju sa zajedničkim emiterom i bazom. Vrijednosti otpora r_e , r_c , r_b i r_m jednake su za oba spoja, a njihove veličine približno iznose:

$$r_e = 25 \Omega, \quad r_b = 550 \Omega, \quad r_c = 1,5 \text{ M}\Omega, \quad r_m = 1,4 \text{ M}\Omega.$$

Nadomjesna shema tranzistora pri visokim frekvencijama

28. — Pri visokim frekvencijama nadomjesna shema mnogo je složenija, kao što se vidi na sl. 53, gdje je izvedena za tranzistor u emiter-skom spoju.



Slika 53.

Nadomjesna shema tranzistora pri visokim frekvencijama za spoj sa zajedničkim emiterom

Dok smo u niskofrekventnim primjenama mogli elemente u nadomjesnim shemama tranzistora promatrati kao realne veličine, počevši od izvjesne frekvencije, ovisno o vrsti tranzistora, ove vrijednosti postaju kompleksne, jer više nisu zanemarivi međuelektrodni kapaciteti, vrijeme prolaza nosilaca kroz granični sloj, veličina otpora baze $r_{bb'}$, itd. Shema je izvedena u π -spoj. Omski otpor $r_{bb'}$ predstavlja otpor između priključka i sloja baze, $C_{b'e}$ ulazni kapacitet između emitera i baze (difuzni kapacitet), $\frac{1}{g_{b'e}}$ emiterski otpor, $C_{b'c}$ kapacitet kolektor-

skog spoja, $\frac{1}{g_{b'e}}$ otpor kolektora, $\frac{1}{g_{c'e}}$ otpor kolektor-emiter, dok je $g_m U_{b'e}$ strujni generator a uz to moramo uzeti u obzir i štetne kapacitete dovoda C_{bc} i C_{ce} .

Elemente u nadomjesnoj shemi možemo podijeliti na ulazne, izlazne i elemente povratnog djelovanja. *Ulazne elemente* sačinjavaju otpor priključka baze $r_{bb'}$, ulazni otpor (otpor malog signala) $\frac{1}{g_{b'e}}$, te difuzni kapacitet $C_{b'e}$. Ulazni otpor obrnuto je proporcionalan struji emitera, dok je veličina difuznog kapaciteta direktno proporcionalna toj struji, pa je produkt $\frac{1}{g_{b'e}} \cdot C_{b'e}$ skoro neovisan o struji emitera. Paralelna kombinacija ulaznog kapaciteta i otpora $\frac{1}{g_{b'e}}$ predstavlja u stvari potrebno vrijeme prolaza šupljina kroz sloj baze.

Izlazni su elementi otpor između emitera i kolektora $\frac{1}{g_{c'e}}$, koji izražava djelovanje napona kolektora na struju kolektora (promjenom U_{ce} mijenja se debljina zapornog sloja, a time i struja kolektora), i strujni generator $U_{b'e} \cdot g_m = i_b \cdot a_e$.

g_m je strmina tranzistora jednaka $a_e/r_{b'e}$. Ona odgovara strmini elektronke.

Granična frekvencija u tvorničkim katalogizima obično se daje za spoj sa zajedničkom bazom, a označuje se prema jednoj od niže navedenih definicija usvojenih u tranzistorskoj tehnici sa f_a ili f_1 .

Granična frekvencija označena sa f_a ona je frekvencija, kod koje strujno pojačanje padne za $1/\sqrt{2}$ -ti dio, odnosno za 3 dB* od vrijednosti strujnog pojačanja za istosmjernu struju, dok je f_1 ona frekvencija kod koje faktor strujnog pojačanja padne na jedinicu. Granična frekvencija za tranzistor u spoju baze znatno je viša nego u spoju sa zajedničkim emiterom. Za njihov međusobni odnos vrijedi približno

$$\boxed{\frac{f_{ab}}{f_{ae}} = \frac{a_b}{a_e} \approx a_e} \dots \dots \dots (11)$$

Indeksi b i e iza a označavaju o kojem se spoju radi.

Na graničnu frekvenciju djeluju ovi elementi: otpor $r_{bb'}$ spojen u seriju s paralelnom kombinacijom $C_{b'e}$ i $\frac{1}{g_{b'e}}$, kao što je jasno iz slike, predstavlja frekventno ovisan djelitelj napona; aktivni napon $U_{b'e}$ pada

* Svojstva pojačala mogu biti numerički izražena u decibelima. Logaritam iz odnosa snaga izražava se u belima u čast A. G. Bella. Iz praktičnih je razloga pogodnije upotrebljavati jedinicu 10 puta manju od belu, a to je decibel (dB). Ako su N_1 i N_2 snage, a n broj decibela koji naznačuje njihov odnos, možemo pisati

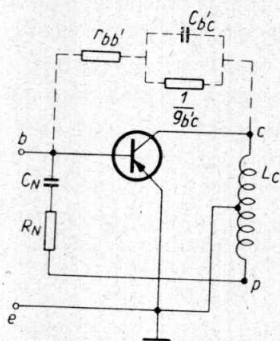
$$n = 10 \log \frac{N_1}{N_2} \text{ (dB)}.$$

Kako je snaga razmjerna kvadratu struje, odnosno kvadratu napona možemo dobiti broj decibela (uz $R_1 = R_2$) i u tom slučaju prema formuli

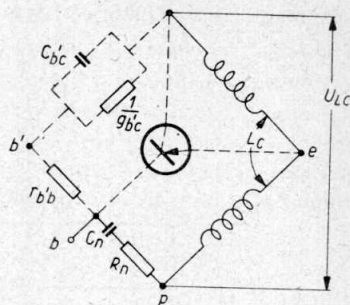
$$n = 20 \log \frac{U_1}{U_2} = 20 \log \frac{I_1}{I_2} \text{ (dB)}$$

s porastom frekvencije prema ulaznom naponu a, naravno, time i pojačanje. Ako je riječ o spoju sa zajedničkom bazom, otpor $r_{bb'}$ predstavlja otpor negativne reakcije, analogan nepremoštenom katodnom otporu kod elektronke.

29. — Paralelna kombinacija otpora $\frac{1}{g_{b'e}}$ i kondenzatora $C_{b'e}$ prikazuje povratno djelovanje izlaznog kruga na ulazni krug. Najvažniji je član povratnog djelovanja kapacitet $C_{b'e}$, dok je otpor kolektorskog spoja općenito vrlo velik, pa se obično ne uzima u račun. Iz nadomjesne sheme na sl. 53 vidimo da odnos izlaznog i ulaznog napona u_{ce}/u_{be} nije ovisan isključivo o elementima povratnog djelovanja, već i o veličinama $\frac{1}{g_{b'e}} - C_{b'e} - r_{bb'}$ otporu generatora R_g i otporu potrošača R_p . Kod nižih frekvencija utjecaji $C_{b'e}$ i $C_{b'e}$ mogu biti zanemareni, ali povišenjem frekvencije njihov utjecaj raste, krivulja pojačanja se izobličuje, sve dok ne dođe do oscilacija. Oscilacije pri visokim frekvencijama mogu biti spriječene pravilnim izborom ulazne i izlazne impedancije. Drugi pak način stabiliziranja pojačala postiže se primjenom *neutralizacije*. Praktičko rješenje analogno je kompenzaciji kapaciteta anoda — rešetka kod triode: vraćanje izlaznog napona na ulaz iste veličine, ali fazno obrnutog za 180° .



Slika 54.
 Stupanj pojačala s provedenom neutralizacijom



Slika 55.
 Stupanj pojačala s provedenom neutralizacijom prikazan u mosnom spoju

Na sl. 54 shematski je prikazan neutralizirani stupanj pojačala u kojem su $C_{b'e} - 1/g_{b'e}$ i $r_{bb'}$ elementi povratnog djelovanja, a C_N i R_N kapacitet i otpor neutralizacije. Zbog jasnoće takav je stupanj prikazan i u mosnom spoju, (sl. 55). Kompenzacija povratnog djelovanja postignuta je vraćanjem kolektorskog napona fazno okrenutog za 180° preko elemenata neutralizacije C_N i R_N na bazu tranzistora. Uz ispravno dimenzionirane vrijednosti C_N i R_N most b'e nalazi se u ravnoteži i tako izlazni napon U_{LC} ne utječe na ulaznu struju između baze i emitera.

Valja naglasiti da je zbog odstupanja u karakteristikama tranzistora potpuna neutralizacija moguća samo onda ako su elementi stabilizacije promjenljivi.

Da titrajni krug u kolektoru ne bi bio jako prigušen s elementima neutralizacije, uzima se napon neutralizacije s odvojka na zavojnici. Uvjet neutralizacije ispunjen je uz

$$Y_n = \frac{n_1}{n_2} Y_{b'e} \dots \dots \dots (12)$$

odakle se mogu izračunati i elementi neutralizacije. Serijski spoj neutralizacije ima praktičku prednost zbog galvanskog odvajanja izlaznog kruga od ulaznog. Neutralizacija može biti uspješno provedena samo u užem frekventnom području, budući da je impedancija povratnog djelovanja frekventno ovisna. Zbog tih je razloga mnogo teže stabilizirati stupanj s većim prijenosnim područjem nego međufrekventno pojačalo.

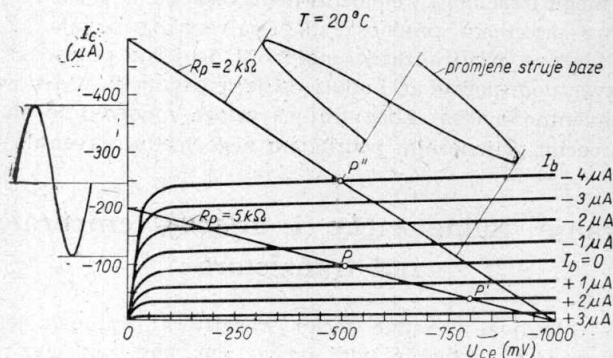
Određivanje radne tačke i utjecaj temperature na rad tranzistora

30. — Određivanje radne tačke tranzistora postupak je, iako u biti isti kao kod elektronke (vidi odsjek 60), koji zahtijeva pažljivije prilaženje tom problemu. Parametri tranzistora mijenjaju se s promjenama temperature, a uz to postoji i velika razlika u karakteristikama tranzistora istoga tipa, koje nastaju zbog neujednačene proizvodnje. Ova odstupanja prilično su velika i uzrokuju pomicanje radne tačke. Na primjer, faktor strujnog pojačanja α_e mijenja se za istu vrst tranzistora u granicama od 30 do 80. Posljedice pomicanja radne tačke su nelinearna izobličenja i preveliko zagrijavanje tranzistora, što može dovesti do njegova uništenja. Pri određivanju radne tačke potrebno je odrediti ove podatke: napon izvora, radni otpor za istosmjernu i izmjeničnu struju, način pobuđivanja (strujno, naponsko), gubitke u kolektoru, dopuštena izobličenja i način stabilizacije. Radna tačka odabire se obično u polju izlaznih karakteristika.

31. — O utjecaju temperature na rad tranzistora već je bilo govora. Poznato je da su električka svojstva tranzistora ovisna o temperaturi kristala koja je određena električkim gubicima u tranzistoru, temperaturom ambijenta i toplinskim odvodom. Na primjer, uslijed disipacije povisuje se temperatura kolektorskog spoja, koja uzrokuje porast kolektorske struje, a prema tome i disipaciju. Time se opet povećava razvijanje topline, raste temperatura kristala, koja nanovo izaziva porast struje itd., što konačno dovodi do uništenja tranzistora ili pomicanja radne tačke u područje koljena karakteristike, gdje tranzistor praktički više ne pojačava, tj. gdje se promjenom struje baze struja kolektora skoro ne mijenja. Tako nastala termička nestabilnost nazvana

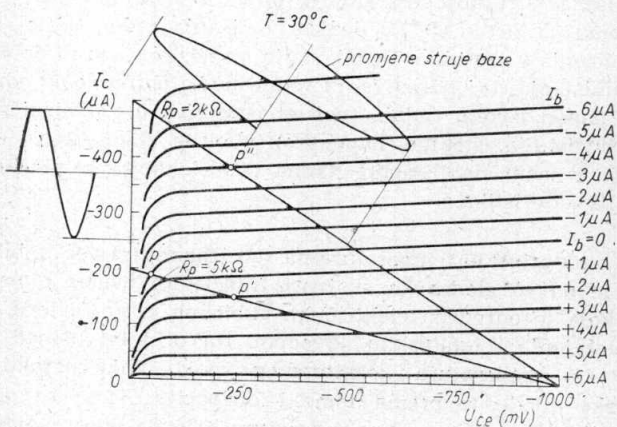
je *temperaturnom povratnom reakcijom*. Njoj su naročito podložni tranzistori s većom disipacijom — izlazni tranzistori — koji rade na granici dopuštene snage.

Bolji uvid o utjecaju temperature na rad tranzistora dobit ćemo iz primjera pokazanih na sl. 56, 57 i 58. Najprije obratimo pažnju na sl. 56 i 57, koje pokazuju izlazne karakteristike istog tranzistora OC 70, snimljene na dvjema različitim temperaturama okoline. Krivulje na sl. 56 odgovaraju temperaturi ambijenta od 20° C, a na sl. 57 mjerene su na temperaturi od 30° C. Karakteristike se odnose na emitterski spoj i vrijede za vrlo male struje baze i kolektora, pa i uz pozitivnu struju baze,



Slika 56.

Izlazne karakteristike tranzistora OC 71 snimljene na temperaturi 20° C za veoma male struje baze i struje kolektora. Povučeni su radni pravci i na njima odabrane radne tačke



Slika 57.

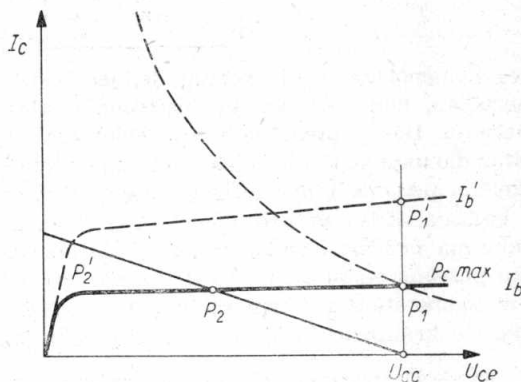
Izlazne karakteristike tranzistora OC 70 snimljene uz iste uvjete kao i na sl. 56 samo na temperaturi 30° C. Uslijed povišenja temperature dolazi do pomaka karakteristike i radnih tačaka u područje malog pojačanja i velikog izobličenja

jer su i u tom području karakteristike linearne (pojačala malih signala). Odabrana radna tačka P na sl. 56 određena je sa $U_{ce} = 0,5 V$ i $I_b = 0$ i kroz nju je povučen pravac opteretnog otpora $R_p = 5 k\Omega$. Poslije zagrijavanja na $30^\circ C$ krivulje su pomaknute prema gore, ali je radni pravac ostao na istom mjestu. Radna tačka P sada je pala u zakrivljeni dio karakteristike u područje malog pojačanja i velikog izobličenja, (sl. 57). Utjecaj promjena temperature može se ublažiti ili smanjenjem opteretnog otpora R_p ili smanjenjem struje baze.

Promotrimo to isto za radnu tačku P' na opteretnom otporu $R_p = 2 k\Omega$ za jednu i drugu temperaturu, i tačku P'' na opteretnom otporu $5 k\Omega$.

Sl. 58 pokazuje do čega može doći uslijed termičke nestabilnosti ako tranzistor radi na granici disipacije, ili ako je temperatura okoline povišena. Povučena su dva radna pravca i

na njima odabrane radne tačke P_1 i P_2 . Uslijed zagrijavanja karakteristika se pomiče paralelno prema gore (crtkana krivulja) i radna tačka može pasti ili u koljeno karakteristike P_2 ili iznad parabole snage P_1 .



Slika 58.

Izlazne karakteristike sa prikazanim slučajem kada tranzistor radi sa graničnim vrijednostima

Ovisnost tranzistorskih spojeva o temperaturi

32. — Od veličina koje utječu na struju kolektora značajne su preostala struja kolektora i faktor strujnog pojačanja. Temperatura, međutim, naročito jako djeluje na preostalu struju kolektora, koja raste s temperaturom približno po eksponencijalnom zakonu. Razmotrit ćemo ovisnost pojedinih spojeva tranzistora o promjeni temperature, budući da se oni u pogledu stabilnosti radne tačke ponašaju različito.

Pogledajmo najprije spoj sa zajedničkom bazom. Faktor strujnog pojačanja α_b određen je izrazom

$$\alpha_b = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e} \text{ uz } I_b = \text{konst.}$$

i kreće se između 0,95 i 0,99. Na sobnoj temperaturi ($20^\circ C$) preostala struja kolektora I_{ebo} iznosi samo nekoliko mikroampera i zanemariva je

u odnosu na mnogo veću kolektorsku struju. Ona je, međutim, jako ovisna o temperaturi, i već uz povišenje temperature za 10° C vrijednost te struje poraste približno dvostruko. Ako je na primjer vrijednost $I_{cbo} = 5 \mu\text{A}$ na temperaturi od 20° C, na temperaturi od 50° C ona će porasti na 50 μA i više, dok će kod 100° C iznositi oko 500 μA . Prema tome termičko povećanje sporednih nosilaca u dijelu baze »vidi« i kolektor, pa se struja kolektora sastoji od dviju komponenata

$$I_c = \alpha_b I_e + I_{cbo} \dots \dots \dots (13)$$

Prva komponenta $\alpha_b \cdot I_e$ korisna je, jer je u njoj sadržano pojačanje tranzistora, dok I_{cbo} , potpuno neovisna o ulaznoj struji, ne pridonosi pojačanju. Dakle, preostala struja kolektora I_{cbo} predstavlja samo neznatan dio ukupne struje kolektora (koja u radnoj tački iznosi za ovaj spoj nekoliko mA), pa i njena temperaturna zavisnost ne dolazi tako jako do izražaja. Kako vidimo, spoj sa zajedničkom bazom u izvjesnim je granicama prilično stabilan u temperaturnom pogledu, pa ne zahtijeva neku posebnu stabilizaciju. Ipak je potrebno naglasiti da većim povišenjem temperature i u tom spoju može doći do znatnog pomaka radne tačke i u krajnjem slučaju do uništenja tranzistora.

33. — U spoju sa zajedničkim emiterom prilike su sasvim drugačije. Utjecaj preostale struje I_{ceo} na ukupnu struju mnogo je veći nego u spoju sa zajedničkom bazom. To će djelovanje biti jasno iz slijedećih razmatranja. I_{cbo} u bilo kojem spoju teče kroz zaporni sloj kolektor—baza. Budući da je krug baze otvoren, jednaka struja treba da teče i u obrnutom smjeru — od emitera prema bazi. Ako se I_{cbo} mijenja na taj se način znači i struja baze mijenja s preostalom strujom I_{cbo} . Budući da njena promjena djeluje kao ulazna struja, ona će u kolektorskom krugu izazvati promjene, povećane za faktor strujnog pojačanja $\alpha_e = \frac{\alpha_b}{1 - \alpha_b}$. No preostala struja u emitterskom spoju ne teče samo u krugu baze, već i u kolektoru. Stoga se ukupna preostala struja I_{ceo} sastoji od dva člana: veličine I_{cbo} koja teče u bazi, i struje $\alpha_e \cdot I_{cbo}$, i iznosi

$$I_{ceo} = I_{cbo} + \alpha_e I_{cbo} = (1 + \alpha_e) I_{cbo} \dots \dots \dots (14)$$

Ovdje odmah pada u oči da i veličina α_e znatno utječe na preostalu struju, a prema tome i na pomicanje radne tačke tranzistora. Struja kolektora u ovom spoju određena je izrazom

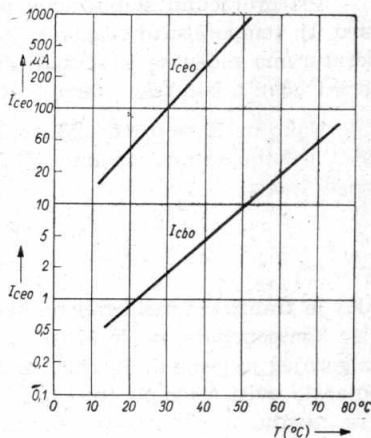
$$I_c = \alpha_e I_b + I_{ceo} \dots \dots \dots (15)$$

Gornja jednačba pokazuje da struja kolektora sadrži, osim korisne komponente, i komponentu I_{ceo} . Kako je I_{cbo} povećana za α_e u kolektorskom krugu, taj je spoj mnogo osjetljiviji na promjenu temperature od

spoja sa zajedničkom bazom. Ako je, na primjer, $\alpha_e = 50$ i $I_{cbo} = 5 \mu A$, struja I_{ceo} iznosi na sobnoj temperaturi oko 200 μA , a već kod 50°C poraste na 2,5 mA i više; znači porast će 50 puta.

Faktor α_e zavisi i od položaja radne tačke i od promjena temperature, ali te su promjene male u odnosu na one koje nastaju zbog neujednačene proizvodnje, pa ih možemo zanemariti. Ako se α_e kod istog tipa tranzistora kreće od 50 do 80, vidimo da će se preostala struja kolektora mijenjati između 2,5 mA i 3,2 mA. Zbog toga je u spoju sa zajedničkim emiterom potrebno stabilizirati radnu tačku.

Iz dijagrama na sl. 59 vidi se kako struje I_{cbo} i I_{ceo} ovise o temperaturi.



Slika 59.

Ovisnost preostale struje kolektora I_{ceo} i I_{cbo} germanijeva tranzistora o temperaturi

34. — Utjecaj temperature najviše osjeća kolektorski PN-spoj. Kolektorska snaga dana izrazom $N_c = I_c \cdot U_c$ predstavlja gotovo svu snagu koja se u tranzistoru razvija u toplinu, pa je kristal, dakle, stalan izvor topline, i on se zagrijava. Temperatura kristala određena je toplinom koja se razvija u kristalu i toplinom koja se odvodi, N_0 . Dok veličina prve ovisi isključivo o električnoj snazi, druga je ovisna o stupnju hlađenja i temperaturi okoline. Veličina odvoda topline N_0 ovisi i o toplinskom otporu materijala kroz koji se toplina prenosi na okolinu. Toplinski otpor, dimenzije ($^{\circ}C/W$), obično označen sa K , ovisi o konstrukciji tranzistora.

Da bismo povećali izlaznu snagu potrebno je primijeniti bolje hlađenje, dakle smanjiti toplinski otpor bilo upotrebom krilca za hlađenje, bilo spajanjem kolektora na balon ili nečim drugim. Uvjet za stabilan rad tranzistora jest da snaga N_c bude manja ili najviše jednaka snazi N_0 , koju tranzistor predaje okolini. Ako sa T_s ($^{\circ}C$) označimo temperaturu spoja, sa T_{ok} ($^{\circ}C$) temperaturu okoline, a sa K ($^{\circ}C/W$) toplinski otpor, za snagu N_0 vrijedi jednadžba

$$N_0 = \frac{T_s - T_{ok}}{K} \dots \dots \dots (16)$$

Budući da je N_0 proporcionalan N_c , a za uvjet termičke ravnoteže vrijedi $N_0 = N_c$, može se pisati

$$N_c = \frac{T_s - T_{ok}}{K} \dots \dots \dots (17)$$

Kad je termička ravnoteža uspostavljena, temperatura kristala toliko je viša od temperature okoline da je snaga koja se razvija u tranzistoru u sekundi jednaka upravo onoj snazi, koju tranzistor svake sekunde predaje okolini.

Pri proračunu stabilizacije predviđamo najnižu i najvišu temperaturu, tj. temperaturni raspon u kojem se traži stabilan rad. S tim temperaturama mogu se izračunati gubici, tj. maksimalan dopušteni kolektorski učin, a isto tako i temperatura kristala.

Tako uz $K = 0,6^\circ \text{C/mW}$, maksimalnu dopuštenu temperaturu spoja 80°C i temperaturu okoline 25°C , maksimalno dopuštena kolektorska snaga iznosi

$$N_{\text{cmax}} = \frac{80 - 25}{0,6} = 91,6 \text{ mW}$$

Ako je tranzistor montiran na šasiiju, onda se toplinski otpor sastoji od više komponenata, pa je K jednak sumi svih otpora, $K = K_1 + K_2 + K_3$. Iz gornjeg je jasno da izlazna snaga koju možemo dobiti iz tranzistorskog pojačala ovisi o temperaturi okoline i hlađenju; što je temperatura okoline manja, to je korisna izlazna snaga veća. Kod tranzistora za veće snage, gdje je itekako važno voditi računa o temperaturi, daje se jednadžba (17) i u obliku dijagrama.

Stabilizacija radne tačke

Faktor stabilizacije

35. — Pri gradnji tranzistorskih uređaja treba da se postigne što manja ovisnost tranzistorskih veličina, a naročito pojačanja, o temperaturi i odstupanjima koja nastaju zbog neujednačene proizvodnje. Potrebno je znači provesti stabilizaciju radne tačke. Stabilizacija se odnosi na smanjenje utjecaja temperaturnih promjena okoline i onih nastalih u samom tranzistoru, kao i na odstupanje u karakteristikama. Ona ujedno smanjuje utjecaj promjena napona baterije.

Pri proračunu spoja sa stabiliziranom radnom tačkom stupanj postignute stabilnosti obično se izražava faktorom stabilizacije S . Ovaj je faktor definiran odnosom promjene struje kolektora u stabiliziranom krugu i promjenom struje kolektora u nestabiliziranom krugu

$$S = \frac{\Delta I_{\text{cs}}}{\Delta I_{\text{c}}} = \frac{\text{promjena struje kolektora u stabiliziranom krugu}}{\text{promjena struje kolektora u nestabiliziranom krugu}} \quad (18)$$

Uz pretpostavku da faktor strujnog pojačanja α_e ne ovisi o temperaturi, i korisna komponenta struje kolektora $I_b \cdot \alpha_e$ (jednadžba 15) neće ovisiti o promjenama temperature. Dakle čitava promjena struje kolektora I_c

bit će jednaka promjeni preostale struje kolektora I_{ceo} . Prema tome faktor stabilizacije možemo pisati u obliku

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_{ceo}} \dots \dots \dots (19)$$

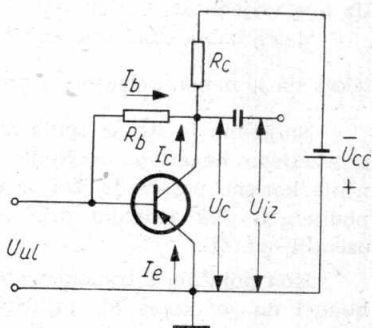
U nestabiliziranom krugu faktor stabilizacije jednak je 1 ($S = 1$), jer je $\Delta I_c = \Delta I_{ceo}$, dok je u stabiliziranom krugu ΔI_c manji od ΔI_{ceo} , pa je isto tako i S manji od 1.

Što je bolja stabilizacija i faktor je stabilizacije manji, pa je S mjerilo kvalitete postignute stabilnosti. U praktičkim slučajevima nije teško postići faktor stabilizacije manji od 0,1, što znači da će uz iste temperaturne promjene i $S = 0,1$ promjena struje kolektora biti deset puta manja u stabiliziranom stanju od one u nestabiliziranom.

Stabilizacija radne tačke postiže se linearnim elementima kao što su otpori, ili pak nelinearnim elementima kao što su termistori — otpori s negativnim temperaturnim koeficijentom, diode (Si, Ge), Zenerove diode itd. Stabilizacija se u stvari odnosi na smanjenje kolektorske struje, a može se postići na načine koje ćemo opisati.

Stabilizacija naponskom reakcijom — otpornikom između kolektora i baze

36. — Principijelna shema spoja prikazana je na sl. 60. Stabilizacija se osniva na naponskoj negativnoj reakciji preko otpornika R_b . Taj način obično primjenjuje u slučaju kada se u kolektorskom krugu nalazi omski otpor kao potrošač. Ukoliko uslijed povišenja temperature ili kojeg drugog razloga poraste struja kolektora, istovremeno će i na otporniku R_c nastati veći pad napona. Posljedica je toga smanjenje napona kolektor-emiter i kolektor-baza, iz čega slijedi i smanjenje struje baze, koja je približno jednaka U_c/R_b . To smanjenje struje baze proizvodi opet smanjenje struje kolektora koja, iako nešto veća od one na prvobitnoj temperaturi, ipak je znatno manja, nego što bi bila u nestabiliziranu stanju.



Slika 60. Stabilizacija struje kolektora otpornikom između emitera i baze R_b

Faktor stabilizacije za ovakav spoj iznosi

$$S = \frac{1}{1 + \alpha_e \frac{R_c}{R_b}} \dots \dots \dots (20)$$

Faktor stabilizacije bit će dakle to manji, a prema tome će i stabilizacija radne tačke biti bolja, što su veći α_e i R_c , a predotpor baze R_b manji. Na žalost, te se veličine ne mogu po volji birati; veličina α_e određena je samim tranzistorom, otpor R_c ne možemo povećati jer je njegova veličina uvjetovana naponom baterije U_{cc} i kolektorskom strujom I_c , a kako otpor R_b određuje radnu tačku, određena je i njegova veličina.

Promotrimo na praktičnom primjeru način određivanja elemenata stabilizacije. Na primjer, neka je radna tačka određena sa $U_c = 3V$, $I_c = 2\text{ mA}$, $\alpha_e = 50$, a napon baterije $U_{cc} = 6V$.

Struja baze približno je jednaka

$$I_b = \frac{I_c}{\alpha_e} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{50} = 40 \mu\text{A}$$

Otpor baze određuje se kao

$$R_b = \frac{U_c}{I_b} = \frac{3}{40 \cdot 10^{-6}} = 75\text{ k}\Omega$$

uz uvjet, da je U_c znatno veći od U_{be} , što i zadovoljava, jer je $U_{be} = 100\text{ mV}$.

Veličinu otpora R_c dobijemo iz jednadžbe

$$U_b = U_c + R_c \cdot (I_b + I_c)$$

$$R_c = \frac{U_{cc} - U_c}{I_b + I_c} = \frac{3}{2 \cdot 10^{-3}} = 1,5\text{ k}\Omega$$

Uz ove vrijednosti faktor stabilizacije iznosi 0,5.

Maksimalna stabilizacija bit će postignuta ako je kolektorska struja takva da je napon kolektora jednak polovini napona baterije $U_c = \frac{1}{2} U_{cc}$.

Nezgodna je strana spoja na sl. 60 što osim za istosmjernu, postoji i neželjena negativna reakcija za izmjeničnu komponentu, koja smanjuje korisno pojačanje. Da se ublaži taj utjecaj treba da se otpor R_b podijeli u dva jednaka dijela, a srednja tačka preko kondenzatora uzemlji, (sl. 61).

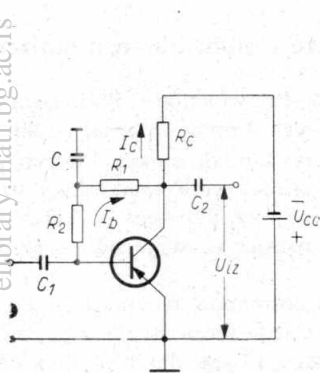
Kod pojačala s transformatorskim ulazom taj je problem izbjegnut, budući da se otpor R_b priključuje na donji odvojak transformatora, kako je prikazano na sl. 62.

Stabilizacija strujnom negativnom reakcijom — otpornikom u emiteru

37. — Stabilizacija radne tačke strujnom negativnom reakcijom, prikazana na sl. 63, nešto je bolja od gornje, a osniva se na činjenici da su struje kolektora i emitera uglavnom jednake, pa stabilizacija jedne održava konstantnom drugu. Povećanjem struje kolektora raste i struja

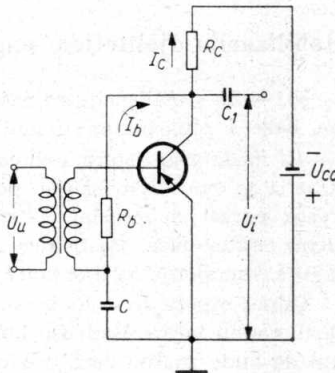
emitera I_e , uslijed čega dolazi do većeg pada napona na otporu emitera R_e . Budući da je prednapon baze U_{be} jednak razlici napona baze U_b i pada napona na emitterskom otporu, porastom ovog napona smanjit će se i napon između emitera i baze, $U_{be} = U_b - R_e I_e$, a posljedica toga

elibrary.matf.bg.ac.rs



Slika 61.

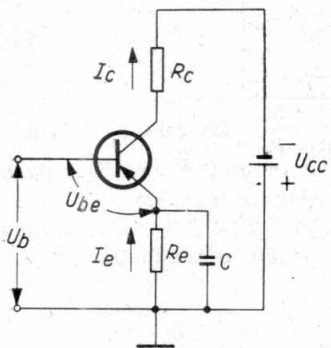
Stabilizacija struje kolektora naponskom negativnom reakcijom. Kapacitetom C izbjegnuta je negativna reakcija za izmjeničnu struju



Slika 62.

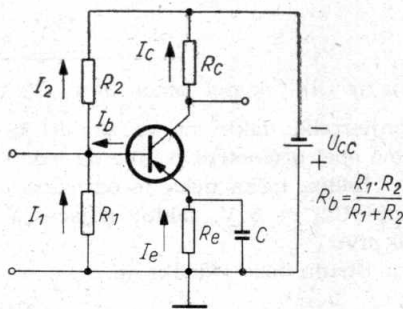
Stabilizacija radne tačke naponskom negativnom reakcijom kod pojačala sa transformatorskim ulazom

je smanjenje struje baze. Na kraju dolazi do stanja u kojem je struja kolektora nešto veća od prijašnje, ali ipak manja nego u nestabiliziranu spoju. Kao i kod elektronke, gdje se katodni otpor premoštava kondenzatorom da bi se izbjeglo smanjenje izmjeničnog signala, treba da se zbog istih razloga i emitterski otpor premosti kondenzatorom. Veličina kondenzatora u visokofrekventnim sklopovima iznosi oko $0,1 \mu F$, a u



Slika 63.

Stabilizacija kolektorske struje otpornikom u emiteru.



Slika 64.

Stabilizacija radne tačke djeliteljem napona baze i otpornikom u emiteru

niskofrekventnim stupnjevima kreće se u granicama između 10 i 100 μF . Dobra će stabilizacija biti u slučaju da je napon na emitterskom otporu R_e velik prema U_{be} . Dovoljno je da njegova veličina iznosi oko 1 V.

Stabilizacija djeliteljem napona baze i otpornikom u emiteru

38. — Za stabilizaciju se najviše upotrebljava sklop s djeliteljem napona baze i otpornikom u emiteru (sl. 64). Preko otpornog djelitelja $R_1 - R_2$ baza tranzistora dobiva praktički stabilan napon. Princip stabilizacije je ovaj: Ako uslijed povećanja temperature kolektorska struja poraste, porast će također i struja emitera, rezultat čega je smanjenje napona emiter-baza. Posljedica toga je smanjenje struje baze, što opet uvjetuje smanjenje struje kolektora.

Odnos otpora $R_1 - R_2$ bira se prema potrebnom naponu baze za određenu radnu tačku. Radi što bolje stabilizacije mora struja u poprečnoj grani da bude znatno veća u odnosu na struju baze, dakle ukupan otpor djelitelja mora da bude što manji. Međutim, otpori R_1 i R_2 priključeni su paralelno na ulaz i zato njihove vrijednosti ne smiju biti premalene, jer uz mali R_1 i R_2 teče velika struja kroz djelitelj napona, što uvjetuje veliku potrošnju struje, a to bi uveliko pogoršalo stupanj djelovanja pojačala, što je za prijenosne uređaje naročito nepoželjno. Osim toga mali R_b smanjuje i ulazni otpor tranzistora, dakle i pojačanje.

Veličina otpora R_b ($R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$) zbog navedenih je razloga određena kompromisno, između malog potroška struje i velikog pojačanja s jedne strane, i dopuštenog odstupanja radne tačke s druge strane. Otpor R_e treba da se premosti kondenzatorom, kako bi se spriječilo smanjenje pojačanja izmjenične komponente. Faktor stabilizacije tog sklopa iznosi

$$S = \frac{1}{1 + \frac{\alpha_e \cdot R_e}{R_e + R_b}} \dots \dots \dots (21)$$

gdje je R_b ukupni otpor baze, $R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$. Da faktor S bude što manji treba, dakle, da su α_e i R_e što veći, a R_b što manji. Sada možemo opet promotriti prilike na jednom primjeru u praksi.

Radna tačka neka je određena sa: $U_c = 2\text{V}$, $I_c = 3\text{ mA}$, napon baterije $U_{cc} = 6\text{ V}$, faktor pojačanja $\alpha_e = 50$, a prednapon baze oko 100 mV.

Struja baze jednaka je

$$I_b = \frac{I_c}{\alpha_e} = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{50} = 60 \mu\text{A}$$

Stabilizacija radne tačke bit će to bolja što je veći pad napona na emitterskom otporu u odnosu na napon baze. Dovoljno je da napon na

emitorskom otporu bude barem deset puta veći od napona baze. Dakle, uz $U_b = 0,1 \text{ V}$ treba da U_e iznosi: $U_e = 10 \cdot U_b = 1 \text{ V}$. Odatle možemo izračunati otpor R_e

$$R_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-3}} \approx 330 \Omega$$

Djelitelj napona $R_1 - R_2$ dimenzioniran je prema već prije navedenom uvjetu da struja koja teče kroz otpore mora da bude što veća u odnosu na struju baze I_b . Zadovoljavajući rezultati postižu se ako je ta struja barem deset puta veća od struje baze. U našem slučaju struja baze iznosi $60 \mu\text{A}$, pa je dakle struja

$$I_1 = 600 \mu\text{A}$$

a struja

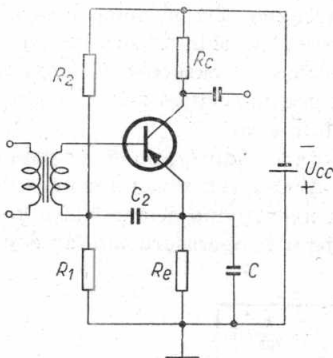
$$I_2 = I_1 + I_b = 600 + 60 = 660 \mu\text{A}$$

Zanemarivši napon U_{be} , napon na otporu R_2 približno je jednak $U_{cc} - U_e$. Odatle dobivamo vrijednost R_2

$$R_2 = \frac{U_{cc} - U_e}{I_2} = \frac{6 - 1}{0,66 \cdot 10^{-3}} = 7,6 \text{ k}\Omega \text{ i } R_1 = \frac{U_e}{I_1} = \frac{1}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 1,67 \text{ k}\Omega$$

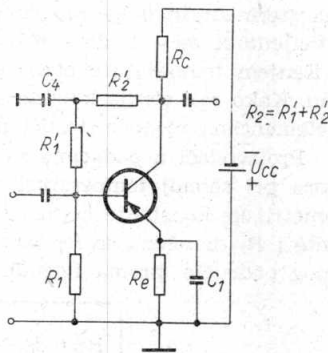
S ovim podacima izračunati faktor stabilizacije iznosi oko 0,1.

Kod pojačala s transformatorskim ulazom utjecaj R_1 i R_2 izbjegnut je spajanjem na način prikazan na sl. 65.



Slika 65.

Utjecaj R_1 i R_2 za stabilizaciju kao i na sl. 64 izbjegnut je kod pojačala sa transformatorskim ulazom



Slika 66.

Kombinirana stabilizacija radne tačke. Strujna reakcija postignuta je otpornikom R_e , a naponska otpornicima R_1' i R_2' . Kondenzatorima C_1 i C_4 izbjegnuta je negativna reakcija za izmjeničnu struju

Stabilizacija strujnom i naponskom negativnom reakcijom

39. — Ovaj spoj, (sl. 66), naročito je pogodan u slučaju kad postoji visok napon napajanja. Tu je stabilizacija izvedena pomoću strujne i naponske reakcije. Strujna reakcija postignuta je otporom u emiteru R_e , a naponska, koja ima veće značenje, preko otpora R_2 ($R_2 = R_1' + R_2'$). Kondenzatori C_1 i C_4 sprečavaju negativnu reakciju za izmjeničnu struju. U praktičnom primjeru, uz poznatu radnu tačku, dimenzionirat ćemo elemente prema ovom kriteriju: otpor R_2 treba da je dva puta veći od R_1 ($R_2 = 2 R_1$), dok je $R_1 = 10 R_e$. Otpor R_e određuje se, kako je već prije navedeno, prema uvjetu da napon na emiterskom otporu bude deset puta veći od napona baze. Do navedenih kriterija došlo se na osnovu praktičkih iskustava i oni sasvim zadovoljavaju u praksi. Koji je od navedenih načina za stabilizaciju radne tačke najpovoljniji ovisi najviše o načinu veze između stupnjeva. Međutim najviše se primjenjuje stabilizacija s otporom u emiteru i djeliteljem napona baze.

Stabilizacija radne tačke nelinearnim elementima

40. — Stabilizacija radne tačke izvedena prije opisanim načinima ne zadovoljava u svim slučajevima. To naročito vrijedi za izlazna pojačala (koja rade na granici disipacije i podložna su termičkoj nestabilnosti) i za sklopove u kojima se traži velika temperaturna stabilnost.

Da bismo postigli što bolju stabilizaciju radne tačke potrebno je uzeti što veći otpor u emiterskom krugu R_e i što manji napon napajanja. Stavljanje emiterskog otpora nije međutim poželjno zbog znatnog gubitka korisne snage koja se troši na njemu. U takvim se slučajevima stabilizacija provodi nelinearnim elementima, prvenstveno NTC - otpornika (termistorima) — otpornika s velikim negativnim temperaturnim koeficijentom od -2 do $-6\%/^{\circ}\text{C}$. Svojstva su ovih otpornika da im povišenjem temperature otpor pada približno po eksponencijalnom zakonu. Kako se i struja kolektora mijenja prema sličnom zakonu, takvim je elementima moguće postići dobru stabilizaciju.

Proizvođači u podacima za NTC-otpornike daju većinom vrijednost otpora pri sobnoj temperaturi od 20 ili 25°C i vrijednost materijalno-geometrijske konstante b ($^{\circ}\text{K}$). Iz poznate materijalno-geometrijske konstante i R_{25} izračuna se R_T za svaku željenu temperaturu unutar dopuštenog područja, prema formuli

$$R_T = R_{25} e^{b \left(\frac{1}{273 + t} - \frac{1}{298} \right)}$$

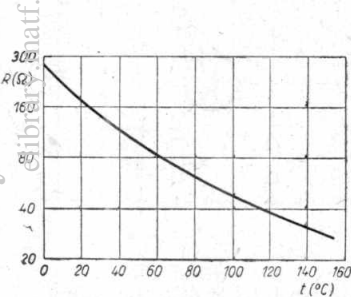
gdje je

- R_T — otpor na određenoj temperaturi
- R_{25} — otpor na temperaturi od 25°C
- e — 2,718
- b — materijalno-geometrijska konstanta u $^{\circ}\text{K}$
- t — temperatura u $^{\circ}\text{C}$

Formula (22) dobiva jednostavniji oblik ako se radi o manjim temperaturnim promjenama

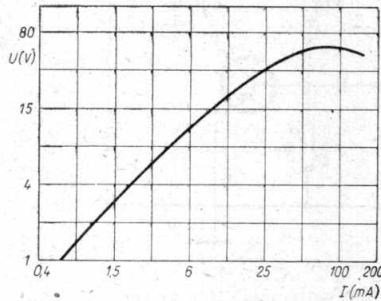
$$R_T = R_{25} (1 + \alpha \theta)$$

Za NTC-otvore daje se temperaturna i strujno-naponska karakteristika. Na sl. 67 možemo vidjeti što se događa uslijed zagrijavanja otpornog tijela temperaturom okoline. Krivulja prikazuje ovisnost otpora o promjeni temperature. Strujno-naponska karakteristika pokazuje promjenu



Slika 67.

Dijagram pokazuje promjenu otpora NTC otpornika sa temperaturom



Slika 68.

Strujno-naponska karakteristika NTC-otpornika. Nastalom strujnom toplinom uz konstantnu temperaturnu okolinu dolazi do promjene otpora

otpora nastalu strujnom toplinom uz konstantnu temperaturu okoline, (sl. 68). Iz R_T -krivulje za jedno temperaturno područje možemo izračunati vrijednost b prema formuli

$$b = 2,303 \frac{\lg R_1 - \lg R_2}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \dots \dots \dots (23)$$

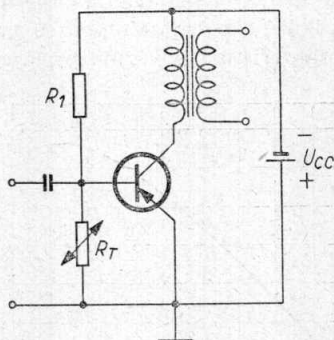
U gornjem izrazu R_1 je otpor pri temperaturi T_1 , a R_2 pri temperaturi T_2 .

41. — Najobičniji je način stabilizacije spajanje NTC-otpornika u djelitelj napona između baze i emitera, (sl. 69). Uslijed povišenja temperature smanjuje se otpor termistora, a stoga i napon između baze i emitera; rezultat toga je smanjenje struje baze, što opet sprečava porast struje kolektora.

Drugi sklop stabilizacije radne tačke s termistorom prikazan je na sl. 70. Ovdje je stabilizacija izvedena djeliteljem napona $R_0 - R_T$. Djelovanjem temperature smanjuje se otpor R_T , dakle napon na emitterskom otporu R_0 raste. Rezultat toga je smanjenje napona baze i stabi-

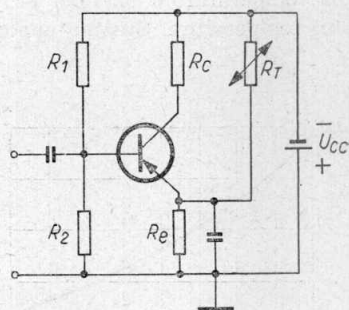
lizacija kolektorske struje. Ovaj spoj ima izvjesnu prednost, budući da elementi stabilizacije ne utječu na izmjeničnu komponentu.

U sklopovima iz prakse NTC-otpornici se ne vežu na način prikazan u primjerima na sl. 69, 70, nego u kombinacijama s linearnim otpornicima. To ćemo najbolje shvatiti razmatrajući praktički primjer. Na



Slika 69.

NTC-otpornik R_T spojen u donju granu djelitelja napona kompenzira promjene radne tačke nastale pri različitim temperaturama okoline



Slika 70.

Stabilizacija otpornicima R_T i R_e . Povišenjem temperature vrijednost otpora R_T pada. Raste napon na otporniku R_e , znači smanjuje se struja kolektora

sobnoj temperaturi otpor termistora iznosi $R_{25} = 2.000 \Omega$, a temperaturni koeficijent $\alpha_T = -0,04$. Uz povišenje temperature od 1°C možemo koristiti formulu

$$R_T = R_{25} (1 - \alpha_T \cdot \theta) = 2.000 (1 - 0,04) = 2.000 - 80 (\Omega)$$

Ako je struja koja teče kroz termistor 1 mA, na otporu R_T dolazi do pada napona

$$I \cdot R_T = 2.000 \cdot 10^{-3} - 80 \cdot 10^{-3} (\text{V})$$

Budući da je otpor u praktičnom sklopu priključen između baze i emitera, pri promjeni temperature od 1°C napon baze promijenio bi se za 80 mV. To je vrlo mnogo u poređenju s promjenama ulaznog napona tranzistora s temperaturom. Ta se promjena kreće od 1,5 do 2,5 mV/ $^\circ\text{C}$, ovisno o vrsti tranzistora.

Struja koja teče kroz termistor, potrebna za kompenzaciju ulaznog napona koji nastaje s promjenama temperature (na primjer 2,4 mV/ $^\circ\text{C}$), iznosi

$$I_T = \frac{\Delta U}{\Delta R} = \frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{80} = 30 \mu\text{A}$$

Ova struja stvara na otporniku R_T pad napona

$$U_T = I_T R_T = 30 \cdot 10^{-6} (2000 - 80) = 60 \cdot 2,4 = 57,6 \text{ mV}$$

Pogledamo li pažljivije vidjet ćemo da je to u isti mah i napon između baze i emitera. Kako sad na bazi vlada napon samo od 57,6 mV to je očigledno premalo, budući da nam je za radnu tačku potreban napon barem 100 mV.

Problem ćemo riješiti kombinirajući NTC-otpor s linearnim otporima spajajući ih serijski, paralelno, ili načinom prikazanim na sl. 71. U našem slučaju vrijednost potrebnog serijskog otpora za $U_b = 150$ mV iznosi

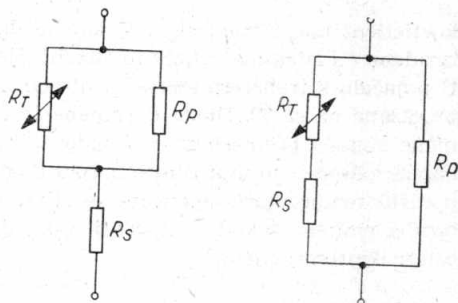
$$R_S = \frac{U_b - U_{T0}}{I_T} = \frac{(150 - 60) \cdot 10^{-3}}{30 \cdot 10^{-6}} = 3 \text{ k}\Omega$$

Budući da su upotrebom termistora kompenzirane samo promjene nastale variranjem temperature okoline, pokazalo se da je i uz tu stabilizaciju potreban emiserski otpor R_e , kako bi se izbjegao porast struje kolektora, koji nastaje uslijed vlastitog zagrijavanja tranzistora. Kod glavnih stupnjeva on iznosi samo 3 do 5 Ω .

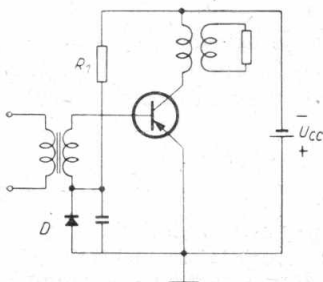
Montažom NTC-otpora na tranzistor prenosi se temperatura spoja na otpor i tako su istovremeno kompenzirane promjene temperature nastale zagrijavanjem tranzistora.

Pravilnim izborom elemenata moguće je u tom sklopu postići potpunu stabilizaciju.

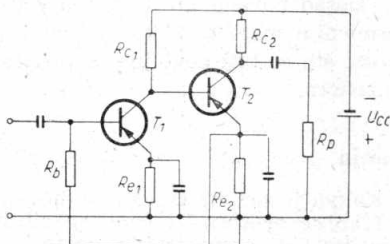
Stabilizacija radne tačke diodom. Stabilizacija radne tačke diodom od poluvodiča vrlo je pogodna, jer diode imaju skoro isti temperaturni



Slika 71. Kombiniranjem NTC-otpornika sa linearnim otporima dobiva se povoljnija temperaturna karakteristika



Slika 72. Umjesto otpornika R_T , sl. 69 može se koristiti diode građene od sličnog materijala kao i tranzistor



Slika 73. Bolja stabilizacija postiže se negativnom reakcijom preko više stupnjeva. Na slici prikazana je negativnom reakcijom preko dva stupnja

koeficijent kao i tranzistori. Jasno je da ovdje treba upotrijebiti diodu izradenu od istog materijala ili što sličnijeg onome od kojeg su tranzistori. U pojačalu s transformatorskim ulazom može se upotrijebiti stabilizacija prikazana na sl. 72. Dioda D spojena je u propusnom smjeru, i za izmjenične signale premoštena je kondenzatorom. Na diodi vlada istosmjerni napon, određen unutarnjim otporom diode i veličinom otpora R_1 . Uslijed porasta temperature smanjuje se otpor diode, pa će se i napon između baze i emitera također smanjiti, tako da će struja kolektora praktički ostati nepromijenjena.

Negativna reakcija istosmjerne struje preko nekoliko stupnjeva pojačala

42. — U dosad opisanim načinima postignuta je stabilizacija radne tačke negativnom reakcijom za istosmjernu struju, tj. vraćanjem promjena kolektorskog napona i struje emitera, nastalih uslijed variranja temperature na ulaz. Takva negativna reakcija može biti provedena i preko dva ili više stupnjeva, pa je u tom slučaju stabilizacija mnogo efikasnija nego unutar samo jednog tranzistora.

Direktnu vezu između tranzistora lako je postići, budući da oni rade s vrlo niskim kolektorskim naponima. Jedan takav sklop prikazan je na sl. 73. Struja baze prvog tranzistora T_1 određena je strujom emitera i emiterskim otporom tranzistora T_2 , dok je struja baze tranzistora T_2 određena prvim tranzistorom i padom napona na kolektorskom otporu R_{c1} . Ako se zbog povećanja temperature poveća struja kolektora tranzistora T_2 , povisit će se i struja emitera koja na emiterskom otporu stvara veći pad napona. To povišenje izaziva povećanje struje baze prvog tranzistora, što opet uzrokuje povećanje kolektorske struje i smanjenje struje baze tranzistora T_2 , koje se protivi prvobitnom djelovanju. Rezultat toga je dobra stabilizacija.

Dosad navedenim načinima stabilizacije uglavnom smo se upoznali s osnovnim metodama kompenzacije utjecaja temperature na rad tranzistora, što će biti dovoljno za proučavanje daljnjih primjena i sklopova tranzistora.

Pitanja

1. Kakva je razlika između vodiča, poluvodiča i izolatora?
2. Iako se elektroni i šupljine giblju pod utjecajem električkog polja u suprotnim smjerovima, zašto je rezultat takvog gibanja istosmjerna struja?
3. Šta se događa kad se šupljina sudari sa slobodnim elektronom?
4. Definiraj: kovalentnu vezu, šupljinu, akceptor, donor i potencijalnu barijeru!
5. Opiši proces koji se zbiva kada se P-tip i N-tip germanij spoje zajedno!
6. Protumači utjecaj napona polariziranog u propusnom smjeru na PN-spoj!

7. Ekvivalentni napon PN-spoja u ravnoteži iznosi 0,3 V. Napon od 1 V polariziran u propusnom smjeru proizvodi struju 100 mA. Koja je efektivna vrijednost otpora u propusnom smjeru?
8. Kolika će struja teći stezaljkama PN-spoja sa ekvivalentnim naponom potencijalne barijere 0,3 V uz kratkospojene stezaljke?
9. Koje su dvije glavne vrste tranzistora?
Definiraj simbole E , B i C !
10. Zašto je baza kod slojnog tranzistora znatno tanja od emitera i kolektora?
11. Zašto je efektivna širina baze uža kada je na kolektorski spoj priključen napon polariziran u zapornom smjeru, nego bez priključenog napona?
12. Na koji se način povisuje gornja granična frekvencija tranzistora sa površinskom barijerom? Do koje granice je to moguće postići?
13. Što je kapacitet PN-spoja i kako nastaje?
14. Skiciraj PNP-slojni tranzistor sa priključnim baterijama. Opiši način rada tranzistora!
15. Koje strujne krugove razlikujemo kod tranzistora? Da li u ulaznom krugu teče struja?
16. Koja su tri spoja sa elektronkama ekvivalentna tranzistorskim spojevima sa uzemljenim emiterom, uzemljenom bazom i uzemljenim kolektorom? Navedi glavne karakteristike ovih spojeva!
17. Koje su osnovne električke razlike između tranzistora i elektronke?
18. Koje su najvažnije karakteristike tranzistora?
19. Opiši metode za mjerenje ulaznih i izlaznih karakteristika!
20. Na koji je način moguće promatranjem izlaznih karakteristika uočiti razliku između unutarnjeg otpora tranzistora u spoju sa zajedničkom bazom i spoju sa zajedničkim emiterom?
21. Kako se određuje ulazni otpor, izlazni otpor, faktor strujnog pojačanja i povratno djelovanje tranzistora?
22. Navedi jednadžbe za faktor strujnog pojačanja, povratno djelovanje, ulazni i unutarnji otpor tranzistora! Zašto navedene veličine nisu konstantne?
23. U spoju sa zajedničkom bazom faktor strujnog pojačanja određenog tipa tranzistora kreće se od 0,9 do 0,99. U kojim se granicama nalazi strujno pojačanje u spoju sa zajedničkim emiterom i u spoju sa zajedničkim kolektorom?
24. Navedi razliku između parametara malih signala i parametara velikih signala?
25. Nabroji parametre koji se koriste kod tranzistora!
26. Da li je kod tranzistornih spojeva upotrebljenih u visokofrekvent-području potrebno izvršiti neutralizaciju?
27. Kako je definirana gornja granična frekvencija?
28. Kako dolazi do temperaturne povratne reakcije? Što je to termička nestabilnost?
29. Što označava toplinski otpor? Maksimalna kolektorska dispozicija tranzistora je 30 mW kod 40°C i 400 mW kod 20°C. Nađi efektivni toplinski otpor? Kakva smije biti disipacija uz maksimalnu temperaturu 30°C?
30. O čemu ovisi maksimalno dopustiva kolektorska snaga?
31. Kako je definiran faktor stabilizacije? U kojim se granicama kreće njegova vrijednost (numerički)?
32. Navedi načine stabilizacije radne tačke i koji su od njih najpogodniji?
33. Kakva se prednost postiže ako je stabilizacija izvedena nelinearnim elementima?
34. Zašto je preostala struja kolektora znatno veći problem u spoju sa zajedničkim emiterom, nego u spoju sa zajedničkom bazom?

DODATAK UZ II DIO

Ing. Branko Somek

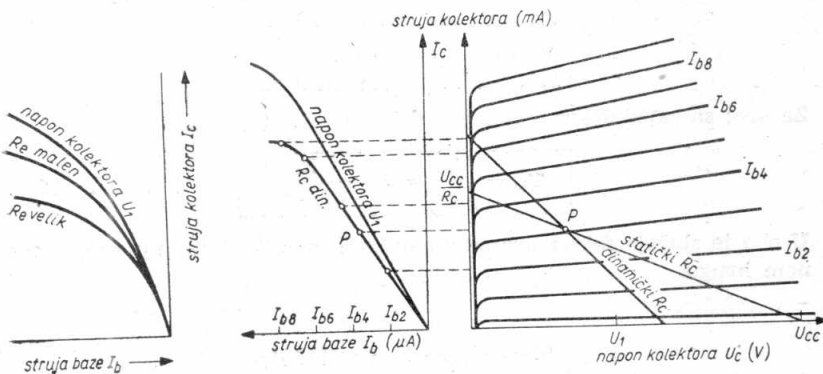
Niskofrekventna tranzistorska pojačala

Radna karakteristika

3. — Kako nam je poznato, pomoću struje baze moguće je mijenjati struju kolektora praktički bez tromosti. Za razliku od elektronke, u kojima se anodna struja mijenja bez utroška energije, kod tranzistora je potrebna izvjesna energija na ulazu, da se dobije promjena kolektorske struje na izlazu. U dosadašnjim razmatranjima bio je kolektorski krug uvijek kratko spojen, što znači da je kolektor bio spojen direktno na bateriju. Da bi se djelovanje tranzistora kao pojačala moglo iskoristiti, potrebno je međutim da u krugu kolektora bude potrošač. Usljed tog opterećenja nastupaju znatne promjene pogonskih odnosa.

Imamo li u kolektorskom krugu omski otpor R_c , neće kolektor biti na punom naponu baterije U_{cc} , jer će kolektorska struja stvarati na kolektorskom otporu R_c pad napona $I_c R_c$. Kolektorski napon bit će dakle samo $U_c = U_{cc} - I_c R_c$. Što je veći kolektorski otpor R_c , to će manji biti kolektorski napon U_c .

Kolektorski napon bit će, usprkos stalnom naponu baterije, promjenljiv i ovisan o jakosti kolektorske struje. Na taj način prelazi statička karakteristika tranzistora u dinamičku ili radnu karakteristiku. Kao što vidimo na sl. 74, dinamičke su karakteristike niže što je veći kolektorski otpor. To znači da će dinamički faktor strujnog pojačanja biti

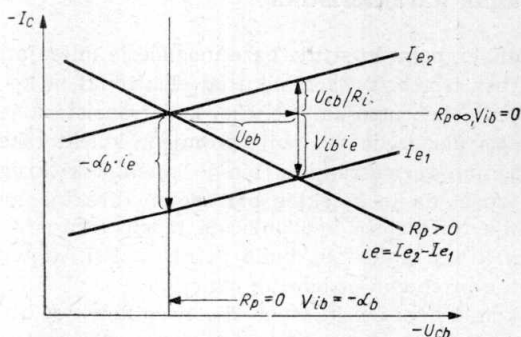


Slika 74.
Statička i dinamička karakteristika tranzistora

Slika 75.
Iz izlaznih karakteristika dobiva se statičke i dinamičke karakteristike

manji od dosada nam poznatog statičkog faktora strujnog pojačanja kratkog spoja.

Kod neznatnih kolektorskih struja postaje i pad napona $I_c R_c \approx 0$, dakle kolektorski je napon jednak naponu baterije, pa početak dinamičke karakteristike pada u istu tačku s početkom statičke karakteristike, uz dani napon baterije U_{cc} . Dinamička karakteristika može se snimiti mjerenjem, a isto se tako može dobiti i iz statičkih karakteristika crtanjem i računom. Dinamička karakteristika faktora strujnog pojačanja može



Slika 76.

Odsječci izlaznih karakteristika u spoju sa zajedničkom bazom sa ucrtanim radnim pravcima $R_p = 0$, $R_p = \infty$ (neopterećen) i $R > 0$

se konstruirati iz izlaznih karakteristika, ako je zadana veličina kolektorskog otpora i napona baterije. Na sl. 75 vidimo statičku i dinamičku karakteristiku, dobivene iz izlaznih karakteristika. Što je veći kolektorski otpor, to će ova krivulja biti niža i jače zakrivljena, pa će i faktor strujnog pojačanja biti manji. Kako je prikaza-

no na sl. 76, gdje su dani odsječci izlaznih karakteristika u spoju sa zajedničkom bazom, i ucr-

tani radni pravci $R_p = 0$ i $R_p > 0$, kolektorska je struja za U_{cb}/R_i manja kod opterećenja R_p od struje kratko spojenog izlaza, uz $R_p = 0$, gdje je R_i izlazni otpor tranzistora u neopterećenu stanju. Označimo li sa V_{ib} faktor strujnog pojačanja u spoju sa zajedničkom bazom, dobivamo

$$V_{ib} = \frac{i_c}{i_e} = -\alpha_b \frac{R_i}{R_i + R_p} \quad \dots \quad (24)$$

Za spoj sa zajedničkim emiterom dobivamo za V_{ie}

$$V_{ie} = \frac{i_c}{i_b} = \alpha_e \frac{R_i}{R_i + R_p} \quad \dots \quad (25)$$

U oba je slučaja faktor strujnog pojačanja manji od onog u neopterećenom krugu.

Tranzistor kao pojačalo

44. — U dosadašnjem razmatranju rada tranzistora pretpostavili smo uvijek da na ulazu tranzistora vlada istosmjernan napon. Kako se međutim uvijek radi o pojačanju izmjeničnog napona, moramo pogle-

dati slučaj kad je na ulaz doveden izmjenični signal. To stanje možemo ostvariti spojem kao na sl. 77, koja prikazuje spoj pojačala PNP-transistora s uzemljenim emiterom. Na ulaznim priključnicama u krugu baze nalazi se niskofrekventni generator izmjeničnog napona. Radna tačka može biti određena sa I_b i U_c , sa I_b i I_c , ili sa I_c i U_c . U našem je slučaju međutim radnu tačku najlakše odrediti sa I_b i U_c . Veličina otpora R_b i napon baterije U_{bb} određuju struju baze, koja približno iznosi $\frac{U_{bb}}{R_b}$, budući da je napon U_{be} zanemarivo malen. Kolektorska struja direktno je proporcionalna struji baze; relacija između ovih dviju, već prije zabilježena, iznosi

$$I_c = \alpha_0 I_b + I_{ce0}$$

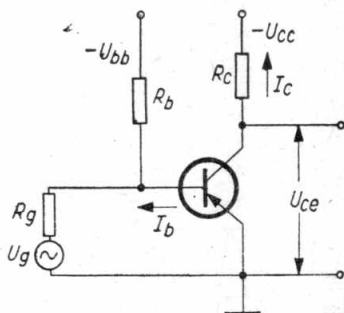
Napon U_c ovisan je o struji I_c , otporu R_c i naponu baterije U_{cc} prema relaciji

$$U_{ce} = U_{cc} - I_c R_c$$

Znači, radnu tačku možemo u našem slučaju mijenjati elementima R_b , R_c , U_{bb} i U_{cc} . Baterije U_{bb} i U_{cc} predstavljaju za izmjeničnu komponentu kratak spoj,

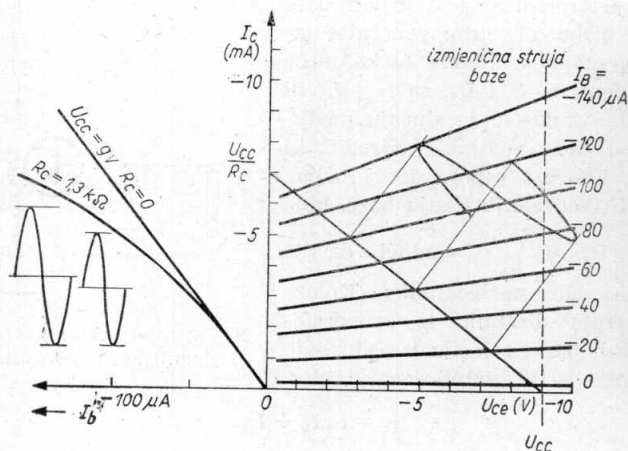
U prvi mah uzmimo da je kolektorski otpor R_c kratko spojen, da je dakle $R_c = 0$. Neka je u ovom slučaju struja mirovanja baze $I_b = -60 \mu A$. Izmjenična struja superponirana struji baze neka ima amplitudu $40 \mu A$. Kao posljedica te izmjenične struje nastat će promjene kolektorske struje, koje se daju lako odrediti iz izlazne karakteristike $U_c - I_c$. Kako se vidi iz primjera na sl. 78, kolektorska struja mirovanja za danu struju baze iznosi $3,15 \text{ mA}$. Ako sada struja baze varira za $40 \mu A$, dakle između $-20 \mu A$ i $-100 \mu A$, nastupit će odgovarajuće promjene kolektorske struje, koje iznose $\pm 2,2 \text{ mA}$. Kolektorska izmjenična struja superponirana struji mirovanja, izazvana izmjeničnom strujom baze u ulaznom krugu, ima isti oblik kao i ova posljednja, što znači da se proces vrši bez izobličenja.

45. — Imamo li u kolektorskom krugu omski otpor R_c , moramo kao osnovu našeg razmatranja uzeti dinamičku karakteristiku. U polju izlaznih karakteristika (sl. 78), ucrtan je radni pravac i izvedena dinamička karakteristika. Radni pravac određen je tačkom $U_{cc} -$ naponom baterije na U_{ce} -osi i tačkom $I_c = \frac{U_{cc}}{R_c}$ na I_c -osi. Radna tačka na pravcu određena je strujom baze I_b . Promjena kolektorske struje bit će sada, usprkos jednakom naponu na bazi, znatno manja nego uz $R_c = 0$,



Slika 77.
Stupanj pojačala sa uzemljenim emiterom

pa iznosi na primjer $\pm 1,8$ mA, prema $\pm 2,2$ mA, kako je bilo prije uz $R_c = 0$. Kolektorska struja mijenja se između vrijednosti 1,1 i 4,9 mA. Kako smo već vidjeli u odsjeku 43, napon kolektora U_c kod opterećenog



Slika 78.

Izlazne i radne karakteristike tranzistora OC 66 u spoju sa zajedničkim emiterom. Uz $R_c > 0$ iako je napon baze jednak kao i za $R_c = 0$ promjene struje kolektora bit će manje

tranzistora ovisan je o kolektorskoj struji. Izmjenična struja koja teče u kolektorskom krugu stvara na kolektorskom otporu izmjenični pad napona. Pretpostavimo da generator daje u promatranom momentu u krugu baze mali pozitivni napon u_{be} (promatramo spoj sa zajedničkim emiterom!). Tada će ovaj napon smanjiti napon U_{be} koji je, kako je poznato, negativan, i struja baze postaje manja za iznos u_{be}/R_{ue} .

Smanjenje ulazne struje I_b za iznos $u_{be}/(R_{ue} + R_g)$ smanjuje pak kolektorsku struju približno za $V_{ie}u_{be}/R_{ue}$. Uslijed smanjenja izmjenične struje koja teče u kolektorskom krugu smanjit će se izmjenični pad napona na opteretnom otporu ($V_{ie} \cdot u_{be} \cdot R_g/R_{ue}$). Zbog toga će nastati odgovarajuća promjena napona i na kolektoru, pa će i on biti negativniji što je manji pad napona na kolektorskom otporu R_c . Na kolektoru imamo dakle, osim istosmjernog napona, i superponirani izmjenični napon. Izmjenični napon kolektora iste je veličine kao i pad napona na kolektorskom otporu R_c , samo protivnog smjera. Za spoj sa zajedničkim emiterom izlazni napon ima fazni pomak od 180° prema ulaznom naponu.

46. — Promotrimo sada spoj sa zajedničkom bazom. Pretpostavimo opet da generator u promatranom momentu daje mali pozitivni napon u_{eb} . Ovaj napon izaziva u ulaznom krugu povećanje emitterske struje za U_{eb}/R_{ub} , što daje povećanje struje za $a_b \cdot u_{eb}/R_{ub}$. Povećanje struje

kolektora stvara na opteretnom otporu R_c pad napona, koji na kolektor-
skoj strani otpora R_c postaje pozitivniji približno za iznos $\alpha_b u_{eb} R_c/R_{ub}$.
Promjene napona u spoju sa zajedničkom bazom idu u istom smjeru,
znači, one su u fazi.

Pojačanje napona i snage

47. — U posljednjim poglavljima upoznali smo se na nekoliko pri-
mjera s grafičkim prikazom izmjeničnih odnosa koji se dešavaju u tran-
zistoru, ako radi kao pojačalo. Sad ćemo pogledati pojačanje napona i
snage u tim stupnjevima i međusobno ih usporediti.

Izraz $V_u = \frac{U_i}{U_u}$ (izlazni izmjenični napon prema ulaznom izmjeničnom
naponu) naziva se *naponskim pojačanjem*. Za spoj sa *zajedničkom bazom*
ono iznosi

$$\boxed{V_{ub} = \frac{U_{cb}}{U_{eb}} = -V_{ib} \cdot \frac{R_c}{R_{ub}}} \dots \dots \dots (26)$$

U ovom slučaju predznak minus pred izrazom označava da su promjene
ulaznog i izlaznog napona u fazi, budući da je V_{ib} negativan. U jednadžba-
ma moramo uvijek za R_i i R_u uvrstiti aktivan izlazni i ulazni otpor
koji je, kako znamo, ovisan o radnoj tački.

Za spoj s *zajedničkim emiterom* pojačanje napona izmjeničnog
signala jest:

$$\boxed{V_{ue} = \frac{U_{ce}}{U_{be}} = -V_{ie} \frac{R_c}{R_{ue}}} \dots \dots \dots (27)$$

U gornjoj jednadžbi, s obzirom na to da je V_{ie} pozitivan, predznak
minus označava postojanje faznog pomaka za 180° između ulaznog i
izlaznog napona.

48. — Kako su tranzistori u biti pojačala snage, izračunat ćemo i
pojačanje snage.

Pod *pojačanjem snage* V_s podrazumijeva se odnos snage dobivene
na potrošaču i ulazne snage privedene tranzistoru. U spoju sa zajednič-
kom bazom dobivena izmjenična snaga iznosi $i_c^2 \cdot R_c$, dok je privedena
snaga $i_e^2 R_{ub}$.

Za pojačanje snage u spoju baze vrijedi izraz

$$\boxed{V_{sb} = \frac{i_c^2 R_c}{i_e^2 R_{ub}} = V_{ib}^2 \cdot \frac{R_c}{R_{ub}} = -V_{ib} \cdot V_{ub}} \dots \dots (28)$$

Za *emitorski spoj* dobije se međutim

$$\boxed{V_{se} = V_{ie}^2 \cdot \frac{R_c}{R_{ue}} = -V_{ie} \cdot V_{ue}} \dots \dots \dots (29)$$

Iz prednjih jednađbi izlazi da produkt pojaćanja napona i pojaćanja struje daje pojaćanje snage. Ako je opteretni otpor R_c malen, jednađbe (28 i 29) dobivaju jednostavniji oblik

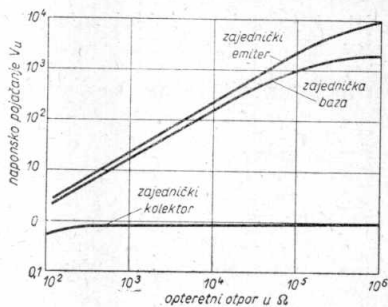
$$V_{sb} = \alpha_b \cdot V_{ub}$$

$$i \quad V_{se} = -\alpha_e \cdot V_{ue}$$

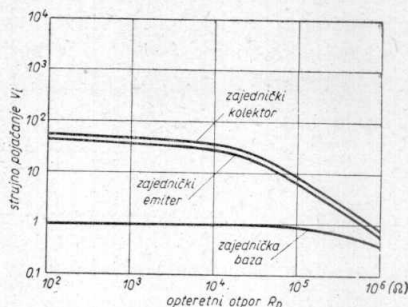
Uspoređenje tranzistorskih spojeva

49. — U daljim izlaganjima o primjenama tranzistora bit će uglavnom govora o spoju sa zajedničkim emiterom, koji se najviše koristi. Potrebno je međutim utvrditi razloge toj činjenici, uspoređujući ovaj spoj s drugim načinima spajanja: uzemljenom bazom i uzemljenim kolektorom.

Naponsko pojaćanje. Spojevi sa zajedničkim emiterom i zajedničkom bazom imaju, uz jednake opteretne otpore, uglavnom isto pojaćanje napona, kao što se vidi u dijagramu, (sl. 79). Međutim u spoju sa zajedničkim kolektorom naponsko pojaćanje nikad nije veće od jedinice. Tek s velikim opteretnim otporom približno je jednako jedan.



Slika 79.
 Dijagrami pokazuju promjene naponskog pojaćanja sa opterećenjem

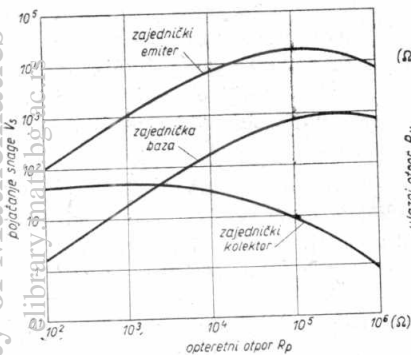


Slika 80.
 Ovisnost strujnog pojaćanja o opteretnom otporu. Strujno pojaćanje za spoj sa zajedničkim emiterom i zajedničkim kolektorom uglavnom su jednaka. Pri većem R_p opada. U spoju sa zajedničkom bazom iznosi približno jedan

Strujno pojaćanje. Spojevi sa zajedničkim emiterom i zajedničkim kolektorom imaju približno isto pojaćanje struje; ono obično pada s većim vrijednostima opteretnog otpora R_p . U spoju sa zajedničkom bazom faktor strujnog pojaćanja uvijek je manji od jedan, (sl. 80).

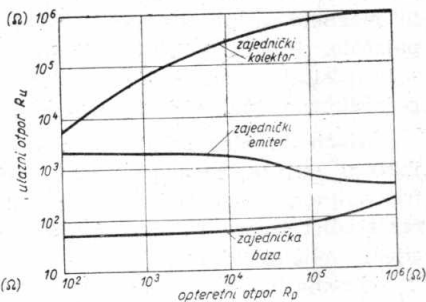
Pojaćanje snage. Produkt strujnog i naponskog pojaćanja daje krivolju pojaćanja snage na sl. 81, koja pokazuje da spoj sa zajednič-

kim emiterom daje najveće pojačanje snage za sve vrijednosti opterećenog otpora, a to je i uzrok njegovoj najčešćoj upotrebi.



Slika 81.

Pojačanje snage mijenja se sa otporom potrošača. U spoju sa zajedničkim emiterom ono je najveće

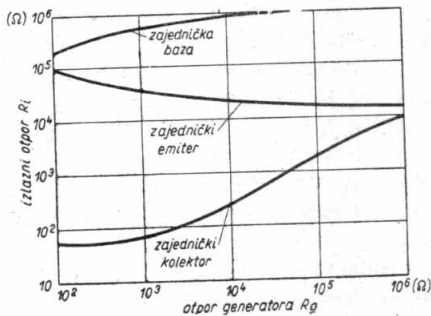


Slika 82.

Ovisnost ulaznog otpora o opterećenom otporu

Ulazni otpor. Krivulje na sl. 82 označavaju ulazni otpor za različite spojeve. Najveću vrijednost ima ulazni otpor u spoju sa zajedničkim kolektorom (koja se kreće iznad 20 k Ω), ulazni otpor u spoju sa zajedničkim emiterom malen je, iznosi između 400 Ω i 2000 Ω , dok je u spoju sa zajedničkom bazom još manji i iznosi oko 50 Ω , tako da je u tom spoju teško postići prilagođenje tranzistora na slijedeći stupanj.

Izlazni otpor. Izlazni otpor nije funkcija opterećenja R_p , već je ovisan o otporu generatora R_g . Na sl. 83 dana je ovisnost izlaznog otpora o otporu generatora. Izlazni otpor u spoju sa zajedničkim kolektorom malen je, a već prije smo vidjeli da taj spoj ima velik ulazni otpor, pa uglavnom služi za transformiranje otpora. Tranzistor u ovom slučaju ne unosi fazni pomak u pojačanje.



Slika 83.

Promjena otpora generatora izaziva primjene izlaznog otpora

Spoj sa zajedničkom bazom temperaturno je stabilan, dok je u spojevima sa zajedničkim emiterom i zajedničkim kolektorom potrebno provesti posebnu temperaturnu stabilizaciju.

Niskofrekventna pojačala malih signala

50. — Niskofrekventno pojačalo s tranzistorima sastavljeno je kao i kod elektroniki, od pretpojačala i izlaznog pojačala. U pretpojačalu se slabi izmjenični naponi iz demodulatora, mikrofona, zvučnica ili magnetofonskih glava pojačavaju toliko da mogu pobuditi izlazno pojačalo. Prema veličini pobudnog signala niskofrekventna pojačala s tranzistorima nazivaju se pojačalima malih signala (pretpojačala) i pojačalima velikih signala (izlazna pojačala).

Način izvođenja pojačala ovisi o ovim zahtjevima: potrebnom pojačanju (struje, napona, snage), veličini ulaznog i izlaznog signala, frekventnom području, ulaznom otporu, području temperature, karakteristikama izvora i opterećenja, napajanju, dopuštenom izobličenju, cijeni, veličini itd.

Prema načinu na koji su niskofrekventna pojačala međusobno povezana, razlikujemo pojačala sa *RC-vezom*, pojačala s *transformatorskom vezom* i *direktno vezana* pojačala. Promotrit ćemo posebno pojačalo malih signala, a posebno pojačalo velikih signala, tj. pojačalo snage. Ta je podjela važna, budući da o veličini pobudnog signala ovisi način određivanja radne tačke, kao i mjere za provođenje njene stabilizacije.

51. — Osnovni uvjeti koje pojačala malih signala moraju da ispunjavaju su ovi:

— Pobudni signal mora da bude dovoljno malen, tako da unutar frekventnog područja za koje je pojačalo predviđeno ne nastaje izobličenje tj. da zakrivljenost karakteristike ne dolazi do izražaja, pa se takvo pojačalo može smatrati linearnim elementom.

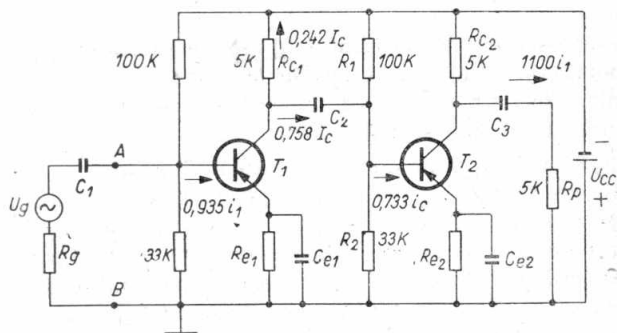
— Gornja granična frekvencija signala, koji će još biti pojačan, treba da je dovoljno niska, kako bismo mogli koristiti nadomjesne sheme sa h -parametrima i T -parametrima.

— Izlazna snaga tih pojačala takva je da svaki stupanj koji se sastoji od jednostepenog pojačala malog signala radi u klasi A , gdje struja mirovanja mora da bude veća od tjemene vrijednosti izmjeničnog signala.

Podaci potrebni za određivanje svojstva pojačala i u tom su slučaju frekventno područje, opteretni otpor, izlazna snaga, veličina ulaznog signala i unutarnji otpor generatora. Ako je traženo pojačanje snage premaleno s obzirom na ono koje daje pojedini stupanj, potrebno je upotrijebiti dva ili više stupnjeva.

52. — Za povezivanje dvaju stupnjeva pojačala malih signala koristimo *RC-vezu* (sl. 84) ili transformatorsku vezu. U cijevnom pojačalu danas se međustepeni transformator jedva još upotrebljava, budući da je elektronika, na primjer, kao obrtač faze za protufazni izlazni stupanj jeftinija i ima bolje karakteristike. U tranzistoru je u tom slučaju moguće postići veliko pojačanje, pa je radi pobudnog transformatora upotreba manjeg pogonskog tranzistora česta.

U tranzistorskim pojačalima potrebno je, naime, izvršiti prilagođenje impedancije između stupnjeva, tj. postići prilagođenje malog ulaznog otpora slijedećeg stupnja na prethodni stupanj, što se postiže samo transformatorskom vezom. U niskofrekventnim pretpojačalima najčešće se, međutim, upotrebljava RC-veza, unatoč tome što se s njom ne dobiva maksimalno prilagođenje kao s transformatorom koji kao element veze ima i izvjesne nedostatke. Uspoređujući ga sa RC-spojem,



Slika 84.
 Dvostepeno niskofrekventno RC-vezano pojačalo malih signala

transformator dobre kvalitete relativno je skup, težak i zbog velikih dimenzija zauzima veći prostor, što je za tranzistorske uređaje naročito nepogodno, a osim toga unosi u pojačalo linearno i nelinearno izobličenje. Transformator kao element veze nije pogodan za šire frekventno područje, jer za pojačanje niskih frekvencija mora da ima visok primarni induktivitet. Donja granična frekvencija transformatora, kod koje napon padne za $1/\sqrt{2}$ -ti dio prema naponu frekvencije od 1000 Hz, izražena je jednačznbom

$$f_d = \frac{1}{2\pi L_1} \cdot \frac{R_i \cdot R_p \cdot n^2}{R_i + R_p \cdot n^2}$$

gdje je R_i unutarnji otpor tranzistora, R_p opteretni otpor, n prijenosni odnos zavoja (z_1/z_2), a L_1 primarni induktivitet. U slučaju prilagođenja uz $R_p = \frac{1}{n^2} R_i$ dobivamo za L_1

$$L_1 = \frac{1}{4\pi f_d} \cdot R_i$$

Neka je, na primjer, izlazni otpor tranzistora 12 kΩ, a donja granična frekvencija 30 Hz. U tom je slučaju $L_1 = 32$ H. Transformator ovakva induktiviteta bio bi veoma velikih dimenzija u odnosu na elemente tranzistorskog pojačala, a pored toga bi imao i velik vlastiti kapacitet i rasipni induktivitet, koji uzrokuju slabljenje visokih frekvencija. Zbog ovih se razloga transformatori motaju bifilarno.

Bolje prilagođenje RC -vezanog pojačala postiže se povezivanjem stupnja sa zajedničkim emiterom sa stupnjem sa zajedničkim kolektorom. Manje pojačanje RC -vezanih stupnjeva može biti kompenzirano dodavanjem još jednog stupnja. Četverostepeno RC -vezano pojačalo ima otprilike isto pojačanje kao trostepeno pojačalo s transformatorskom vezom.

Otporno niskofrekventno pojačalo

53. — Prema odsjeku 49 jasno je da se s emitorskim spojem postiže najveće pojačanje i najbolje prilagođenje između slijedećeg i prethodnog stupnja. Zbog tih se razloga u niskofrekventnim pojačalima upotrebljava isključivo spoj sa zajedničkim emiterom.

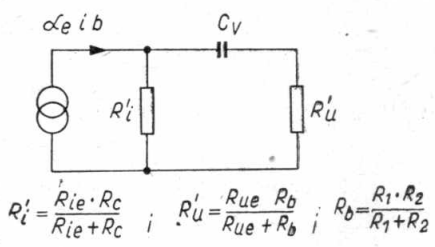
Na sl. 84 vidimo potpunu shemu niskofrekventnog otpornog pojačala. Ovdje se radi o dva stupnja pojačala s uzemljenim emiterom, međusobno povezana RC -spojem. Radna tačka tranzistora T_1 određena je djeličteljem napona baze i otporom u emiteru. Emitorski otpor premošten je kondenzatorom. U krug baze tranzistora T_1 , na priključnice $A-B$, dovodi se izmjenični signal. U kolektorskom krugu nastaje pojačana izmjenična struja, koja se preko veznog kondenzatora C_V prenosi na bazu slijedećeg tranzistora. Radna tačka i ovog tranzistora stabilizirana je djeličteljem napona i otpornikom u emiteru. Kondenzatorom za vezu odjeljuju se različiti naponi U_c i U_{b2} , i kroz njega teče samo izmjenična struja. Otpor za izmjeničnu struju, kojim se opterećuje tranzistor T_1 sastoji se od paralelnog spoja, otpora kolektora R_c , izlaznog otpora tranzistora, ulaznog otpora slijedećeg tranzistora T_2 i paralelne kombinacije R_1 i R_2 ($R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$). Kako vidimo, vrijednost je ovog otpora mala i stoga se može računati približno s ulaznim otporom kratkog spoja R_{ue} i strujnim pojačanjem a_c . Za tranzistor T_2 vrijede isti odnosi. Znači, kolektorska struja prvog tranzistora iznosi približno $i_{c1} = i_{b1} \cdot a_{e1}$ i teče kroz otpore R_i , R_c , R_b i R_{ue} . S obzirom na to da je potrebno postići što veće pojačanje struje i_{b2}/i_{b1} , treba da su R_i , R_c i R_b što veći nasuprot ulaznom otporu R_{ub} tranzistora T_2 . U idealnom slučaju čitava bi kolektorska struja tranzistora T_1 tekla u bazu tranzistora T_2 , pa bi maksimalno strujno pojačanje bilo jednako faktoru strujnog pojačanja a_{e1} .

54. — Promotrimo na praktičnom primjeru odnose struja. Vrijednosti elemenata unesene u shemu uobičajene su u primjeni. Vrijednost potrošača tranzistora T_2 jest $5 \text{ k}\Omega$, ali za izmjeničnu komponentu iznosi $2,5 \text{ k}\Omega$, dok je vrijednost njegova ulaznog otpora oko $1,6 \text{ k}\Omega$. Otpor za izmjeničnu struju tranzistora T_1 , sastavljen od paralelnog spoja kolektorskog otpora $5 \text{ k}\Omega$, ulaznog otpora tranzistora T_2 $1,6 \text{ k}\Omega$ i paralelne kombinacije djeličtelja napona baze od $100 \text{ k}\Omega$ i $33 \text{ k}\Omega$, iznosi približno 1150Ω . Međutim samo struja koja teče kroz ulazni otpor od $1,6 \text{ k}\Omega$ predstavlja korisno prenesenu struju. Pretpostavimo da je veličina faktora strujnog pojačanja $a_{e1} = a_{e2} = 55$. Na sl. 84 se vidi da $93,5\%$ struje gene-

tranzistora ulazi u bazu tranzistora T_1 , 73,30% kolektorske struje prvog tranzistora u bazu tranzistora T_2 , a 50% ukupne kolektorske struje teče kroz potrošač, tako da ukupno pojačanje struje iznosi oko 1100. Tako i neprilagođeno pojačalo daje dosta veliko pojačanje oko 35% od teoretskog.

Frekventna karakteristika

55. — U RC-vezanom pojačalu pojačanje se pri nižim frekvencijama smanjuje zbog povećanja kapacitivnog otpora kondenzatora za vezu C_V i emiter-skog kondenzatora C_e . Utjecaj veznog kondenzatora možemo vidjeti u nadomjesnoj shemi (sl. 85), izvedenoj na osnovi prijašnjih razmatranja. R'_i je paralelna



Slika 85. Nadomjesna shema pojačala vezanog RC-članom

kombinacija kolektorskog i izlaznog otpora prethodnog tranzistora, a R'_u paralelan spoj ulaznog otpora slijedećeg tranzistora i djelitelja napona baze R_b . U otpornom je pojačalu donja granična frekvencija jednaka frekvenciji kod koje je kapacitivni otpor kondenzatora za vezu jednak ukupnom otporu. Prema tome se mora zahtijevati da za najnižu prenesenu frekvenciju* C_V bude

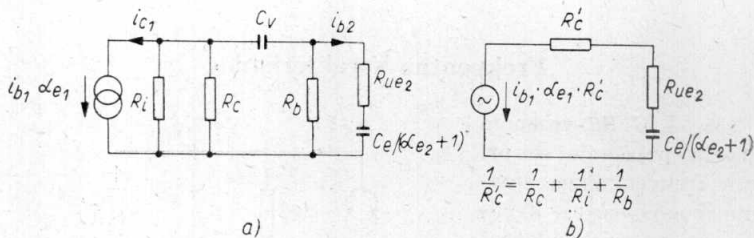
$$C_V = \frac{1}{2\pi f_d (R'_i + R'_u)} \dots \dots \dots (30)$$

U pojačalima se mnogo upotrebljavaju tranzistori OC 70 i OC 71. Izračunat ćemo vrijednost veznog kapaciteta takvog sklopa. Radna tačka tranzistora OC 70 određena je sa $I_c = -1$ mA i $U_c = -2$ V, a za tranzistor OC 71 sa $I_c = -3$ mA i $U_c = -2$ V. U toj je tački ulazni otpor tranzistora OC 71 $R_{u2} = 0,8$ k Ω , a $\alpha_e = 47$. Za otpornike su pretpostavljene ove vrijednosti: $R_c = 5,6$ k Ω i $R_b = 10$ k Ω . Uz te vrijednosti i donju graničnu frekvenciju od 30 Hz vezni kapacitet mora da bude $C_V = 1$ μ F.

56. — Zapostavljanje niskih frekvencija može biti prouzrokovano i premalnim emiterkim kondenzatorom C_e . Emiterkim otporom teče naime, osim istosmjernje, i izmjenična struja koja stvara na njemu izmjenični pad napona, što djeluje protiv napona signala i smanjuje napon baze. Radi se dakle o strujnoj negativnoj reakciji. Nadomjesna shema, (sl. 86a), pokazuje utjecaj emiterkog kondenzatora. Ulazni otpor tranzi-

* Ako pojačalo ima više stepnjeva, za donju graničnu frekvenciju vrijedi formula $\omega_d = \frac{\omega_1}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \cong 1,2 \omega_1 \sqrt{n}$, gdje je ω_1 donja granična frekvencija jednog stupnja, a n broj stupnjeva.

stora T_2 spojen je serijski s emitterskim kapacitetom umanjenim za iznos $(\alpha_{e2} + 1)$, dakle $C_e/(\alpha_{e2} + 1)$, što je i tačno, jer kroz njega teče struja baze i_{b2} koja stvara isti pad napona kao i struja emitera I_{e2} na konden-



Slika 86.

Nadomjesna shema RC-vezanog pojačala sa otporom i kondenzatorom u emiteru

a) potpuna shema, b) izostavljen vezni kondenzator C_e

zatoru C_e . Nadomjesnu shemu možemo pojednostavniti ako za vezni kapacitet uzmemo veću vrijednost, (sl. 86b). U tom slučaju nije donja granična frekvencija određena veznim kondenzatorom, već samo emitterskim kondenzatorom, čiju veličinu dobivamo iz formule

$$C_e = \frac{(\alpha_{e2} + 1)}{2\pi f_d (R'_C + R_{Ue2})} \dots \dots \dots (31)$$

Emitterski kondenzator, koji ima zadatak da odvodi izmjeničnu struju, mora u poređenju sa R_e da ima što manji kapacitivni otpor. Njegova vrijednost iznosi u našem primjeru iz odsjeka 56, 60 μF .

57. — Gornja granična frekvencija otpornog pojačala određena je samim tranzistorom. Vrijednost izlaznog kapaciteta u spoju sa zajedničkom bazom C_{ib} kreće se između 10 pF i 50 pF, dok je u spoju sa zajedničkim emiterom veća i iznosi od 200 pF do 2000 pF, naime $C_{ie} = C_{ib}/1 - \alpha_b$. Budući da je emitterski otpor r_e vrlo malen, taj kapacitet u stvari premoštava potrošač, pa će pojačanje pasti za 3db, odnosno za $1/\sqrt{2}$ -ti dio od strujnog pojačanja u srednjefrekventnom području (1000 Hz), kada je

$$\frac{1 - \alpha_b}{2\pi f_g C_{ib}} = R_p$$

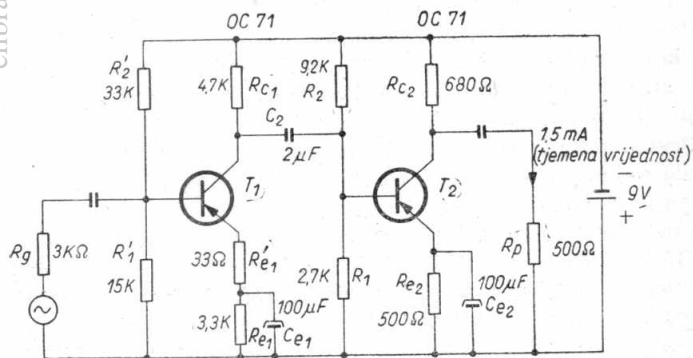
Kako tranzistor u našem slučaju radi skoro sa strujnom uzбудom, kratkospojenim izlazom, možemo računati sa α_t , tj. faktorom strujnog pojačanja sa gornjom graničnom frekvencijom danom u tvorničkim podacima. Nadalje s povišenjem frekvencije pada i faktor strujnog pojačanja.

58. — Da bismo bolje prikazali faktore opisane u prijašnjim odsjecima, proračunat ćemo i proučiti način konstrukcije jednostavnog tranzistorskog pojačala malog signala (sl. 87).

Frekventno područje takvog pojačala treba da je od 50 Hz do 15 kHz, ulazni otpor 3 k Ω , tjemena vrijednost ulaznog napona 6 mV, uz

zanemarivi unutarnji otpor generatora, potrošač 500Ω , tjemena vrijednost napona na potrošaču $0,75 \text{ V}$ i napon baterije 9 V .

Odaberimo otporno pojačalo! Broj stupnjeva dobit ćemo iz vršnih vrijednosti struja i napona. Izmjenična struja koja teče kroz potrošač treba da je, dakle, $1,5 \text{ mA}$. Dopusćajući gubitke 40% do 50% , kolektorska struja tranzistora iznositi će $2,5 \text{ mA}$ do 3 mA . Ako je faktor strujnog pojačanja $\alpha_e \approx 50$, struja baze iznosi $50 \mu\text{A}$ do $60 \mu\text{A}$. Budući da generator struje na opteretnom otporu od $3 \text{ k}\Omega$ struju jačine $2 \mu\text{A}$, moramo dodati još jedan stupanj pojačanja. Uz pretpostavku da je stupanj djelovanja 50% , kolektorska struja treba da bude između $100 \mu\text{A}$ i $120 \mu\text{A}$, što znači da taj stupanj može raditi s malom strujom mirovanja. Upotrijebimo tran-



Slika 87.
Predpojačalo sa tranzistorima OC 71

zistore OC 71 za oba stupnja pojačala. Ukupna struja kolektora tranzistora T_2 iznosi približno 3 mA , pa struja mirovanja tog stupnja mora da bude veća od tjemene vrijednosti izmjenične struje. Uzmimo da ona iznosi 4 mA . Maksimalno pojačanje struje može se u tom slučaju postići uz uvjet $R_{c2} = R_p \sqrt{2}$, što se može i računski dokazati. U našem slučaju R_{c2} treba da iznosi oko 700Ω , pa je najbliža odabrana normirana vrijednost 680Ω . Struja jačine 4 mA , koja teče kroz kolektorski otpor R_{c2} , izaziva na njemu pad napona približno $-2,7 \text{ V}$, tako da je sada kolektorski napon $-6,3 \text{ V}$. Stabilizacija radne tačke provedena je djeliteljem napona baze i otporom u emiteru prema kriteriju u odsjeku 38. Pad napona neka je $R_e I_e = 2 \text{ V}$. Otpor R_e , izračunat iz tog uvjeta, iznosi 500Ω , a vrijednost kolektorskog napona sada je $-4,3 \text{ V}$. Radni pravac ucrtan u izlaznim karakteristikama pokazuje da li je radna tačka A dobro izabrana. Otpor izmjenične struje, sastavljen od paralelnog spoja otpora R_p i R_{c2} , iznosi 290Ω i prolazi istom radnom tačkom. Da bi potrošačem tekla struja jačine $1,5 \text{ mA}$, ukupna struja kolektora mora da varira između $\pm 2,6 \text{ mA}$. U našem je primjeru tjemena vrijednost struje kolektora manja od vrijednosti struje mirovanja, a tjemena vrijednost kolektorskog napona ne prelazi u područje napona zasićenja, dakle radna

je tačka dobro odabrana. Kad ne bi bili ispunjeni ovi zahtjevi morala bi se odabrati nova radna tačka ili drugi radni pravac. Otpori djelatelja napona dimenzionirani su prema načinu opisanom u odsjeku 38. i njihove već odabrane, normirane vrijednosti iznose $R_1 = 2,7 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 9,2 \text{ k}\Omega$.

Otpori R_1 i R_2 spojeni su za izmjenični signal paralelno i premoštavaju sa $2,12 \text{ k}\Omega$ ulaz tranzistora T_2 . Prema tvorničkim podacima koji su dani uz struju 3 mA , vrijednost ulaznog otpora h_{11e} iznosi za tranzistor OC 71 800Ω . Vrijednosti ulaznih otpora za struje drugih veličina daje proizvođač u dijagramu, ili se dobivaju iz karakteristika. Uz struju 4 mA vrijednost ulaznog otpora iznosi 640Ω . U stvari ulazni je otpor uglavnom obrnuto proporcionalan emitterskoj struji. Kako je vrijednost izmjeničnog otpora mala prema vrijednosti istosmjernog otpora, možemo računati sa h_{11e} . Uz $\alpha_e = 50$ izlazna struja od $2,6 \text{ mA}$ izazvana je strujom baze jačine $52 \mu\text{A}$, koja na ulaznom otporu stvara izmjenični pad napona 33 mV . Dodajući struji baze struju $15 \mu\text{A}$ koja teče kroz otpor R_b , dobivamo ukupnu ulaznu struju $67 \mu\text{A}$.

Prvi stupanj izvodi se na sličan način. Ukupna struja signala mora da bude najmanje $67 \mu\text{A}$. Odaberimo za taj stupanj kolektorsku struju mirovanja od 1 mA ! Emitterski otpor potreban za temperaturnu stabilizaciju neka bude $3,3 \text{ k}\Omega$, a izračunati otpori djelatelja napona baze jesu $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ i $R_2 = 33 \text{ k}\Omega$. Izmjenični kolektorski napon jednak je ulaznom naponu slijedećeg stupnja, znači 33 mV . Mali napon na kolektoru omogućuje upotrebu velikog kolektorskog otpora, bez bojazni da se dođe do napona zasićenja. Pad napona na kolektorskom otporu bit će $9 \text{ V} - 3,3 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 5,2 \text{ V}$, gdje je $0,5 \text{ V}$ napon zasićenja, a $3,3 \text{ V}$ pad napona na emitterskom otporu. Odatle izlazi da je vrijednost kolektorskog otpora $R_{c1} = 5,2 \text{ k}\Omega$, a odabrana normirana vrijednost jest $4,7 \text{ k}\Omega$. Ulazni otpor tranzistora T_1 , koji iznosi 1600Ω , moramo povisiti kako je traženo, na 3000Ω . To se može postići dodavanjem serijskog otpora, ili još bolje stavljanjem nepremoštenog emitterskog otpora. Formula kojom se može približno izračunati ulazni otpor u ovom slučaju glasi

$$R_u' = h_{11e} + (1 + \alpha_e) R_{e1}' \quad \dots \dots \dots (32)$$

gdje je R_u' povećani ulazni otpor, a R_{e1}' dio nepremoštenog emitterskog otpora.

Prema formuli dobijemo da se uz $R_{e1}' = 33 \Omega$ ulazni otpor R_u' povećava na $3 \text{ k}\Omega$.

Vezne kondenzatore dimenzionirat ćemo prema odsjeku 55. Na primjer, za donju graničnu frekvenciju 20 Hz bit će $C_2 = 1,5 \mu\text{F}$, a emitterski kondenzator $C_e = 100 \mu\text{F}$.

Pri konstrukciji pojačala treba da računamo s najnepovoljnijim stanjem (temperatura, odstupanje karakteristika, itd.), da bismo osigurali tražene zahtjeve.

59. — Na kraju navedimo nekoliko formula pomoću kojih se može proračunati stupanj pojačala, koristeći h -parametre i T -parametre.

Tablica 2

	zajednički emiter	zajednička baza	zajednički kolektor
Pojačanje napona V_u	$\frac{\alpha_b R_p}{\tau_e + \tau_b (1 - \alpha_b)}$	$\frac{\alpha_b R_p}{\tau_e + \tau_b (1 - \alpha_b)}$	1
Pojačanje struje V_i	$\frac{\alpha_b}{1 - \alpha_b} = \alpha_e$	α_b	$\frac{1}{1 - \alpha_b}$
Pojačanje snage V_s	$\frac{\alpha_b^2 R_p}{(1 - \alpha_b) [\tau_e + \tau_b (1 - \alpha_b)]}$	$\frac{\alpha_b^2 R_p}{\tau_e + \tau_b (1 - \alpha_b)}$	$\frac{1}{1 - \alpha_b}$
Ulazni otpor R_u	$\frac{\tau_b (1 - \alpha_b) + \tau_e}{1 - \alpha_b}$	$\tau_e + \tau_b (1 - \alpha_b)$	$\frac{R_p}{1 - \alpha_b}$
Izlazni otpor R_i	$\frac{R_g \tau_c (1 - \alpha_b) + \tau_e \tau_c}{R_g + \tau_b + \tau_c}$	$\frac{\tau_c [R_g + \tau_b (1 - \alpha_b) + \tau_e]}{R_g + \tau_b + \tau_c}$	$\tau_e + (1 - \alpha_b) (R_g + \tau_b)$

Približne formule za izračunavanje veličina tranzistora pomoću T parametara

Približne formule označene u tablici izvedene iz kompletnih formula mnogo su jednostavnije i dovoljno tačne za praksu. Pri njihovom izvođenju pretpostavljeno je da je $\tau_c \gg \tau_b$, $\tau_c \gg R_p$, $R_c (1 - \alpha_b) \gg R_p$. Da je to tačno možemo vidjeti ako uzmemo izmjerene parametre jednog tipičnog tranzistora: $\tau_b = 500 \Omega$, $\tau_e = 30 \Omega$, $\tau_c = 1,5 \text{ M}\Omega$ i $\alpha = 0,98$.

Pojačanje struje:
$$V_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_p}$$

Pojačanje napona:
$$V_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-h_{21} R_p}{h_{11} + \Delta h \cdot R_p}$$

Pojačanje snage:
$$V_s = V_i \cdot V_u = \frac{h_{21}^2 R_p}{(1 + h_{22} R_p)(h_{11} + \Delta h R_p)}$$

Ulazni otpor:
$$R_u = \frac{u_1}{i_1} = \frac{h_{11} + \Delta h R_p}{1 + h_{22} R_p}$$

Izlazni otpor:
$$R_i = \frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11} + R_g}{\Delta h + h_{22} R_g}$$

Pri tome je $\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$, a R_p i R_g su otpor potrošača i otpor generatora.

Vrijednost otpora R_p za optimalno pojačanje snage iznosi

$$R_p = \sqrt{\frac{h_{22} \Delta h}{h_{11}}}$$

Ove formule vrijede samo za pojačala malih signala, a mogu se koristiti jedino ako su poznati parametri u radnoj tački. Pri izračunavanju navedenih vrijednosti svejedno je radi li se o spoju sa zajedničkom bazom, emiterom ili kolektorom, jedino je potrebno uvrstiti odgovarajuće parametre. U tablici 2 dane su približne formule prema kojima se mogu izračunati karakteristične veličine pojačala sa T -parametrima.

Niskofrekventna izlazna pojačala

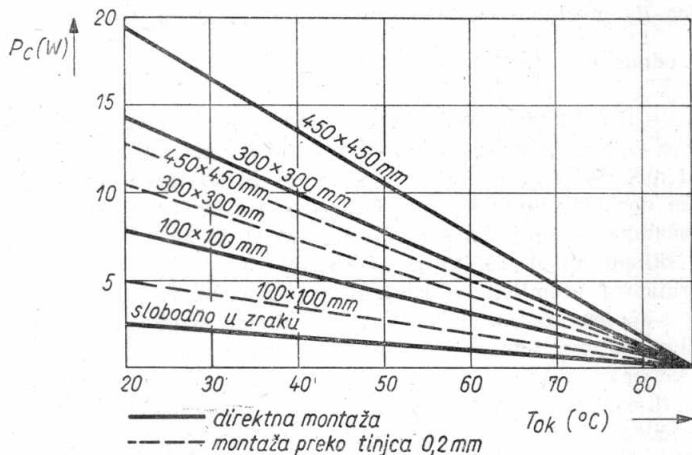
60. — Zadatak je dosada opisanih pojačala da male izmjenične signale pojačaju na vrijednost dovoljnu za pobuđivanje pojačala velikog signala — izlaznog pojačala — koje mora davati određenu snagu potrošaču.

Kod pojačala malih signala težili smo za što većim pojačanjem struje ili napona, dok se u izlaznim pojačalima mora postići što veća izlazna snaga, uz najbolji stupanj djelovanja. Osnovna su ograničenja u dobivanju snage maksimalni dopustivi gubici kolektora, maksimalna struja, maksimalan napon, napon zasićenja i preostala struja kolektora.

Maksimalna disipacija određena je hiperbolom snage ucrtane u polju izlaznih karakteristika, koja vrijedi samo za jednu određenu temperaturu spoja kolektor-baza. Disipacija ovisi o uvjetima u kojima će tranzistor biti upotrebljen. Odvođenje topline iz spoja kolektor-baza mora da bude provedeno u svim vrstama tranzistora, ali se posebna pažnja tome mora posvetiti kod izlaznih tranzistora. Neke posebne mjere u tu svrhu, ako se radi o tranzistorima male snage (do 200 mW), nije potrebno provoditi. Tranzistori većih snaga (iznad 500 mW) imaju međutim krilca za hlađenje, ili su pričvršćeni na metalne ploče, kako bi se

poboljšali uvjeti odvođenja topline. Ako tranzistor treba da bude izoliran od metalne ploče stavlja se između njih pločica tinjca, iako je u tom slučaju zbog povećanja termičkog otpora odvođenje topline nešto lošije.

Za tranzistore većih snaga proizvođač daje dijagram, (sl. 88), u kojem se vidi ovisnost maksimalno dopustivih gubitaka kolektora o rashladnim površinama aluminijskih pločica. Pune linije vrijede za direktnu montažu, a crtkane kod izolacije pločicom tinjca debljine 0,2 mm.



Slika 88.

Ovisnost maksimalno dozvoljenih gubitaka kolektora o temperaturi okoline uz razne rashladne površine za tranzistor 2N257. Debljina aluminijskog lima 2 mm

I maksimalni kolektorski napon predstavlja ograničenje, jer iznad njegove vrijednosti struja kolektora naglo poraste, što dovodi do uništenja tranzistora. Povećanje struje iznad $I_{c\max}$ ograničeno je, budući da se pri velikim strujama strujno pojačanje smanjuje. Napon zasićenja ograničuje područje pobuđivanja pri velikim strujama i malim naponima, dok preostala struja kolektora predstavlja ograničenje pri malim strujama.

A-pojačalo

61. — Izlazno pojačalo sa jednim tranzistorom treba da radi u klasi A. Položaj radne tačke može se dobiti pomoću kolektorskih karakteristika kada su poznati maksimalni gubici kolektora, maksimalna kolektorska struja i maksimalan kolektorski napon. Radna tačka treba da se odabere na hiperboli snage, tako da istosmjerni napon kolektora bude jednak polovici maksimalnog inverznog napona kolektora ili manji od njega. Nagib pravca položenog tako odabranom tačkom označuje dinamički otpor pojačala, a povučen je tako da ga tačka dijeli na dvije

jednake polovine. I uz maksimalnu pobudu kolektorski napon ne smije prijeći napon zasićenja, niti smije kolektorska struja pasti ispod preostale struje kolektora. Najveći mogući stupanj djelovanja takvog pojačala jeste 50%, ali zbog gubitaka u transformatoru, napona zasićenja U_{ceo} i preostale struje kolektora I_{ceo} iznosi 25% do 48%. Dinamički otpor, određen sa $R_d = \frac{U_{cm}}{I_{cm}}$, gdje su U_{cm} i I_{cm} tjemene vrijednosti kolektorskog napona i kolektorske struje, u stvari je otpor potrošača R_p preslikan na primarnu stranu transformatora, čiji je prijenosni odnos $n = \sqrt{\frac{R_d}{R_p}}$.

62. — U izlaznim stupnjevima s jednim tranzistorom struja emitera znatno je veća od struje emitera u pretpojačalima, na primjer 20 mA prema 1 mA. Stoga se u emitterski krug ne smije staviti prevelik otpor, da ne bi došlo do gubitaka u pojačanju (od 1000 Ω — koliko iznosi u pretpojačalima — smije se staviti svega 20 Ω do 30 Ω).

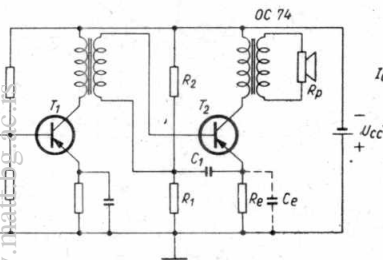
U sklopu na sl. 89. to je izbjegnuto, jer je sekundar pobudnog transformatora uzemljen za izmjeničnu komponentu preko kondenzatora C_1 i spojen na emiter, tako da su izbjegnuti gubici pojačanja na emitterskom otporu i otporima djelitelja napona baze. Ovi su otpori u stvari dio opterećenog otpora izlaznog stupnja. Ovaj se način može primjenjivati sve dok je otpor emitera malen prema otporu potrošača. Ako to nije slučaj, onda se R_e premoštava kondenzatorom koji ne djeluje na donju graničnu frekvenciju, već samo smanjuje opteretni otpor. Kondenzator se tako dimenzionira da je njegov kapacitivni otpor na donjoj graničnoj frekvenciji manji od otpora potrošača.

Frekventno područje takva pojačala ovisi na niskim frekvencijama o induktivitetu transformatora i njemu priključenim otporima. Uz pravilno izvedeno prilagođenje induktivitet sekundara tako je dimenzioniran, da je njegov induktivni otpor pri donjoj graničnoj frekvenciji jednak otporu potrošača. Teče li kroz transformator istosmjerna struja, on mora da ima zračni raspor. Uz više frekvencije frekventnu karakteristiku ne određuje samo tranzistor, već i rasipni induktivitet transformatora. Da se taj utjecaj ublaži, oba su sekundarna namotaja motana bifilarno.

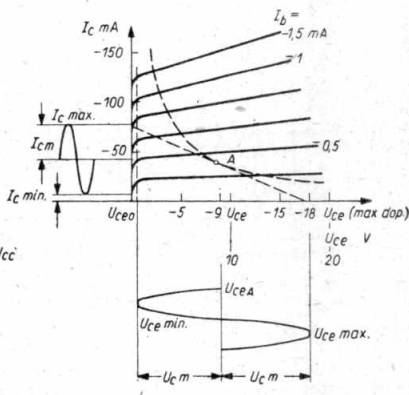
63. — Za primjer proračuna stupnja pojačala uzet ćemo sklop na sl. 89, gdje je upotrebljen izlazni tranzistor OC 74, čije su izlazne karakteristike prikazane na sl. 90. Prema tvorničkim podacima maksimalni dopušteni kolektorski gubici jesu $N_{e\max} = 330$ mW, maksimalna temperatura spoja uz te gubitke $T_{os} = 75^\circ\text{C}$, toplinski otpor $K = 0,09^\circ\text{C/mW}$, maksimalna temperatura okoline $T_{ok} = 45^\circ\text{C}$, a napon napajanja neka bude 9 V.

Istosmjerni radni pravac određen je naponom baterije 9 V i otporom* za istosmjernu struju koji iznosi 15 Ω . Za maksimalnu izlaznu snagu radna tačka treba da leži na hiperboli snage. Ta je tačka određena

* Otpor za istosmjernu struju sastoji se od $R_e = 10 \Omega$ otpora u emiteru i $R_c = 5 \Omega$ omskog otpora namotaja transformatora.



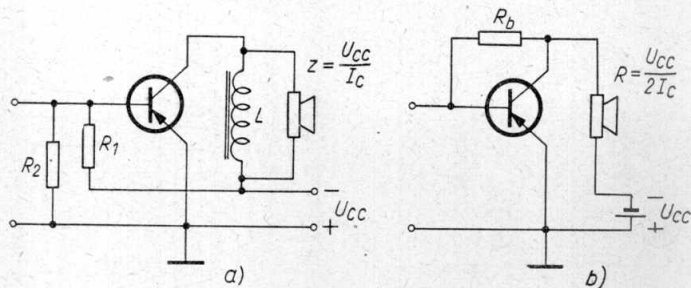
Slika 89.
Izlazno A-pojačalo



Slika 90.
Dimenzioniranje izlaznog
stupnja sa tranzistorom OC 74
vrši se pomoću prikazanih
izlaznih karakteristika

naponom kolektora $U_c = -8,7 \text{ V}$ i strujom $I_c = -36 \text{ mA}$. Tangenta položena na hiperbolu snage u radnoj tački predstavlja otpor potrošača preslikanog na primarnu stranu, pa je $R_d = \frac{U_{cm}}{I_{cm}} \approx 240 \Omega$. Ukoliko je potrošač zvučnik impedancije 5Ω , prijenosni odnos transformatora iznosi $n = \sqrt{\frac{240}{5}} \approx 7$. U našem je slučaju $U_{ce \max} - U_{ceA} = U_{ceA} - U_{ceo}$, odnosno $U_{ce \max} = 2 U_{cm} - U_{ceo}$ dok je zanemarivši preostalu struju kolektora, $I_{c \max} - I_{c \min} = I_{c \max} - I_{ceo} = 2 I_{cm}$. Uz $U_{ceo} = -0,3 \text{ V}$ maksimalni je kolektorski napon $U_{ce \max} = 17,1 \text{ V}$, a struja kolektora $I_{c \max} = 72 \text{ mA}$. Grafične vrijednosti ovih veličina jesu 20 V i 300 mA , dakle dobivene se vrijednosti nalaze u dopuštenim granicama. Korisna izlazna snaga pri punoj pobudi iznosi $N_k = \frac{U_{cm} \cdot I_{cm}}{2} \approx 150 \text{ mW}$. Kako je istosmjerna snaga $N_{cc} = U_{cc} \cdot I_c = 325 \text{ mW}$, stupanj djelovanja pri punoj pobudi jest $\eta = \frac{N_{k \max}}{N_{cc}} = 46,5\%$, što je vrlo blizu idealnom stupnju djelovanja.

64. — Bolji stupanj djelovanja možemo postići upotrijebimo li umjesto transformatora prigušnicu s visokoomskim zvučnikom, (sl. 91a), gdje gubici nastaju samo u omskom otporu prigušnice, a izbjegnuti su gubici korisne snage u transformatoru. Najpovoljniji je slučaj uz impedanciju zvučnika U_{cc}/I_c . Slijedeća varijanta izlaznog pojačala prikazana je spojem na sl. 91b, u kojem se zvučnik nalazi direktno u kolektorskom krugu. Zvučnik upotrebljen u tu svrhu treba da zbog temperaturne stabilizacije ima takav omski otpor da je pad napona na njemu jednak tačno polovici napona baterije. Ispravno prilagođenje postiže se uz impedanciju zvučnika $U_{cc}/2I_c$. Iako je stupanj djelovanja u tom spoju malen, svega 25% , ipak on ima izvjesne prednosti: dobru temperaturnu stabilizaciju i, zbog ispuštenog transformatora, bolju frekventnu karakteristiku.

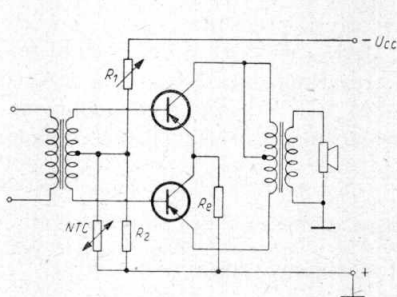


Slika 91.
 Načini priključivanja zvučnika a) prigušnice
 i visokoomski zvučnik b) visokoomski zvučnik

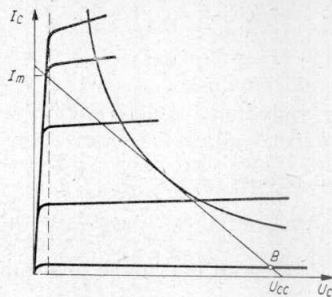
B-pojačalo

65. — Najviše upotrebljavani spoj u izlaznim stupnjevima s tranzistorima jest protufazno B-pojačalo.

Primjena B-pojačala u izlaznim stupnjevima ima slične prednosti kao kod elektronskih cijevi: veći stupanj djelovanja nego u klasi A, znatno veću korisnu snagu, te neznatno opterećenje izvora napajanja u slučaju kada nema signala, što je upravo kod prijenosnih uređaja od izvanredna značenja. Pri analizi takva spoja obično se promatra samo jedan tranzistor, budući da oba rade u istim uvjetima. Takav stupanj s transformatorskom vezom, prikazan na sl. 92, ima veoma veliku pri-



Slika 92.
 Protufazni izlazni stupanj



Slika 93.
 Položaj radne točke pojačala u B - klasi

mjenju. Istosmjerni naponi kolektora, dobiveni preko srednjeg izvoda transformatora, gotovo su jednaki naponu baterije, jer u kvalitetnim transformatorima možemo zanemariti omski otpor namotaja. Na sl. 93 prikazana je radna tačka tranzistora u klasi B. Otpor za izmjeničnu struju između kolektora iznosi $R_{cc} = 4R_d^*$, jer svaki tranzistor djeluje na polovinu primarnog namotaja samo za vrijeme jedne poluperiode.

* R_d je dinamički otpor u kolektorskom krugu $R_d = \frac{R_p}{4n^2}$, gdje je R_p otpor potrošača, a n prijenosni odnos transformatora.

Maksimalna izlazna snaga koja se može postići tranzistorima određena tipa ograničena je, kao i u A-pojačalu, dopuštenim kolektorskim naponom i strujom, gubicima snage i dopuštenim izobličenjima, a dana je formulom

$$N_k = \frac{U_{cc}^2}{2 R_d} = \frac{U_{cm} \cdot I_{cm}}{2} \dots \dots \dots (33)$$

Najveći izmjenični napon kolektora nastaje pri punoj pobudi i približno je jednak dvostrukom iznosu napona izvora. Time je i napon baterije ograničen prema gore.

Tjemena vrijednost struje ovisna je o veličini otpora potrošača R_d , a iznosi $i_{cm} = \frac{U_{cm}}{R_d}$, gdje je $U_{cm} = U_{cc} - U_{ceo}$ tjemena vrijednost izmjeničnog napona koji vlada na pojedinom tranzistoru, uz dopušteno izobličenje. Ako je dopuštena struja kolektora označena sa $I_{c \max}$, mora R_d da bude veći od $\frac{U_{cc}}{I_{c \max}}$. Pri maksimalnoj vrijednosti pobude istosmjerna snaga dobivena iz baterije jednaka je produktu napona napajanja i srednje vrijednosti struje obaju tranzistora

$$N_{cc} = 2 U_{cm} \frac{I_{cm}}{\pi} = U_{cc} \frac{I_{cm}}{\pi} \dots \dots (34)$$

gdje je $\frac{I_{cm}}{\pi}$ srednja vrijednost kolektorske struje. Stupanj djelovanja* dan odnosom tih snaga sada iznosi $\eta = \frac{N_k}{N_{cc}} = \frac{\pi}{4} = 0,78$ ili 78%, a nešto je manji, budući da nisu uzeti u obzir U_{ceo} i I_{ceo} , te gubici koji nastaju u elementima za stabilizaciju.

Gubici u tranzistoru mijenjaju se sa stupnjem pobude i najveći su uz $m = 0,65$. Korisna snaga N_k , istosmjerna privedena snaga N_{cc} i stupanj djelovanja η dani su formulama

$$P_k = \frac{1}{2} m^2 U_{cm} \cdot I_{cem}$$

$$N_{cc} = (-U_{cc})(-I_c) + \frac{2}{\pi} \cdot m [(-I_{c \max}) - (-I_c) \cdot (-U_{ce})]$$

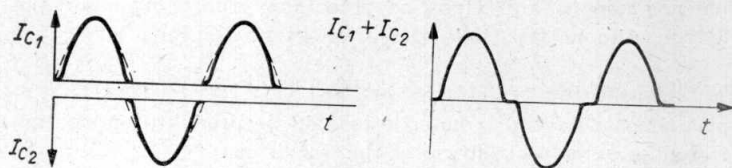
$$\eta = \frac{N_k}{N_{cc}} \approx \frac{\pi}{4} \cdot \frac{m \cdot U_{cm}}{(-U_{cc})}$$

66. — Otpor R_1 predstavlja, zajedno s otporom R_2 , djelitelj napona baze promjenljiv je i njime je moguće mijenjati kolektorsku struju mirovanja. R_e služi i ovdje za stabilizaciju radne tačke. Otpor u krugu emitera ne smije se premostiti kondenzatorom, jer bi zbog nabijanja kondenzatora došlo do pomicanja radne tačke, što bi dovelo do izobličenja signala. Razlozi su u tome što je ulazni krug B-pojačala zapravo poluvalni ispravljač koji na otporu R_e stvara istosmjernan pad napona.

* Uzimajući u obzir U_{ceo} i I_{ceo} $\eta = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{U_{ceo}}{U_{cc}} \right)$

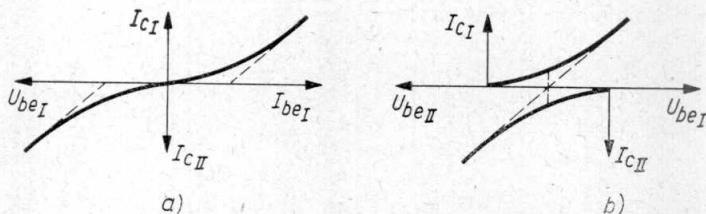
Ako je spojen kondenzator C_e , on će se nabiti na napon koji je jednak tjemenoj vrijednosti signala, pa će radna tačka pasti u C-klasu, gdje su velika izobličenja. Zbog toga se otpor R_e ne može premostiti kondenzatorom, a budući da na njemu nastaju gubici snage, njegova vrijednost, ukoliko se ne može izostaviti, mora da bude što manja. Stoga je dobru stabilizaciju moguće postići samo umetanjem NTC-otpornika u djeliteľ napona baze (odsjek 41).

67. — U izlaznim B-pojačalima lako nastaju znatna nelinearna izobličenja. Čisto B-pojačalo, ako bi radilo linearno, pojačavalo bi tačno jedan poluval signala. To međutim nije slučaj. Izobličenje koje može nastati radi li pojačalo uz struju $i_c = 0$ ($U_b = 0$), prikazano na sl. 94,



Slika 94.
 Izobličenje nastalo zbog nelinearnih ulaznih karakteristika tranzistora.

uzrokovano je nelinearnim ulaznim karakteristikama tranzistora u emitterskom spoju. Pri malim signalima postaje ulazni otpor tako velik da gotovo ne teče pobudna struja, dakle ni struja kolektora. Budući da tranzistor sada radi s naponskom pobudom (vidi odsjek 70), nastat će i izobličenja koja se u takvim slučajevima pojavljuju. Ona se mogu sma-



Slika 95.
 Sastavljanje prijenosnih karakteristika kod protufaznog pojačala a) čisti B-klasa b) AB-klasa; u stanju mirovanja teče mala kolektorska struja

njiti postavljanjem pojačala u AB-klasu, gdje teče mala struja mirovanja. Sl. 95 pokazuje sastavljanje prijenosnih karakteristika tranzistora I i II u stvarnu radnu karakteristiku. Na sl. 95a dana je ta karakteristika za tranzistor uz struju mirovanja jednaku nuli (čista B-klasa), a sl. 95b prikazuje slučaj kad je napon baze tako odabran da teče mala

struja mirovanja. Prva ulazna karakteristika jako je zakrivljena u blizini radne tačke, pa nastaju znatna izobličenja, dok je druga, označena crtkano, linearna, pa je izobličenje izbjegnuto. Iz ovog slijedi da u protufaznim B-pojačalima može već pri malim izmjeničnim signalima doći do jakog nelinearnog izobličenja, dok su pri većim izmjeničnim signalima ova izobličenja manja, jer je karakteristika u daljnjem toku linearnija. Ipak i kod većih kolektorskih struja može zbog smanjenja strujnog pojačanja doći do izobličenja. Taj se utjecaj može ublažiti samo negativnom reakcijom.

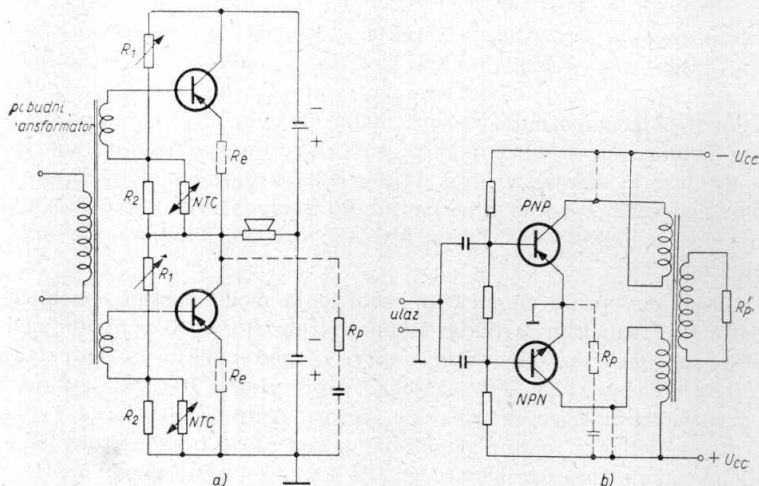
Osim navedenih simetričnih izobličenja mogu nastati i izobličenja uvjetovana različitim karakteristikama tranzistora. Kod malih signala razlog su tome različiti ulazni otpori, a kod velikih različiti faktori strujnog pojačanja. Da se to izbjegne u protufazna B-pojačala stavljaju se tranzistori u paru, kojima su faktori strujnog pojačanja i ulazni otpori pri malim pobudnim signalima, uz iste radne uvjete, skoro jednaki. Veličina struje mirovanja određena je kompromisno između malog potroška i dopuštenog izobličenja, a daje je proizvođač. Za tranzistore $2 \times OC 74$ ona iznosi 3 do 6 mA.

Uspoređujući sva tri spoja tranzistora može se reći da su u pogledu snage i stupnja djelovanja spoj sa zajedničkom bazom i spoj sa zajedničkim kolektorom približno jednaki. Stupanj s uzemljenom bazom ima, uz jednake uvjete rada, manja izobličenja, a i manje opterećuje izvor napajanja kad nema signala. Najveću primjenu ima ipak, zbog znatno većeg pojačanja srtae, stupanj s uzemljenim emiterom.

68. — Zvučnik može biti vezan sa B-pojačalom na nekoliko načina: prigušnicom sa srednjim izvodom i visokoomskim zvučnikom, visokoomskim zvučnikom sa srednjim izvodom (u tom je slučaju i η manji) i direktno u spoju s *protuparalelnim izlaznim pojačalom*. Jedan slučaj protufaznog pojačala dan je u često upotrebljavanom protuparalelnom pojačalu bez izlaznog transformatora (sl. 96). U tom je sklopu zvučnik direktno spojen na pojačalo u zajednički kolektorski krug tranzistora. Za izmjenično stanje tranzistori rade paralelno, dok su za istosmjerni rad spojeni u seriji. Prednost tog sklopa je u tome, što nema prijenosnog elementa, a ujedno istosmjerna struja ne teče kroz potrošač.

Iako napon napajanja ima dvostruku vrijednost prema naponu B-pojačala, ukupna je potrošnja istosmjerne snage ista, budući da kroz tranzistore teče samo pola struje. Otpor potrošača iznosi $\frac{R_d}{4}$, a ukupni stupanj djelovanja nešto je veći nego u direktno spojenom zvučniku.

Ne raspoložemo li baterijom sa srednjim izvodom, možemo potrošač priključiti preko kondenzatora na masu (sl. 96 — crtkana linija). Za izmjenično stanje nije se ništa promijenilo, jer za izmjeničnu komponentu baterija predstavlja kratak spoj. Nezgodna je strana tog sklopa ta što je potrebno provoditi stabilizaciju svakog stupnja posebno.



Slika 96.

a) Protuparalelno protufazno pojačalo bez izlaznog transformatora klase B; b) Komplementarno izlazno pojačalo klase B; crtkano označeni spoj vrijedi kada nema izlaznog transformatora (u tom slučaju nisu emiteri spojeni na masu)

Komplementarno pojačalo. Postoje dvije vrste tranzistora PNP i NPN tipa. U PNP-tranzistoru nosioci struje su šupljine, dok su u NPN-tranzistoru elektroni; znači u njima teku istosmjerne struje u međusobno suprotnim smjerovima. To omogućuje izvedbu protufaznog B-pojačala u komplementarnom spoju, za čije pobuđivanje nije potrebno imati pobudne signale pomaknute u fazi za 180° . Na sl. 96b prikazan je sklop pojačala s takvim parom tranzistora. Za vrijeme pozitivnog poluvala vodi NPN-tranzistor, jer je dioda emiter—baza u tom slučaju polarizirana u propusnom smjeru, dok PNP-tranzistor ne provodi, jer pozitivni poluval polarizira njegov emitterski spoj u zapornom smjeru. Za vrijeme negativnog poluvala upravo je obrnuto, PNP-tranzistor propušta dok je NPN-tranzistor zakočen.

Istosmjerna struja kolektora teče kroz serijski spoj tranzistora, ali ne teče kroz potrošač.

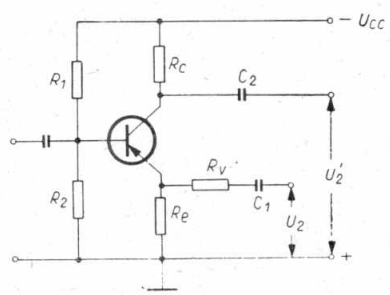
Nedostatak ovog spoja, što nijedan kraj baterije nije uzemljen može se izbjeći upotrebom baterije sa srednjim izvodom na koju se priključuje potrošač i ta se točka uzemljuje. Ovakvo pojačalo može, kao što se vidi na slici, biti izvedeno sa izlaznim ili bez izlaznog transformatora.

Tranzistorski obrtači faze

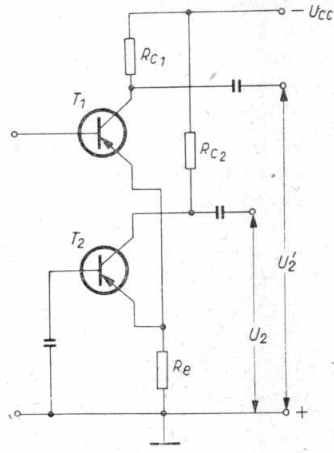
69. — Pobuđivanje izlaznog stupnja protufaznog pojačala s tranzistorima postiže se pobudnim stupnjevima koji moraju davati dovoljnu snagu za pobuđivanje tih pojačala i osigurati fazni pomak. Pobuđi-

vanje se može vršiti, što i jest čest slučaj, transformatorom sa srednjim izvodom. Ovakav je način pogodan ako želimo postići maksimalno pojačanje snage. Frekventna karakteristika u tom slučaju pri nižim frekvencijama određena je samim induktivitetom transformatora. Kako je ulazni otpor tranzistora najveći uz malu pobudu, moramo dakle u proračunu pobudnog transformatora uzeti u obzir ovaj otpor. To znači da induktivitet mora da bude veći nego u A-pojačalu. S obzirom na pobudu, otpor namotaja ne smije biti velik, što bi uz gornji uvjet zahtijevalo veći transformator. Radi smanjivanja utjecaja rasipnih induktiviteta pri visokim frekvencijama, oba su sekundara motana bifilarno.

Međutim, kao i u pojačalima s elektronkama, u izvjesnim su slučajevima tranzistorski obretači* potisnuli obretače s transformatorom jer su manji, lakši, jeftiniji i imaju bolju frekventnu karakteristiku. Na sl. 97 prikazan je tranzistorski obretač faze s jednakim otporima u kolektorskom i emitterskom krugu, koji se često primjenjuje, a sličan je katodinskom obretaču faze s elektronkama. Jedan napon za pobudu protufaznih tranzistora uzima se s kolektora, a drugi s emitera. Ova dva napona nisu jednaka. Ulazni otpor takova stupnja zbog nepremoštenog otpora



Slika 97.
Obretač faze sa jednim tranzistorom



Slika 98.
Principijelna shema obretača faze sa dva tranzistora

R_e veoma je visok. Naime, i uz jednake otpore R_c i R_e signal na otporu R_e bit će nešto veći, zato jer je emitterska struja ($I_c = \alpha_b \cdot I_e$) veća od struje kolektora. Kako je izlazni otpor kolektora veći od izlaznog otpora smitera, potrebno je u krug veze staviti otpor R_v .

U obretaču faze na sl. 98, izvedenom sa dva tranzistora, ulazni signal privodi se samo na bazu tranzistora T_1 . Budući da je emitterski otpor zajednički za oba tranzistora, emitterska struja tranzistora T_1 stvara

* Izlaznim pojačalom iz odsjeka 68 i tranzistorskim obretačem faze moguće je izvesti pojačalo bez transformatora.

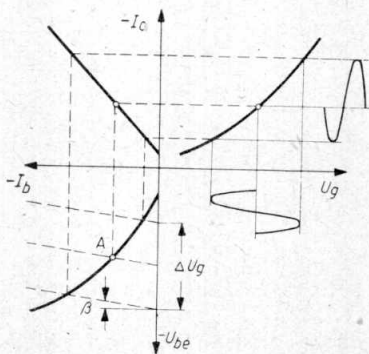
izmjenični pad napona između baze i emitera tranzistora T_2 . Signal dobiven na kolektoru tog tranzistora suprotne je faze od napona na kolektoru T_1 .

Pobuđivanje tranzistora

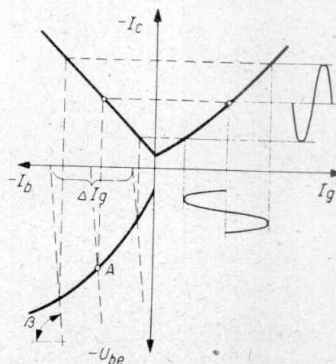
70. — Način pobuđivanja u pojačalu s tranzistorima ima značajnu ulogu. Nasuprot cijevima, tranzistori imaju malen i nelinearan ulazni otpor, pa ga treba uvijek promatrati zajedno s otporom generatora, kako bi se postiglo prilagođenje uz najmanji postotak izobličenja. Postoje dva ekstremna slučaja pobude: *strujna* i *naponska*.

Ako je unutarnji otpor generatora malen prema ulaznom otporu tranzistora, možemo generator smatrati generatorom napona. Naprotiv, ako je unutarnji otpor generatora velik nasuprot ulaznom otporu, govorimo o strujnom generatoru.

Na sl. 99 prikazana je karakteristika tranzistora u spoju sa zajedničkim emiterom, i izabrana radna tačka. Pravac ulaznog dinamičkog otpora generatora $R_g = \text{tg}\beta$, ako je na bazu nametnut izmjenični napon, pomiče se paralelno u ritmu signala oko radne tačke A. Kad je unutarnji otpor generatora veoma malen, tranzistor je naponski pobuđivan; pravac radnog otpora skoro je horizontalalan. Mijenja li se napon baze za ΔU_g , doći će zbog nelinearnosti ulaznog otpora, kako vidimo na slici, do izobličenja ulazne struje, a budući da je $i_c = \alpha_e \cdot i_b$ nastaje i izobličenje kolektorske struje. Jedino uz veoma malu amplitudu signala ono nije veliko.



Slika 99.
Naponsko pobuđivanje
tranzistora



Slika 100.
Strujno pobuđivanje
tranzistora

Na sl. 100 prikazan je slučaj generatora s velikim unutarnjim otporom; radni pravac sada je skoro okomit, tranzistor je strujno pobuđivan i struja se generatora mijenja za ΔI_g . Nelinearnost ulaznog otpora

ovdje ne dolazi toliko do izražaja i zoblčenja su znatno manja. Zato se većinom teži za tim da tranzistor radi sa strujnom pobudom. Međutim i kod strujnog pobuđivanja dolazi do izoblčenja, jer je pri većim strujama krivulja strujnog pojačanja zakrivljena, pa nastaje izoblčenje izlazne struje. Ova su izoblčenja ipak znatno manja nego pri naponskoj pobudi.

Negativna reakcija

71. — Negativna se reakcija primjenjuje u tranzistorskim pojačalima za iste svrhe kao i u cijevnim pojačalima: smanjuje linearna i nelinearna izoblčenja, poboljšava stabilitet pojačala, utječe na pojačanje, odnosno smanjenje ulazne i izlazne impedancije i smanjuje promjene koje nastaju zbog različitih karakteristika tranzistora, što je u tranzistorskim uređajima naročito značajno, budući da su odstupanja u karakteristikama tranzistora istog tipa vrlo velika.

Sve ove prednosti nisu međutim postignute bez ustupaka, kao što je na primjer gubitak pojačanja.

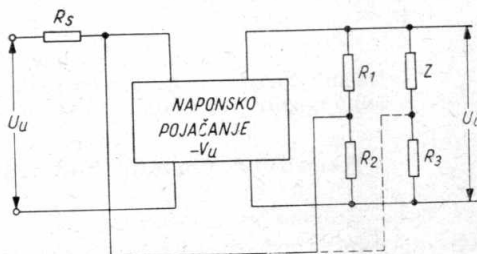
Način djelovanja negativne reakcije na svojstva pojačala znatno ovisi o metodama dobivanja signala negativne reakcije iz izlaza i vraćanja na ulaz.

Navest ćemo osnovne vrste izvođenja negativne reakcije. To su: *naponsko-naponska* negativna reakcija, *naponsko-strujna* negativna reakcija, *strujno-naponska* negativna reakcija i *strujno-strujna* negativna reakcija.

72. — Negativna reakcija može biti dobivena iz izlaza na dva načina:

Napon negativne reakcije U_R proporcionalan je izlaznom naponu U_i ; to je *naponska* ili *paralelna* negativna reakcija. Na sl. 101 prikazan je jedan od načina dobivanja napona negativne reakcije U_R pomoću visokoomskog djelitelja napona priključena paralelno na izlaz pojačala. Otpor djelitelja ($R_1 + R_2$) mora da bude mnogo veći od impedancije potrošača, da bi što manje utjecao na izlazni napon.

— Napon negativne reakcije može biti dobiven i na malom otporu R_3 , priključenom u seriju s potrošačem. Proporcionalan je dakle izlaznoj struji; to je *serijska* ili *strujna* negativna reakcija. Taj je spoj prikazan na sl. 101 crtkanom linijom.



Slika 101.

Principijelna shema dobivanja negativne reakcije iz izlaza

I vraćanje napona negativne reakcije U_R na ulaz postiže se na dva načina:

— U jednom su ulazni napon U_u i napon negativne reakcije U_R paralelni; to je *naponsko* ili *paralelno napajana* negativna reakcija. Najjednostavnija izvedba ovakvog sklopa dana je na sl. 102a. Označimo li napon između baze i emitera sa U_{be} , možemo pisati

$$\frac{U_u - U_{be}}{R_s} + \frac{U_R - U_{be}}{R_R} = \frac{U_{be}}{R_u},$$

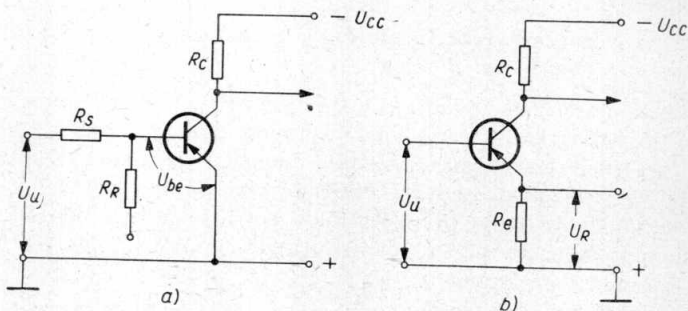
gdje je R_u ulazni otpor pojačala (paralelni spoj ulaznog otpora tranzistora i otpora stabilizacije), pa je dakle

$$U_{be} = \frac{\frac{U_u}{R_s} + \frac{U_R}{R_R}}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_R} + \frac{1}{R_u}} \dots \dots \dots (38)$$

proporcionalan sumi U_u i U_R , čije pak veličine ovise o otporima R_s , odnosno R_R . Reakcija će biti negativna uz uvjet da su U_u i U_R suprotna smjera.

— Napon negativne reakcije može biti priveden u seriju ulaznom naponu; to je *strujno* ili *serijski napajana* negativna reakcija. Karakterističan primjer pokazuje sl. 102b, gdje su U_u i U_R spojeni serijski, dok između baze i emitera djeluje njihova razlika.

Kombiniranjem ovih načina dobiju se prije navedene metode izvođenja negativne reakcije.



Slika 102.

Načini dovođenja negativne reakcije na ulaz a) paralelno negativna reakcija, b) serijska negativna reakcija

Negativna reakcija kod jednog tranzistora

73. — Stupanj sa zajedničkim emiterom i nepremoštenim emiter-skim otporom najjednostavniji je slučaj negativne reakcije. Ovdje se radi o strujno-naponskoj negativnoj reakciji. Napon negativne reakcije, dobiven na emiter-skom otporu, spojen je serijski s ulaznim signalom i povećava ulazni otpor tranzistora, jer je sada za istu struju baze I_b ,

kao u stupnju bez reakcije, potreban veći ulazni napon, i to za pad napona na emitterskom otporniku.

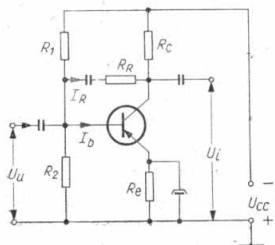
Budući da se kolektorska i emeterska struja praktički ne razlikuju, ovdje dakle s izlaznom strujom nastaje napon negativne reakcije; to je strujna negativna reakcija, koja povećava izlazni otpor pojačala. Pojačanje takva stupnja iznosi

$$V_{u'} = \frac{V_u}{1 - \frac{V_u \cdot R_e}{\alpha_b \cdot R_p}} \dots \dots \dots (39)$$

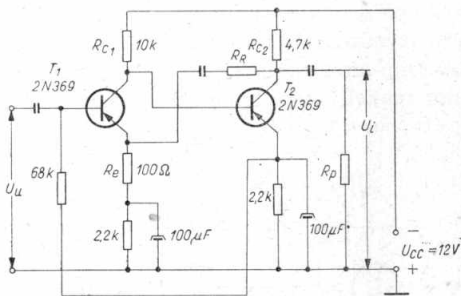
gdje je V_u naponsko pojačanje bez negativne reakcije, a $V_{u'}$ naponsko pojačanje sa negativnom reakcijom, koje dano u uobičajenom obliku iznosi $\frac{V_u}{1 - V_{u\beta}}$. U našem je slučaju $\beta = \frac{R_e}{\alpha_b R_p} \approx \frac{R_e}{R_p}$. Ulazni je otpor* povećan za $R_e (1 + \alpha_e)$, pa iznosi

$$R_{u'} = R_u + R_e (1 + \alpha_e) \dots \dots \dots (40)$$

Negativna reakcija postignuta otpornikom u krugu kolektor-baza prikazana je na sl. 103. Preko otpornika R_b dovodi se u krug baze struja



Slika 103. Negativna reakcija sa otpornikom u krugu kolektor-baza



Slika 104. Paralelno-serijska negativna reakcija preko dva stupnja pojačala. Bez negativne reakcije uz $R_R = \infty$ pojačanje napona $V_u = 1400$, ulazni otpor $R_{u1} = 7 \text{ k}\Omega$ izlazni otpor $R_{i2} = 2500 \Omega$ pri $f = 12 \text{ kHz}$; uz $R_R = 360 \Omega$, $V_u = 1000$, $R_{u1} = 9 \text{ k}\Omega$ i $R_{i2} = 1800 \Omega$

* Utjecaj nepremostanog otpora R_e na ulazni otpor tranzistora može se vidjeti iz slijedećeg razmatranja:

Odnos struje emitera i struje baze dan je relacijom $I_e = (1 + \alpha_e) I_b$, dok za napon baza-emiter u tom slučaju vrijedi $U_{be} = U_u - I_e R_e$, gdje je U_u ulazni napon.

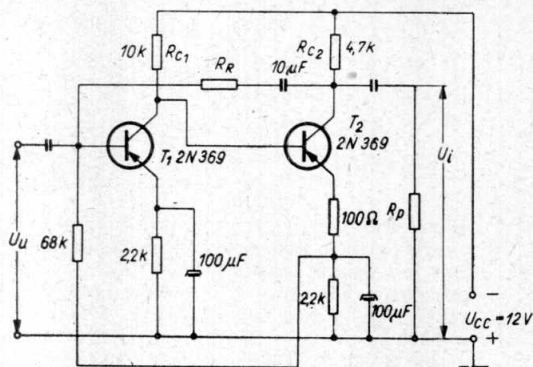
Ulazni otpor tranzistora jest $R_{u1} = U_{be}/I_b$, dok je ulazni otpor sklopa $R_{u'} = U_u/I_b$. Odatve, dijeljenjem jednadžbe za U_{be} sa strujom I_b dobijemo da je $R_{u'} = R_{u1} + R_e (1 + \alpha_e)$, i jasno je vidljivo da je ulazni otpor povećan za $R_e (1 + \alpha_e)$.

negativne reakcije, proizvedena padom napona na otporniku R_c koji je pomaknut prema ulaznom naponu za 180° . Ovdje se radi o naponsko-strujnoj negativnoj reakciji koja smanjuje izlazni i ulazni otpor pojačala (stabilizacija izlaznog napona je provedena, a time je dobiven mali izlazni otpor stupnja). Ulazni otpor postaje također manji, jer je za isti ulazni napon potrebna ulazna struja veća za I_R .

Negativna reakcija preko dva stupnja pojačala

74. — Negativna reakcija provedena samo u jednom stupnju ograničena je pojačanjem takva stupnja. Mnogo je pogodnije ako je negativna reakcija provedena preko dva ili više stupnjeva. Opisat ćemo dva sklopa dvostepenog pojačala s negativnom reakcijom.

Najčešći sklop negativne reakcije preko dva stupnja vidimo na sl. 104. Budući da u dvostepenom tranzistorskom pojačalu s uzemljenim emiterom djeluje na kolektoru izlaznog tranzistora i bazi ulaznog tranzistora polual istog predznaka, napon kolektora nije moguće dovesti direktno na bazu, jer bismo umjesto negativne reakcije dobili pozitivnu. Naprotiv, ako se napon s kolektora drugog tranzistora privede emiteru prvog, preko emiterskog otpora baza dobije polual suprotna predznaka, pa je sklop u negativnoj reakciji. Napon negativne reakcije iz izlaza izveden je paralelno u odnosu na izlazni napon, a serijski spojen s ulaznim naponom. Riječ je, prema tome, o paralelno-serijskoj negativnoj reakciji koja smanjuje izlazni, a povećava ulazni otpor pojačala. Na otporu R_c dobiva se reakcioni napon obaju tranzistora. Nepre-



Slika 105.

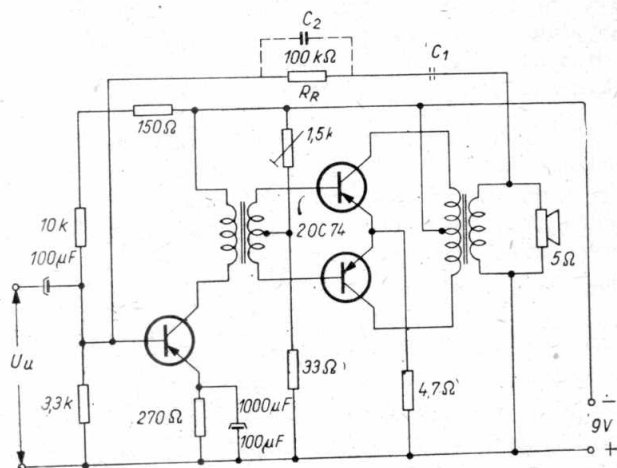
Serijsko - paralelne negativne reakcije preko dva stupnja. Bez negativne reakcije uz $R_R = \infty$, $V_u = 2200$, $R_u = 1850 \Omega$, $R_i = 4000 \Omega$, $f = 12 \text{ kHz}$; uz $R_R = 11500 \Omega$, $V_u = 1000$, $R_u = 120 \Omega$, $R_i = 4500 \Omega$

način negativne reakcije smanjuje ulazni otpor i povećava izlazni.

mošteni dio emiter-skog otpora povećava, naime, također ulazni otpor pojačala, čemu se još dodaje utjecaj otpora negativne reakcije R_R . Faktor negativne reakcije β približno je jednak $\frac{R_c}{R_c + R_R}$ i odavde možemo izračunati naponsko pojačanje.

Na sl. 105 prikazana je serijsko-paralelna negativna reakcija preko dva stupnja pojačala. Ovakvo pojačalo, a povećava

75. — Budući da najveća izobličenja nastaju u izlaznom stupnju, potrebno je u petlju negativne reakcije uključiti takav stupanj. Negativna se reakcija može provesti sa sekundara ili primara transformatora. Sekundarna negativna reakcija ima, s obzirom na primarnu, više prednosti: uz isto smanjenje pojačanja postiže se veće smanjenje prisilnog i harmoničkog izobličenja, jer je petljom negativne reakcije buhvaćen izlazni transformator, manji je napon brujanja, i izlazni otpor.



Slika 106.

Izlazno 1W pojačalo obuhvaćeno petljom negativne reakcije

Nezgodna je strana primjene sekundarne reakcije međutim što lako doazi do oscilacija zbog faznog zakreta koji uzrokuju rasipni induktiviteti. Na sl. 106 dano je izlazno protufazno pojačalo u kojem je negativna reakcija provedena iz sekundara izlaznog transformatora na ulaz pobudnog stupnja. Preko visokoomskog otpora R_R dovodi se na bazu pobudnog tranzistora struja negativne reakcije, proporcionalna izlaznom naponu. Ova negativna reakcija djeluje samo onda ako je taj stupanj strujno pobudivan. Kondenzator C_2 sprečava nestabilnost pojačala pri visokim frekvencijama, dok kondenzator C_1 služi za korekciju frekventne karakteristike pri nižim frekvencijama.

Šum tranzistora

76. — U elektronskim uređajima šumom nazivamo neželjeni signal koji se javlja uz koristan signal. Dvije su općenite klasifikacije šumova: vanjski šumovi — uvjetovani atmosferskim smetnjama, iskrenjene motora i sl., i unutarnji šumovi, koji nastaju zbog fizičkih svojstava upotrebljenih materijala. Šumovi u stvari ograničuju osjetljivost odgovarajućeg uređaja, na primjer prijemnika ili pojačala; ako je naime signal slab u odnosu na šum, šum će ga maskirati.

Kvaliteta uređaja obično se izražava odnosom signal-šum na ulazu pojačala, koji se daje u decibelima i kreće se, ovisno o primjeni, između 15 dB i 60 dB i više. Isključit ćemo utjecaj vanjskih šumova i obuhvatit ćemo samo one koji nastaju u tranzistorima.

Kao i elektronke, i tranzistori unose šumove u sklopove u kojima su primijenjeni. Dok su prvi tranzistori imali u pogledu šumova slabije karakteristike, tehnologija tranzistora toliko je napredovala da se već proizvode tranzistori čiji šumovi nisu veći nego oni elektronskih cijevi. U pojačalu s niskoomskim ulazom veličine 1 kΩ šum niskofrekventnog tranzistorskog pojačala čak je manji nego u pojačalima s elektronkama.

77. — U osnovi, šumovi se tranzistora mogu svesti na ove vrsti:

— *Toplinski šum* koji se pojavljuje u otpornicima kao posljedica nepravilnog termičkog gibanja nosilaca struje u materijalu. U svakom se vodiču, pa i nespojenom, stvara naime napon šuma koji ovisi o temperaturi, širini frekventnog područja i veličini otpora R .

Veličina srednje vrijednosti kvadrata napona računa se prema formuli

$$\bar{U}_n^2 = 4 k T R \Delta f \quad \dots \dots \dots (41)$$

gdje je $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/⁰K Boltzmanova konstanta, R otpor vodiča u Ω, T temperatura vodiča u ⁰K i Δf širina pojasa u Hz. U tranzistorima termički šum nastaje na otporu baze. Na primjer, napon šuma na otporu 1 MΩ i $\Delta f = 4$ MHz na temperaturi 20°C iznosi 254 μV.

— Druga vrst šuma, poznata i u elektronskim cijevima, jest *efekt sačme*, koji kao i termički šum ima kontinuiran i jednolik frekventni spektar. On se učituje u fluktacijama struje kroz tranzistor, koje izazivaju neprestana kolebanja broja strujnih nosilaca između emitera, baze i kolektora, nastala zbog difuzije i rekombinacije.

— U tranzistorima je naročito značajna još jedna vrst šuma. To su *šumovi iskrenja* (engl. flicker), nazvani i »1/f« - šumovima, jer im je veličina obrnuto proporcionalna s frekvencijom. Napon šuma iskrenja možemo izračunati iz formule

$$\bar{U}_N^2 = k \ln \frac{f_g}{f_d} \quad \dots \dots \dots (42)$$

gdje je k konstanta, f_g i f_d gornja i donja granična frekvencija promatranog pojasa, a \bar{U}_N efektivna vrijednost napona šuma iskrenja. Proizvođači tranzistora daju podatke koji omogućuju izračunavanje k .

Faktor šuma

78. — Kao mjerilo veličine šuma uveden je *faktor šuma* F i obično se daje za tranzistore koji se upotrebljavaju u predstupnjevima. Interesantan podatak za određivanje kvalitete pojačala jest odnos snage

signala prema snazi šuma dobivenog iz pojačala, koji se naziva odnosom *signal-šum*, a označava sa S . Ako su S_u i S_i ulazne i izlazne vrijednosti odnosa signal-šum, zbog šuma nastalog u pojačalu smanjit će se S_i prema S_u . Ovo smanjenje pri određenoj frekvenciji f_s dano je pomoću faktora šuma F , koji je definiran odnosom ukupne snage N_{in} u frekventnom pojasu Δf kod frekvencije f_s , te izlazne snage N_{ir} u istom frekventnom području, koja rezultira od toplinskog šuma nastalog na unutarnjem otporu generatora R_g . Ako je V_s pojačanje snage, bit će $N_{ir} = V_s N_{ur}$, gdje je N_{ur} snaga toplinskog šuma na otporu R_g , koja ulazi u pojačalo. Kako je prema definiciji $V_s = \frac{N_i}{N_u}$, gdje je N_i izlazna snaga signala, a N_u ulazna, dobivamo

$$F = \frac{N_{in}}{V_s N_{un}} = \frac{N_u/N_{un}}{N_i/N_{in}} = \frac{S_u}{S_i} \quad \dots \quad (43)$$

Faktor šuma je dakle jednak odnosu signal-šum na ulazu prema odnosu signal-šum na izlazu, koji su definirani za Δf i f_s . U podacima proizvođači daju često faktor šuma koji se mjeri pri frekvenciji 1000 Hz i širini pojasa 1 Hz, a označava se sa F_0 . Pored gornje definicije faktor šuma može biti izražen bilo odnosom napona, bilo odnosom kvadrata napona ili odnosom maksimalno raspoloživih snaga. (Pod maksimalno raspoloživom snagom podrazumijeva se snaga koju generator daje potrošaču u slučaju prilagođenja potrošača otporu generatora). Različite definicije faktora šuma koje se javljaju u literaturi koriste se zato, što je pojedina definicija pogodnija za određeni slučaj. Faktor šuma obično se, kao i odnos signal-šum, daje u decibelima.

Sadrži li pojačalo nekoliko stupnjeva (od kojih je svaki posebno generator šuma), čiji su faktori šuma F_1 , F_2 i F_3 , ukupni će faktor šuma biti

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_{s1}} + \frac{F_3 - 1}{V_{s1} \cdot V_{s2}} \quad \dots \quad (44)$$

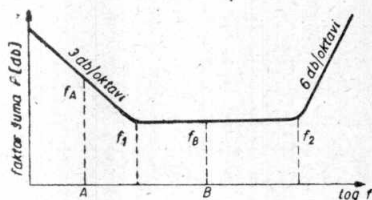
gdje su V_{s1} i V_{s2} pojačanje snage prvog i drugog stupnja. Prema formuli vidimo da je utjecaj ostalih faktora na ukupan šum malen, pa faktore šuma ostalih stupnjeva možemo, ako je V_{s1} dovoljno velik, zanemariti.

Tranzistorski šum

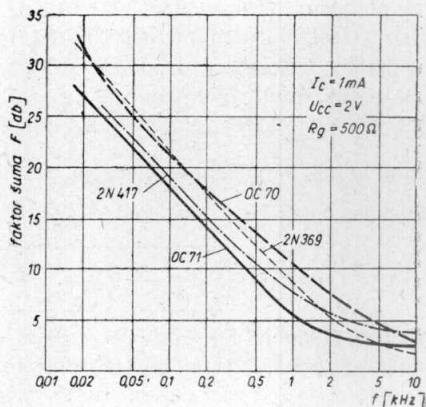
79. — Karakteristika šuma koja se može primijeniti za sva tri spoja tranzistora do frekvencije f_d ima općenito oblik prikazan na sl. 107. Tranzistorski je šum podijeljen prema frekventnom području na tri dijela.

Pri niskim frekvencijama do frekvencije f_1 prevladava šum *iskrenja* ili *1/f-šum*, koji je obrnuto proporcionalan frekvenciji. Faktor šuma u tom području pokazuje pad približno za 3 dB po oktavi. Sl. 108, gdje

su dane karakteristike šuma za nekoliko tipova tranzistora do frekvencije f_1 pokazuje međutim da taj šum varira između 3 dB i 5 dB po oktavi, pa je zakon $1/f$ samo približan.



Slika 107.
Spektralni karakteristika šuma



Slika 108.
Karakteristike šuma nekih tipova tranzistora

Iznad frekvencije f_1 , koja za moderne tranzistore iznosi oko 1 kHz, » $1/f$ « šum zanemariv je prema toplinskom šumu i efektu sačme. Granica između ta dva područja dosta je neodređena, pa frekvencija u normalnim radnim uvjetima prilično odstupa i kreće se između 1 kHz i 20 kHz, dok se za sve navedene tipove nalazi iznad 1 kHz.

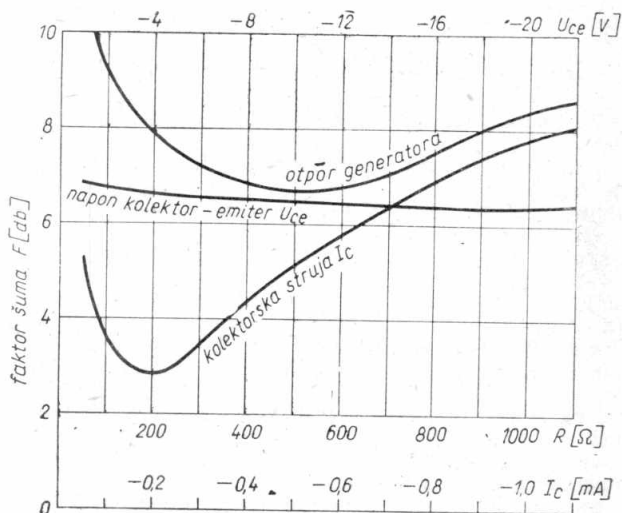
U području između frekvencija f_1 i f_2 , gdje f_2 može iznositi od nekoliko desetaka kHz do nekoliko MHz, nivo je šuma najniži i uglavnom neovisan o frekvenciji; prevladavaju efekt sačme i toplinski šum.

Najzad pri višim frekvencijama, u području iznad f_2 , efekt sačme i toplinski šum ne mijenjaju se s frekvencijom, ali se zbog smanjenja pojačanja (smanjuje se odnos signal-šum na izlazu), te zbog vremena kretanja sporednih nosilaca u području baze faktor šuma povećava.

Da bismo odredili faktor šuma nepoznatog tranzistora, potrebno je izmjeriti faktore šuma u tačkama A i B (sl. 107). Frekvencija f_A treba da je u području šuma iskrenja, gdje su toplinski šum i efekt sačme zanemarivi, a frekvencija f_B u području između frekvencija f_1 i f_2 . Uz pretpostavku da faktor šuma f_2 6 dB po oktavi, možemo, koristeći pri tom relaciju* $f_2 = \sqrt{f_{ab} \cdot f_{ae}}$, pada u području šuma iskrenja 3 dB po oktavi, a iznad frekvencije nacrtati karakteristiku šuma takva stupnja. Za komercijalne tranzistore nisu nažalost dani ovi podaci, već samo F_0 ($\Delta f = 1 \text{ Hz}$ i $f_s = 1000 \text{ Hz}$). Ako je $F > 10 \text{ dB}$, možemo zaključiti da se radi o šumu

* f_{ab} i f_{ae} su gornje granične frekvencije za spoj sa zajedničkom bazom, odnosno za spoj sa zajedničkim emiterom.

iskrenja, ako pak iznosi 7 dB ili manje, radi se o efektu sačme i toplinskom šumu. Faktor šuma može se izraziti i tranzistorskim parametrima.



Slika 109.
 Ovisnost faktora šuma o kolektorskoj struji, kolektor-
 skom naponu i otporu generatora R_g za tranzistor
 2N104

80. — Faktor šuma naglo se povećava pri višim vrijednostima kolektorskog napona U_c i kolektorske struje, dok je pri nižim vrijednostima U_c uglavnom neovisan o naponu kolektora. Isto je tako neovisan i o otporu potrošača, ali znatno ovisi o veličini pobudnog otpora generatora. Zbog toga je za postizanje minimalnog šuma u sklopu potrebno izabrati povoljne radne uvjete, znači optimalne vrijednosti za I_e i R_g .

Na sl. 109 prikazan je faktor šuma tranzistora 2N104 u ovisnosti o emitorskoj struji I_e , kolektorском naponu U_c i otporu generatora R_g , mjereno pri frekvenciji 12,3 kHz i širini pojasa 7 Hz. Minimalna vrijednost bit će uz struju $I_e = 0,2$ mA, dok se iznad i ispod te vrijednosti faktor šuma povećava. Optimalna je vrijednost otpora generatora R_g oko 500 Ω , dok napon kolektora* relativno malo utječe na veličinu faktora šuma. Za slične tranzistore faktor šuma općenito se kreće u području od 10 dB do 30 dB, uz frekvenciju 1 kHz i $\Delta f = 1$ Hz, dok je u području između f_1 i f_2 manji približno za 3 dB.

* Utjecaj napona U_{ce} malen je zbog male vrijednosti α ovog tranzistora.

Valja naglasiti da sve tri tranzistorske konfiguracije — spojevi sa zajedničkim emiterom, zajedničkom bazom ili zajedničkim kolektorom — imaju približno istu vrijednost faktora šuma, dok je jedino spoj sa zajedničkim kolektorom u području iznad granične frekvencije nešto povoljniji.

Pitanja

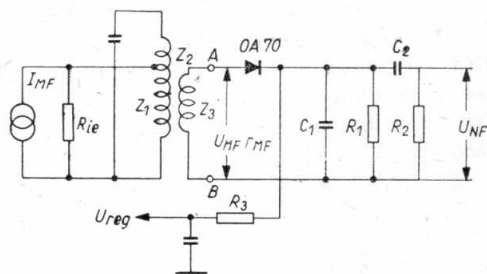
35. Kakva je razlika između statičkih i dinamičkih karakteristika tranzistora?
36. Kako se može izračunati naponsko pojačanje s faktorom strujnog pojačanja tranzistora?
37. Kod kojeg tranzistorskog spoja se postiže najveće pojačanje napona, snage, struje i zašto?
38. Zašto spoj sa zajedničkim emiterom ima najširu primjenu. Je li to uvijek najpogodniji spoj? U koje svrhe se koriste druge konfiguracije?
39. Što određuje veličinu veznog kondenzatora u otpornom pojačalu sa RC-vezom? Zašto je vrijednost veznog kondenzatora u otpornom pojačalu sa elektronkom znatno manja nego kod pojačala s tranzistorom?
40. Koji se parametri koriste pri proračunu RC-vezanih pojačala malih signala?
41. Koji sve elementi utječu na gornju, a koji na donju graničnu frekvenciju pojačala sa RC-vezom?
42. Kako djeluje dodavanje nepremoštenog otpora u emiserski krug tranzistora?
43. Kakvi se problemi javljaju pri konstrukciji izlaznog pojačala s tranzistorom?
44. Kojim se sklopom može postići veći stupanj djelovanja?
45. Do kakvih izobličenja dolazi u B-pojačalu?
46. Kakvi se obrtači faze upotrebljavaju za pobuđivanje protufaznog izlaznog stupnja?
47. Navedi načine pobuđivanja tranzistora!
48. Koja je razlika između naponsko-naponske, naponsko-strujne i strujno-strujne negativne reakcije?
49. Koja je prednost negativne reakcije preko više stupnjeva?
50. Koje se vrste šumova javljaju u tranzistorima?
51. Definiraj faktor šuma!

Demodulatori u tranzistorskim prijemnicima

AM demodulator

81. — Opće je pravilo da se u tranzistorskim prijemnicima upotrebljavaju kristalne (germanijeva ili silicijeva) diode za demodulaciju međufrekventnog signala. Zanimljivo je da, zanemarimo li niskoomski prigušni otpor demodulatora i mali međufrekventni signal, vidimo da je demodulatorski stupanj potpunosti isti kao u prijemniku s elektronkama (AM-amplitudno moduliran signal).

Demodulatorski spoj prikazan na sl. 110 pokazao se vrlo pogodnim za primjenu. Demodulacija se vrši preko diode OA 70, koja mora ujedno da osigura snagu potrebnu za automatsku regulaciju pojačanja. Izlaz posljednjeg međufrekventnog tranzistora (OC 169) prikazan je kao strujni izvor unutarnjeg



Slika 110.
Shema demodulatora

otpora R_{ie} . Dioda je opterećena uobičajenim RC-članom (R_1 — C_1). Niskofrekventni napon, dobiven na otporniku R_1 , odvodi se preko kondenzatora C_2 i otpornika R_2 u krug baze niskofrekventnog tranzistora. Ulaz demodulatora označen je tačkama A i B. Međufrekventni titrajni krug prigušen je otporom demodulatora r_{MF} , dok je U_{MF} modulirani međufrekventni napon. Otpornik R_1 predstavlja opteretni otpor za istosmjernu struju, ali ne i za izmjeničnu. Vrijednost otpora R_1 određuje međutim oblik krivulje koja prikazuje prigušni otpor demodulatora r_{MF} kao funkciju diodnog napona U_{MF} , i njegova vrijednost treba da bude uglavnom neovisna o nivou signala, tako da je i opterećenje posljednjeg međufrekventnog stupnja konstantno. Bez posebnih mjera to je moguće samo za određenu vrijednost R_1 . Kako je u tranzistorskim prijemnicima taj otpor općenito malen, konstantnost se otpora r_{MF} postiže davanjem prednapona diodi. Radni otpor za izmjeničnu struju, ako zanemarimo reaktancije frekventno ovisnih elemenata C_1 i C_2 , bit će paralelan spoj otpornika R_1 , R_2 i R_3 i ulaznog otpora tranzistora R_u , dakle je manji nego za istosmjernu struju. Pri tom je R_3 otpornik za regulaciju. Teškoće s kojima se susrećemo pri izvedbi demodulatora nalaze se u svojstvima tranzistorskih pri-

jemnika. Ulazni je otpor niskofrekventnog tranzistora niskoomski i iznosi samo nekoliko kilooma, ovisno o radnoj tački i tipu tranzistora. Osim toga prijemnik radi s niskim pogonskim naponom (uvjetovanim veličinom i ekonomičnošću aparata), tako da međufrekventni signal iznosi od 50—400 mV.

Kod izvedbi demodulatora postavljeni su ovi zahtjevi:

- demodulator mora niskofrekventnom pojačalu da daje dovoljnu snagu;
- potrebno je da ima dobar stupanj djelovanja (odnos niskofrekventne snage prema dovedenoj međufrekventnoj);
- mora da ima prigušni otpor r_{MF} neovisan o veličini međufrekventnog signala;
- treba da omogući prijenos signala s većim stupnjem modulacije;
- treba da radi sa što manjim faktorom izobličenja.

Prilagođenje

82. — Da bismo spriječili preveliko prigušenje međufrekventnog titrajnog kruga i omogućili maksimalno prenošenje snage potrebno je, kao i prije, izvesti prilagođenje impedancije, tj. uz dani tranzistor i titrajni krug postići što veći međufrekventni napon, a prema tome i veću snagu na ulazu u demodulator

$$N_o = I_{MF}^2 \left[\frac{a-1}{a} \right]^2 \frac{r_{MF}}{\left| \frac{1}{n} + \frac{n r_{MF}}{R_{ec}} \right|^2} \dots (45)$$

gdje je $n = \frac{z_1}{z_3}$ i $a = \frac{Q_p}{Q_o}$ (Q_o — faktor kvalitete neopterećenog kruga, Q_p — faktor kvalitete opterećenog kruga).

Maksimalni prijenos snage postiže se uz uvjet, da je prijenosni odnos

$$n = \sqrt{\frac{R_{ie}}{r_{MF}}}$$

Iz jednadžbi*

$$r_{MF} \approx \frac{R_1}{2 \eta_{cc}} \dots (46)$$

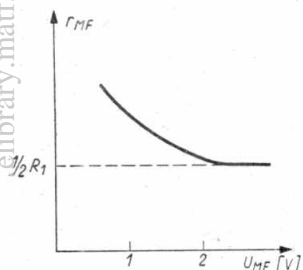
gdje je η_{cc} istosmjerni stupanj djelovanja, i

$$r_{MF} = \frac{U_{MF}}{2 I} [1 + 91 \alpha^2 + 0,0045 \alpha^4 + \dots]$$

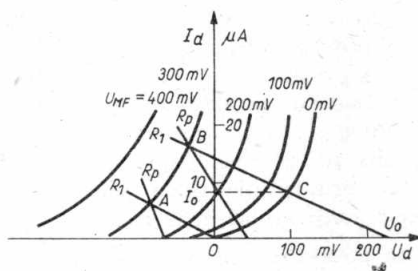
i dijagrama na sl. 111 očigledna je ovisnost prigušnog otpora demodulatora o međufrekventnom naponu i otporniku za istosmjernu struju R_1 . Na nižim međufrekventnim naponima, to jest u području koje se

* Kod malih ulaznih signala (oko 50 mV) vrijednost za r_{MF} u omima vrijedi približna relacija $r_{MF} = 0,025 I_d$, gdje je I_d struja diode u amperima.

koristi u tranzistorskim prijemnicima, te su promjene znatne i utječu na selektivnost i širinu pojasa međufrekventnog pojačala, te na prenošenje snage. Kod većih vrijednosti napona $U_{MF} > 2$ veličina je prigušnog otpora demodulatora r_{MF} , uz opteretni otpor od nekoliko desetaka kilooma $r_{MF} \approx \frac{R_1}{2}$, dok je uz signal ispod 50 mV ona dana nagibom tangente u presjecištu pravca opteretnog otpornika R_1 i ispravljačke karakteristike diode, (sl. 112).



Slika 111.
Ovisnost prigušenog otpora demodulatora o međufrekventnom naponu



Slika 112.
Ispravljačke karakteristike demodulatora sa diodom OA70 kod malog međufrekventnog signala

Da bi se uz što manje izobličenje omogućio što veći stupanj modulacije, dioda OA-70 dobiva preko otpornika R_1 , R_2 i R_3 prednapon 0,2 V u propusnom smjeru, sl. 120.

Na sl. 112 dane su ispravljačke karakteristike germanijeve diode OA 70 za područja visokofrekventnog napona od 0—400 mV.

Na tom su području ispravljačke karakteristike nejednoliko razmaknute. Radni otpor za izmjeničnu komponentu sastoji se, ako zanemarimo frekventno ovisne elemente od paralelnog spoja unutarnjeg otpora tranzistora R_u i,

$$R_P = \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} = 3,3 \text{ k}\Omega$$

Pogledajmo najprije rad demodulatora bez prednapona diode!

Uz pretpostavljenu radnu tačku A i $U_{MF} = 300 \text{ mV}$ možemo ići na stupanj modulacije samo do 30%, jer će uz dati R_p kod većeg stupnja modulacije doći do rezanja vrhova signala. Uz prednapon na diodi pravac radnog otpora R_1 pomaknut će se udesno za vrijednost prednapona, pa uz isto opterećenje i U_{MF} ne dolazi do rezanja vrhova ni pri stopostotnoj modulaciji. Kako je prigušni otpor demodulatora uz male signale dan nagibom tangente na karakteristici, može se pogodno odabranim prednaponom diode i otpornikom R_2 postići to da

je $r_{MF} \approx \frac{1}{2} R_1$ uglavnom neovisan o međufrekventnom naponu U_{MF} .

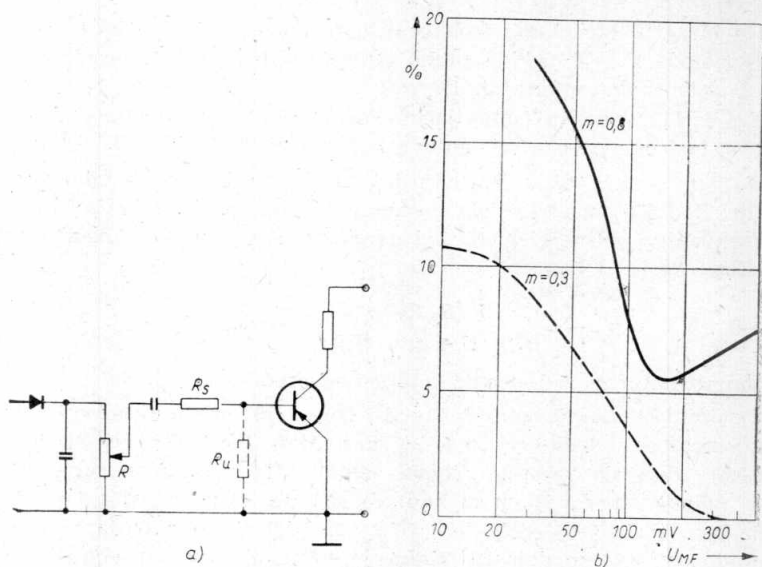
Maksimalni stupanj modulacije, kod kojeg je izobličenje još zanemarivo, ovisi o odnosu otpora R_p i otpora R_1 , dakle o $\frac{R_p}{R_1}$ i o unutarnjem otporu generatora R_g .

Ovisnost stupnja modulacije o ovim veličinama dana je približnom formulom

$$m_{\max} = 1 - \frac{\eta_{cc} (1 - R_p/R_1)}{1 + 2\eta_{cc} R_g/R_2} \quad (47)$$

Iz ovoga se vidi da će m_{\max} biti veće uz veće vrijednosti R_p i R_g . Veća se vrijednost R_g postiže spajanjem posljednjeg međufrekventnog tranzistora s demodulatorom preko jednostavnog titrajnog kruga. Otpor za izmjeničnu struju može biti povećan spajanjem niskofrekventnog stupnja i demodulatora s transformatorom, ili negativnom reakcijom, na primjer nepremoštenim emiserskim otporom. Češće se međutim primjenjuje sklop prikazan na sl. 113a, gdje je otpor R_s spojen u seriji s ulazom tranzistora. Otpor za izmjeničnu struju demodulatora povećan je dakle i iznosi $\frac{(R_s + R_u) \cdot R}{R_s + R_u + R}$.

Ako je otpor R_s velik u odnosu na ulazni otpor tranzistora R_u , detektor je u stvari izvor konstantne struje koji poboljšava linearnost pojačala. Međutim, s druge strane dolazi na tom otporu do gubitka snage.



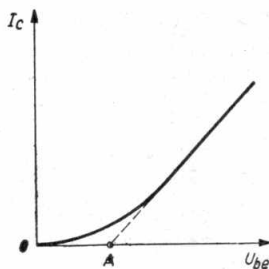
Slika 113.

a) Povećanje ulaznog otpora tranzistora postiže se dodavanjem otpornika R_s , b) Ovisnost faktora izobličenja demodulatora o međufrekventnom naponu uz stupanj modulacije kao parametar

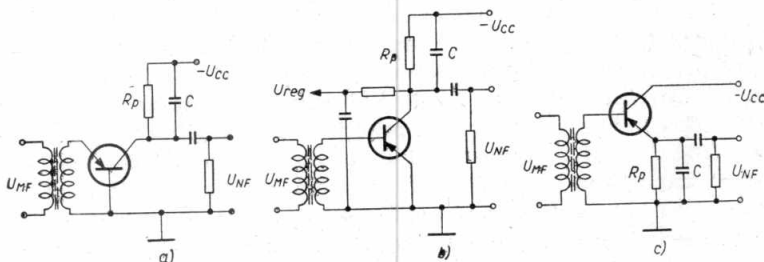
83. — Za dobru reprodukciju niskofrekventnog signala potrebno je da signal, koji dolazi na niskofrekventni ulaz pojačala, bude što manje izobličen. Razlozi zbog kojih nastaje nelinearno izobličenje u demodulatoru već su spomenuti — nejednoliki razmaci ispravljačkih karakteristika, što osobito dolazi do izražaja kod većeg stupnja modulacije, i položaj radnog pravca R_p . Zbog toga je regulacija glasnoće izvedena na način prikazan na sl. 113a. Najpogodniji bi slučaj bio uz $R_p = R_2$, to jest faktor izobličenja bi kod nižih nivoa glasnoće bio manji. Ali zbog otpornika u krugu regulacije i otpornika u emiteru taj se slučaj ne može postići. Kako je međufrekventni napon na demodulatoru između 50 i 250 mV, prednapon na diodi odabran je tako da je izobličenje u tom području najmanje. Važno je napomenuti da visokofrekventni naponi ne smiju pasti ispod 50 mV, jer u tom slučaju dolazi do kvadratne detekcije, gdje su izobličenja znatno veća. Uz male signale faktor je izobličenja zbog toga približno jednak četvrtini stupnja modulacije, no već iznad četrdesetpostotne modulacije veći je od deset posto. Na sl. 113b mjerenjem su dobivene krivulje ovisnosti izobličenja o međufrekventnom naponu za različite stupnjeve modulacije.

Tranzistorski demodulator

84. — U nekim su slučajevima promjene amplitude ulaznog signala veoma velike i diodni demodulator ne daje dovoljnu snagu za efikasnu automatsku regulaciju pojačanja. Istosmjerno pojačalo potrebno za tu svrhu može se izbjeći upotrebom demodulatora s tranzistorima. U takvim demodulatorima ispravljačko djelovanje vrši dioda emiter-baza. Na sl. 114, gdje je dana prijenosna karakteristika tranzistora, U_A označava prednapon diode koji je za germanijeve tranzistore veoma malen, a ponekad može biti i jednak nuli. Demodulatorima s tranzistorima dobiveno je u spoju sa zajedničkim emiterom i zajedničkom bazom kao na sl. 115a



Slika 114.
Prijenosna karakteristika tranzistora



Slika 115.

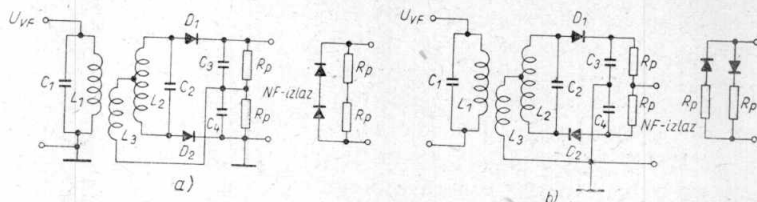
Tranzistorski detektori a) u spoju sa zajedničkom bazom, b) zajedničkim emiterom c) zajedničkim kolektorom

i 115b, istosmjerno pojačanje u kolektorskom krugu. Sklop s tranzistorom u spoju sa zajedničkim kolektorom nema naponsko pojačanje, ali se zbog male izlazne impedancije i malog izobličenja signala primjenjuje u specijalnim slučajevima. Krug za automatsku regulaciju pojačanja (ARP) prikazan je samo za tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom, a lako se izvodi i za druge spojeve. Izobličenja demodulatora tranzistora obično su veća od onih kod dioda, pa stoga nemaju veću primjenu.

FM demodulator

85. — Demodulator *FM* signala (frekventno moduliran signal) veoma je važan dio *FM* prijemnika. Kao i u *AM* prijemu (amplitudno moduliran signal), demodulator mora i u *FM* prijemu da izdvoji tonfrekventne signale iz moduliranog visokofrekventnog vala.

Zbog prednosti koje imaju u odnosu na ostale *FM* demodulatore, danas se isključivo koriste demodulator faznog kuta i ratio-detektor. Upoznat ćemo se ukratko s njihovom primjenom u tranzistorskim prijemnicima. Dioda u diskriminatorima germanijeve su diode, kojih se dinamički kapacitet mijenja malo s promjenama ulaznog signala (dioda OA 172 i OA 79). One su uvijek izabrane u parovima, pa su im električke karakteristike slične. Ipak, da bi se smanjila odstupanja u karakteristikama, stavljaju se u seriju s diodama mali otpori (od 100 do 300 Ω).

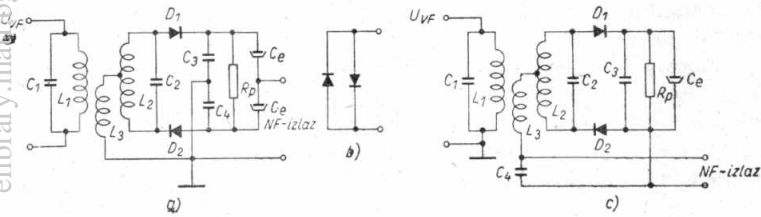


Slika 116.

a) Shema faznog diskriminatora i ekvivalentan krug za NF izlazni otpor, b) shema ratio detektora i ekvivalentni NF krug

Na sl. 116a i 116b prikazan je spoj ratio-detektora i faznog diskriminatora. Primarni se napon prenosi bez faznog pomaka u diskriminatori krug preko svitka L_3 , koji je čvrsto vezan s primarnim svitkom. Osjetljivosti oba sklopa, uz manje vrijednosti ulaznog signala, uglavnom su iste; pri višim nivoima međutim fazni je diskriminator mnogo osjetljiviji. No nezgodna mu je strana velika osjetljivost na amplitudne promjene signala. Signal koji dolazi u fazni diskriminator mora dakle da bude potpuno amplitudno ograničen. Do najveće primjene ratio-detektora došlo je zahvaljujući upravo činjenici da osim dobrih svojstava faznog diskriminatora (lako ugađanje i jeftina izvedba), posjeduje on i svojstvo ograničavanja amplituda visokofrekventnog signala. Osjetljivost ratio-detektora može se povećati izvedbom prikazanom na sl. 117a, u kojoj serijski spojeni elektrolitski kondenzatori premoštavaju otpor-

nik R_p . Na taj je način smanjen niskofrekventni izlazni otpor diskriminatora. Ova shema vrijedi i za nesimetrični sklop. Ograničavanje amplituda u ratio-detektoru bolje je uz konstantan prigušni otpor diode R_p . To se i ovdje postiže davanjem pozitivnog prednapona diodama. Na sl. 118 prikazan je praktički spoj ratio-detektora i pobudnog stupnja.

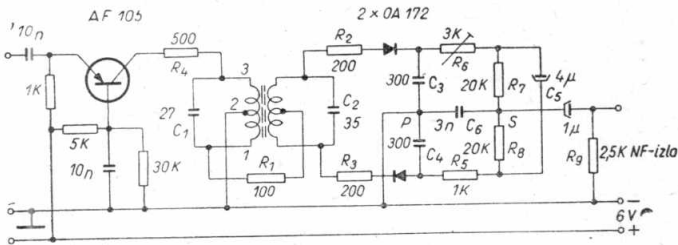


Slika 117.

- a) Simetrični ratio-detektor, b) niskofrekventni izlaz, c) nesimetrični ratio-detektor

U međufrekventnom stupnju pojačala koji napaja ratio-detektor potpuno se iskorištava pobudno područje tranzistora, dakle tranzistor radi kao pojačalo velikog signala.

Pobudni stupanj izveden ovdje s tranzistorom AF 105 radi u spoju sa zajedničkom bazom uz emittersku struju 0,6 mA. Opretni otpor



Slika 118.

Ratio-detektor s pobudnim stupnjem

treba da u slučaju prilagođenja bude približno 7 k Ω . Da bi se osiguralo što bolje ograničenje amplitude visokofrekventnog signala, sumarni istosmjerni napon na elektrolitskom kondenzatoru C_5 treba da budu što viši.

I jedan i drugi zahtjev postižu se odvojcima na zavojnici primarnog titrajnog kruga, u odnosu 2 : 3. Dakle samo se jedan dio zavojnice nalazi u krugu kolektora, a s određenom veličinom kapaciteta C_1 postiže se $R_p = 7 \text{ k}\Omega$.

Primarni napon prenosi se s dijela svitka L_{1-3} u krug demodulatora preko otpornika R_1 . Niskofrekventni napon uzima se s tačaka

S i P , dok kondenzator C_6 , koji je u stvari priključen paralelno na ulaz, služi za spuštanje visokih tonova.

To ćemo shvatiti odmah iz ovog izlaganja. Najveći dio šuma u prijemniku leži u području iznad 5 kHz. Kod FM-prijema upravo su u tom području korisni signali malih amplituda, pa će se uz signale viših frekvencija čuti i šum. Ovo se rješava jednostavnim načinom: u odašiljaču se prije modulacije izdižu visoki tonovi (preemphasis), a u prijemniku će nakon demodulacije visoki tonovi biti na isti način spušteni (deemphasis).

Otpornik R_4 u kolektorskom krugu služi i ovdje za sprečavanje skoka napona (vidi odsjek 95). Uz napon napajanja 6V može se postići efektivna vrijednost kolektorskog izmjeničnog napona najviše 3,5 V. Znači da nije potrebno posebno ograničenje međufrekventnog napona. Otpornik 2,5 k Ω predstavlja ulazni otpor niskofrekventnog stupnja.

Pitanja

52. Kako se izvodi demodulatorski spoj u tranzistorskim prijemnicima? Zašto se taj sklop razlikuje od onog u prijemniku sa elektronkama?
53. Zašto ratio-detektor ima veću primjenu nego drugi FM-demodulatori?

Visokofrekventna tranzistorska pojačala

Međufrekventno tranzistorsko pojačalo

86. — Ponašanje tranzistora pri visokim frekvencijama opisano je već u odsjeku 28, gdje je dana i njegova ekvivalentna shema.

U tranzistorskim prijemnicima najčešće se primjenjuju visokofrekventna pojačala u međufrekventnim stupnjevima. Promatranja su u međufrekventnom i visokofrekventnom pojačalu ista, ali je potrebno spomenuti da je u visokofrekventnom pojačalu frekventno područje šire, tranzistor radi blizu granične frekvencije, pa su i uvjeti kritičniji nego u međufrekventnom pojačalu.

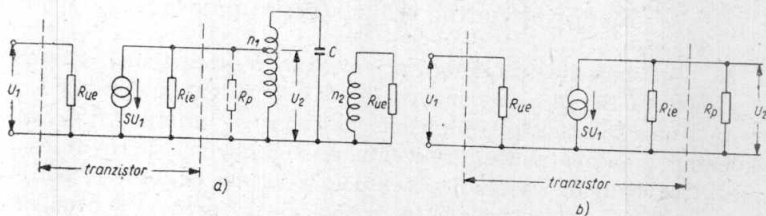
Pojačanje snage po stupnju pada s porastom frekvencije, tako da u blizini granične frekvencije nema istu vrijednost kao za međufrekvenciju. Pored toga dolazi i do frekventno ovisnog povratnog djelovanja izlaza na ulaz, što može dovesti do oscilacije stupnja, ukoliko se ne provede neutralizacija.

Izvedba međufrekventnog pojačala ovisi o traženoj selektivnosti, pojasnoj širini, osjetljivosti i stabilnosti, a to je pak uvjetovano primijenjenim međufrekventnim titrajnim krugovima. O tome da li su upotrebljeni pojasni filtri ili jednostavni titrajni krugovi, ovisi selektivnost i potrebna osjetljivost pojačala. S pojasnim filtrom u kritičnoj vezi širina je pojasa znatno povećana prema onoj u jednostavnom titrajnom krugu uz istu selektivnost, ali je zato s međufrekventnim pojasnim filtrom pojačanje manje. Kvalitetniji prijemnici grade se općenito s pojasnim filtrima, dok se minijaturni prijemnici i prijemnici slabijeg kvaliteta grade s jednostavnim titrajnim krugovima.

Međufrekventno pojačalo s jednostavnim titrajnim krugom

87. — Međufrekventno pojačalo mora da daje što veće pojačanje, uz potrebnu selektivnost i određenu širinu pojasa. Ako se radi o tranzistoru kao elementu međufrekventnog pojačala, treba da se uzmu u obzir njegova svojstva. To je u prvom redu razlika između ulaznog i izlaznog otpora, kao i to da su te vrijednosti male prema rezonantnom otporu titrajnog kruga. Uz to, kao i kod međufrekventnog pojačala s elektronkama, moramo voditi računa o ulaznom i izlaznom kapacitetu, koji se pribrajaju kapacitetu titrajnog kruga, i o utjecaju unutarnjeg otpora tranzistora na kvalitet kruga, a time i na selektivnost i širinu pojasa pojačala. Zbog velike ovisnosti karakterističnih veličina o emiter-skoj struji potrebno je također stabilizirati radnu tačku i izvesti temperaturnu stabilizaciju.

Svojstva međufrekventnog stupnja mogu se promatrati na nadomjesnoj shemi tranzistora, sl. 119a. Ta shema vrijedi u slučaju kad nema povratne veze, to jest kad je izvršena neutralizacija. Kako tranzistor troši za pobudu snagu, potrebno je raditi s pojačanjem snage. Maksimalno pojačanje dobije se uz idealno prilagođenje, to jest ako je otpor potrošača jednak unutarnjem otporu izvora. Uz poznate karakteristične



Slika 119.

a) Nadomjesna shema međufrekventnog stupnja sa titrajnim krugom, b) nadomjesna shema optimalnog prilagođenja snage

veliĉine tranzistora (ulazni otpor R_{ue} , izlazni otpor R_{ie} i strmina S^*) moŹe se za sluĉaj na sl. 119b izraĉunati pojaĉanje snage. Odreĉivanjem jednadŹbe za snagu dobije se

$$\text{Ulazna snaga } N_u = \frac{U_1^2}{R_{ue}} \quad \dots \quad (48)$$

$$\text{Izlazna snaga } N_i = \frac{U_2^2}{R_p} \quad \dots \quad (49)$$

Budući da je kolektorska struja $i_c = SU_1$, ona na opteretnom otporu R_p i R_{ie} daje napon U_2 . Uz $R_p = R_{ie}$ dobije se na R_p optimalna snaga. Tada je pojaĉanje snage

$$V_s = \frac{|S|^2 R_{ie} R_{ue}}{4} \quad \dots \quad (50)$$

Za ovaj je sluĉaj pojaĉanje snage ovisno samo o karakteristikama tranzistora. Optimalno pojaĉanje snage u realnom sluĉaju, sl. 119a, dobit će se prilagođenjem otpora ulaznog i izlaznog kruga, koje se izvodi pomoću odvojaka na zavojnici titrajnog kruga potrebnog za postizanje određene širine pojasa i selektivnosti. Kako i sam krug ima gubitke predstavljene paralelnim otporom R_0 , tranzistor neće svu snagu dovesti potrošaĉu, već će se jedan dio trošiti u titrajnom krugu, i pojaĉanje se prema jednadŹbi (50) ne moŹe postići.

Prilagođenje izlaznog otpora R_{ie} prvog tranzistora na ulazni otpor drugog izvodi se prijenosnim odnosom, pri ĉemu vrijedi

$$\frac{R_{ie}}{n_1^2} = \frac{R_{ue}}{n_2^2}$$

* Strmina S jest vodljivost dana odnosom izlazne struje prema ulaznom naponu uz kratko spojene izlazne stezaljke. Oznaĉava se još i sa y_{21} i y_{fe} .

gdje je n_1 odnos broja zavoja odvojka kolektora prema ukupnom broju zavoja, a n_2 odnos sekundarnog odvojka prema ukupnom broju.

Kako oba transformirana otpora leže paralelno rezonantnom otporu titrajnog kruga, smanjuju mu faktor kvalitete. Rezonantni će otpor prema tome biti jednak njihovoj paralelnoj kombinaciji

$$R = \frac{R_0 + R'}{R_0 R'}$$

gdje je R_0 rezonantni otpor neopterećenog kruga, a

$$R' = \frac{1}{2} \frac{R_{ie}}{n_1^2}$$

Iz gornje jednačbe dobije se prijenosni odnos

$$\boxed{n^2 = \frac{1}{2} \frac{R_{ie}}{R} \left(1 - \frac{R}{R_0} \right)} \quad (51)$$

Vidimo da je $R_p = n^2 R$ opteretni otpor tranzistora. Prema tome će pojačanje snage biti

$$\boxed{V_s = \frac{S^2}{4} R_{ie} \cdot R_{ue} \left(1 - \frac{R}{R_0} \right)^2} \quad (52)$$

Poznato je da je uz konstantan kapacitet kruga širina pojasa B obrnuto proporcionalna rezonantnom otporu, pa se jednačba za pojačanje može pisati

$$\boxed{V_s = \frac{S^2}{4} R_{ie} \cdot R_{ue} \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)^2} \quad (53)$$

gdje je B_0 širina pojasa samog kruga, a B_1 željena širina pojasa. Dakle, s priključenim titrajnim krugom pojačanje se snage smanjuje za faktor

$$\left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)^2$$

Ako je prijenosni odnos jednak jedinici, može se izračunati kapacitet kruga

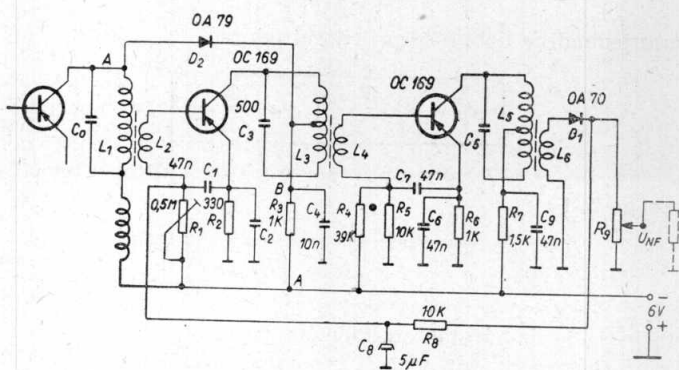
$$\boxed{C = \frac{1}{R_{ie} \cdot B_1 \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)}} \quad (54)$$

Sastoji li se međufrekventno pojačalo od više stupnjeva, pojasna širina B_1 dobiva se iz ukupne širine pojačala B_{uk} .

$$B_1 = \frac{B_{uk}}{\sqrt[n]{\sqrt{2}-1}}$$

gdje je n broj međufrekventnih krugova.

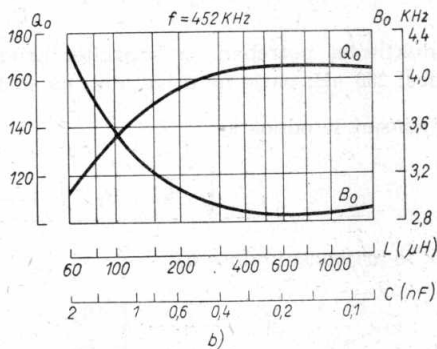
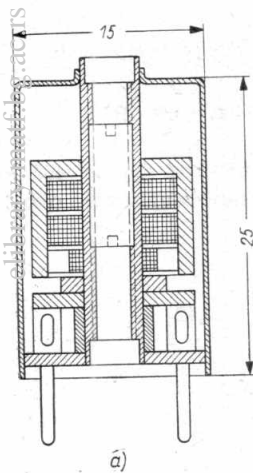
88. — Na sl. 120 izvedeno je dvostepeno međufrekventno pojačalo s tranzistorima OC169, koje sadrži tri međufrekventna titrajna kruga. Pomoću sekundarnih zavojnica L_2 , L_4 i L_6 izvedeno je prilagođenje otpora između ulaznih i izlaznih krugova ovih tranzistora i diode demodulatora. Da bi se smanjilo prigušenje krugova, izvedeno je odvojcima na zavojnicama drugog i trećeg titrajnog kruga prilagođenje izlaznog otpora tranzistora i rezonantnih otpora titrajnih krugova. Korištenjem relativno velikih kapaciteta međufrekventnih titrajnih krugova (C_0 , C_3 , C_5) i upotrebom drift-tranzistora pojačalo radi tako stabilno da neutralizacija nije potrebna.



Slika 120.
 Dvostepeno međufrekventno pojačalo s tranzistorima OC169; međufrekvencije 452 kHz i dvostrukom automatskom regulacijom pojačanja

Pojačalo ima međufrekvenciju 452 kHz. Oba stupnja stabilizirana su djeliteljem napona baze i otporom u krugu emitera. Visokofrekventni krug baze, odnosno kolektora, spojen je preko kondenzatora C_1 , C_4 , C_7 i C_9 na masu, dok su otpori emitera premošteni konzatorima C_2 i C_8 . Budući da su krugovi baze i kolektora niskoomski, kondenzatori za blokiranje vrše fazna zakretanja koja mogu dovesti do nestabilnog rada pojačala. Takve se pojave mogu odstraniti pokusnim biranjem vrijednosti tih kapaciteta. Na prvi stupanj dovodi se bazi napon regulacije, dok drugi ima fiksni prednapon. Međufrekventni »transformatori« izvedeni su kao titrajni krugovi kako bi se dobilo što veće pojačanje, jer su gubici u njima manji nego kod pojasnih filtera. Međutim zbog male konstrukcije aparata može doći do povratne veze između antenskog i posljednjeg međufrekventnog kruga, zbog čega dolazi do osciliranja na pojedinim frekvencijama unutar valnog područja. Da bi se smanjilo rasipno magnetsko polje upotrebljavaju se međufrekventni krugovi s lončastom jezgrom, npr. tipa D 21A (Vogt). Izvedba kruga pokazana je na sl. 121a. Namotaj smješten u utore potpuno je oklopljen feritnim loncem. Visokopermeabilnom jezgrom unutar zavojnice

podobnim redom namatanja postignut je velik faktor veze. Sl. 121b pokazuje faktor kvaliteta Q_0 i pojasnu širinu B_0 u ovisnosti o induktivitetu L i kapacitetu C za međufrekventni krug D 21A i frekvenciju 452 kHz, dok je na sl. 121c dan dijagram namatanja.



Slika 121.

a) Međufrekventni titrajni krug D21A (Vogt), b) Dijagrami prikazuju obisnost faktora kvalitete Q_0 i širine pojasa B_0 o induktivitetu i kapacitetu

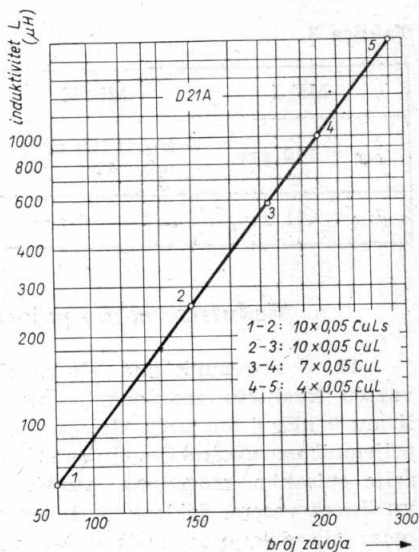
Za primjer na slici izvest ćemo proračun:

Tranzistor OC 169 u spoju međufrekventnog pojačala ima ove podatke:

- strmina $S = 30 \text{ mA/V}$
- ulazni otpor $R_{ue} = 1,6 \text{ k}\Omega$
- izlazni otpor $R_{ie} = 18 \text{ k}\Omega$
- ulazni kapacitet $C_{ue} = 90 \text{ pF}$
- izlazni kapacitet $C_{ie} = 5 \text{ pF}$

Kod dvostepenog pojačala sa tri titrajna kruga širine pojasa $B_{uk} = 6 \text{ kHz}$, širina pojasa svakog stupnja jest

$$B_1 = \frac{B_{uk}}{\sqrt{\frac{n}{2}-1}} = 11,8 \text{ kHz}$$



Slika 121.
c) dijagram namatanja

Faktor je kvalitete zavojnice, uz kapacitet 500 pF, $Q_0 = 160$, pa će poja-
 sna širina biti

$$B_0 = \frac{f_{MF}}{Q_0} = \frac{452}{160} \approx 3 \text{ kHz}$$

što možemo očitati i na dijagramu na slici. Pojačanje snage jest:

$$V_s = \frac{S^2}{4} R_{ie} \cdot R_{ue} \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)^2 \approx 3400 \approx 35 \text{ dB}$$

Induktivitet potreban uz kapacitet kruga 500 pF kod $f_{MF} = 452 \text{ kHz}$
 iznosi 250 μH , pa je na dijagramu na sl. 121c očitani broj zavoja oko 156.

Prijenosni je odnos n_1

$$n_1 = \sqrt{R_{ei} \pi B_1 C \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)} = 0,42$$

dok je prijenosni odnos n_2

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_{ue}}{R_{ie}}} n_1 = 0,04$$

Proračun prvog i trećeg međufrekventnog kruga izvodi se na isti način,
 samo što se mora računati s drugačijim otporima kod prilagođenja. U
 tablici 3 dani su podaci za zavojnice međufrekventnih krugova.

Oznake u tablici odnose se na prijemnik prikazan u shemi sl. 147

Tablica 3

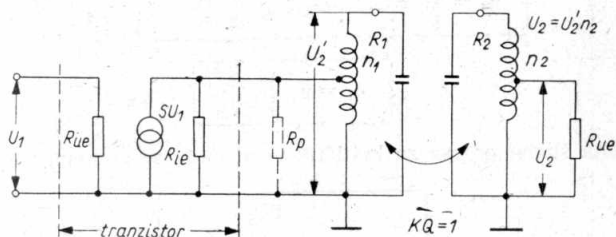
MF I	MF II	MF III	žica
$L_0 = 110 \text{ zav.}$	$L_{11} = 156 \text{ zav.}$ odv. 67 „	$L_{13} = 156 \text{ zav.}$ odv. 40 „	V. F. pleten. $10 \times 0,05$
$L_{10} = 11 \text{ zav.}$	$L_{12} = 6 \text{ zav.}$	$L_{14} = 30 \text{ zav.}$	CuLS 0,1

Međufrekventno pojačalo s pojasnim filtrom

89. — Prijemnik ima, uz dovoljno veliku selektivnost, zadovolja-
 vajuću kvalitetu reprodukcije ako krivulja rezonancije ima pojasnu
 širinu 9 kHz i što veću strminu bokova (selektivnost). U kvalitetnijim
 prijemnicima upotrebljavaju se stoga pojasni filtri s kojima se, nasuprot
 prije opisanim krugovima, postižu ovi zahtjevi. Oni su obično vezani
 kritičnom vezom, dakle $k = 1$, jer potkritična veza unosi veće gubitke
 pojačanja, dok je pri nadkritičnoj vezi teže ugađanje krugova.

Optimalno pojačanje snage i ovdje je postignuto prilagođenjem
 ulaznog i izlaznog otpora, odvojcima na titrajnim krugovima. Prema

sl. 122 to će biti kad je $\frac{R_{ie}}{n_1^2} = \frac{R_{ue}}{n_2^2}$, gdje su n_1 i n_2 prijenosni odnosi zavoja.



Slika 122.
 Nadomjesna shema MF-stupnja s pojasnim filtrom i izvedenim prilagođenjem izlaznog otpora R_{ie} prethodnog stupnja na ulazni otpor R_{ue} slijedećeg stupnja

Primarni krug prigušen je dakle izlaznim otporom tranzistora prethodnog stupnja, a sekundarni krug ulaznim otporom slijedećeg stupnja, tako da je radni otpor primarnog kruga $R = \frac{R_{ie} \cdot R_{01}}{R_{ie} + n_1^2 R_{01}}$, gdje je R_{01} rezonantni otpor neopterećena kruga. Odavle izlazi potreban prijenosni odnos

$$n_1^2 = \frac{R_{ie}}{R} \left(1 - \frac{R}{R_{01}} \right)$$

Promatrajući međufrekventni pojasni filter onako kao i jednostavne titrajne krugove za optimalno pojačanje snage, dobivamo formulu

$$V_s = \frac{|S|^2 R_{ue} R_{ie}}{4} \left(1 - \frac{R}{R_{01}} \right) \dots \dots \dots (55)$$

R je paralelni spoj rezonantnog otpora R_{01} neopterećena kruga i prenesenog izlaznog otpora $n_1 R_{ie}$.

Budući da su rezonantni otpori proporcionalni faktoru kvalitete kruga, formula (55) dobiva konačan oblik

$$V_s = \frac{|S|^2}{4} R_{ue} R_{ie} \left(1 - \frac{Q}{Q_0} \right) \dots \dots \dots (56)$$

Ako se umjesto pojedinačnog titrajnog kruga upotrijebi kao vezni član pojasni filter s jednakim krugovima i kritičnom vezom, prijenosni je odnos $\sqrt{2}$ puta veći kod pojasnog filtra nego kod samog kruga, jer se uz isto pojačanje širina pojasa povećala za $\sqrt{2}$. U slučaju kritične veze, uz

uvjet da su oba kruga jednaka, radni je otpor pojasnog filtra za polovinu manji od pogonskog otpora primarnog kruga, pa je

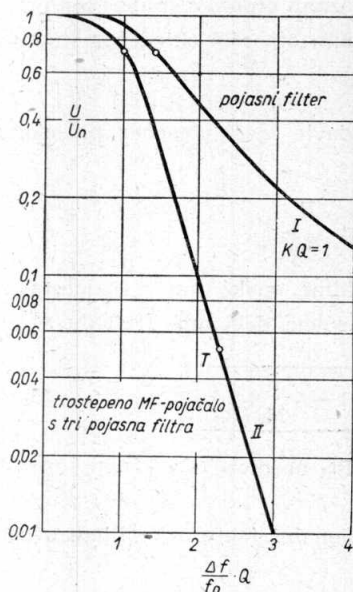
$$n_1 = \sqrt{\sqrt{2} C \pi B_1 R_{ie} \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right)} \dots \dots \dots (57)$$

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{R_p}{R_{ie}}} \dots \dots \dots (58)$$

a potrebna širina pojasa za kritičnu vezu nađe se pomoću formule

$$B_1 = \sqrt[4]{\frac{B_{uk}}{\sqrt{2} - 1}} \dots \dots \dots (59)$$

Ako nije poželjno povećanje pojase širine filtra, tada se mora povećati pogonski faktor kvalitete kruga. U ovom su slučaju važni i faktori kvalitete neopterećena kruga.

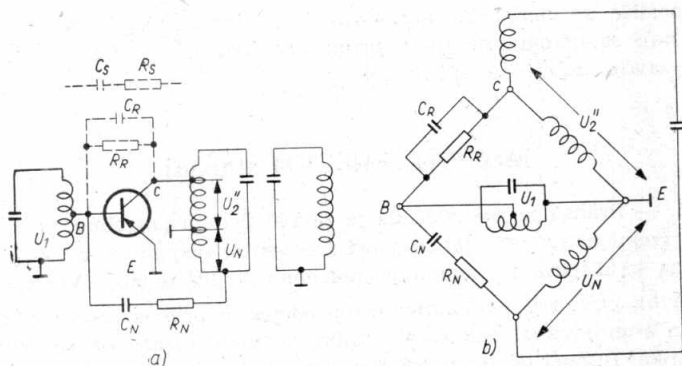


Slika 123.
 Pojasna širina i selektivnost MF pojačala

Za proračun pojase širine i selektivnosti višestepenog pojačala koristi se sl. 123. Na apscisu je nanesen normirani nesklad $\frac{\Delta f}{f_0} = Q$. Q je opet pogonski faktor kvalitete kruga, a Δf odstupanje od rezonantne frekvencije f_0 . Ordinata pokazuje odnos napona U/U_0 . Krivulja I vrijedi za pojasi filter sa dva kruga u kritičnoj vezi. Krivulja II dobije se iz krivulje I ako se naponski odnosi U/U_0 , koji odgovaraju normiranom neskladu, podignu na treću potenciju. Odatle možemo izračunati selektivnost i pojasku širinu za međufrekventno pojačalo sa tri jednaka pojaska filtra.

90. — Da bi se izbjegla nesimetrija rezonantne krivulje stupnja međufrekventnog pojačala, potrebno je takav stupanj neutralizirati. Na sl. 124 prikazan je neutralizirani stupanj za tranzistor sa zajedničkim

emiterom. Zbog bolje preglednosti dan je i mosni spoj. Elementima neutralizacije dovodi se u krug baze struja iste jačine kao i struja povratnog djelovanja, ali u protufazi. U podacima za tranzistore obično se daju vrijednosti otpora i kapaciteta povratnog djelovanja u paralelnom spoju.



Slika 124.

a) Neutralizirani stupanj pojačala, b) Zbog bolje preglednosti nacrtan je i mosni spoj

Međutim u praksi se zbog odvajanja istosmjerne komponente koristi serijski spoj, pa se elementi moraju proračunati

$$R_S = \frac{R_R}{1 + \omega^2 C_R^2 R^2} \quad \text{i} \quad C_S = C_R + \frac{1}{\omega^2 C_R^2 R^2}$$

Veličine napona U''_2 i U_N određuju, s elementima povratnog djelovanja, veličinu otpora neutralizacije. Budući da su naponi proporcionalni brojevima zavoja, za elemente neutralizacije vrijedi

$$\frac{R_N}{R_S} = \frac{n_n}{n_1} \quad \text{i} \quad \frac{C_N}{C_S} = \frac{n_1}{n_n}$$

Upotreba oba elementa neutralizacije nužna je samo u stupnju s velikim pojačanjem, dok je u stupnju s manjim pojačanjem dovoljno staviti kapacitet C_N . Nažalost, potpuna se neutralizacija ne može postići, jer kapacitet povratnog djelovanja ovisi o naponu kolektora, pa prema tome i o naponu baterije, znači o radnim uvjetima tranzistora. Zbog odstupanja u karakteristikama tranzistora i povratno se djelovanje mijenja od tranzistora do tranzistora, pa se u praksi provodi neutralizacija koja odgovara tranzistorima sa srednjim povratnim djelovanjem. Veličina kapaciteta iznosi oko 10 pF. Prilagodjenje titrajnog kruga tranzistoru može se izvesti i s kapacitivne strane. Prednost je tog sklopa što ne zahtijeva izvode na zavojnicama, pa se mogu koristiti standardni međufrekventni transformatori. Nezgodno je to što je potrebno paralelno napajanje preko otpornika R koji povećava prigušenje titrajnog kruga, pa prema tome smanjuje pojačanje. Budući da ovi stupnjevi rade s malim naponom, to ne uzrokuje veće teškoće.

Pojasni filtri grade se sa jezgrama prikazanim na sl. 121a. Namotaj je potpuno obuhvaćen feritnim loncem, pa je magnetsko pobudno polje malo i nije više dovoljno za vezanje zavojnica kruga. Potrebna

veza postiže se dodatnim namotajem sa hladnog kraja sekundarnog kruga koji se namata na tijelo primarnog kruga, ili kapacitetom. Broj veznih zavoja dobije se ispitivanjem.

Međufrekventni FM stupanj

91. — Praksa je pokazala da je za FM prijem potrebno, uz najvišu tonsku frekvenciju, prenijeti najveći frekventni pomak, dakle ± 75 kHz, pa je za kvalitetnu reprodukciju potrebna širina pojasa oko 200 kHz.

Širina pojasa u prijemnicima određena je prvenstveno međufrekventnim stupnjevima, dok ostali stupnjevi malo utječu na selektivnost prijemnika. Budući da cijeli prijemnik ima širinu oko 200 kHz, pojedini će stupnjevi imati veću širinu, između 300 kHz i 400 kHz. To znači da je potrebno, poveća li se broj stupnjeva, u odgovarajućoj mjeri smanjiti Q svakog pojedinog kruga, želimo li da širina pojasa ostane ista.

Veća širina pojasa zahtijeva i višu frekvenciju nego u AM-prijemu. Koju ćemo međufrekvenciju moći izabrati ovisi o nekoliko uvjeta:

- Pri višim su frekvencijama titrajni krugovi jače prigušeni, veći je utjecaj izlaznog i ulaznog kapaciteta.
- Pojačanje tranzistora ograničeno je prema višim frekvencijama.
- Potrebno je nastojati da zračna frekvencija bude izvan prijemnog područja (87,5 MHz—100 MHz).
- Uz nižu međufrekvenciju odstupanje u karakteristikama tranzistora manje je kritično.

Na osnovu ovih razloga usvojene međufrekvencije za UKV-prijemnik jesu 10,7 MHz i 6,75 MHz.

92. — Promatranja provedena u AM pojačalima mogu se u cijelosti primijeniti i na FM pojačalima, sve do pobudnog stupnja za ratio-detektor. Ovisno o vrsti spoja tranzistora određuju se ulazni i izlazni otpori. Gotovo je pravilo jedino to da tranzistor pred ratio-detektorom radi u spoju sa zajedničkom bazom.

Usporedimo međufrekventna pojačala od 10,7 MHz u spoju sa zajedničkom bazom i u spoju sa zajedničkim emiterom! Spoj sa zajedničkom bazom ima izvjesne prednosti:

— Kapacitet kolektor-emiter, tj. kapacitet povratnog djelovanja, manji je u spoju baze nego u spoju emitera, iznosi 0,5 pF prema 2 pF uz iste radne uvjete, na primjer $U_{cc} = 6$ V i $I_c = 0,5$ mA. Zbog toga je utjecaj povratnog djelovanja manji, tako da u slučaju neutralizacije, ako je ona uopće i nužna, nije potrebno uzimati u obzir odstupanja u karakteristikama tranzistora.

— Promjene ulaznog otpora u spoju baze znatno su manje nego u spoju emitera, iznose samo nekoliko postotaka prema +100% do -50%. Ulazni je otpor, naime, u spoju baze praktički jednak recipročnoj vrijed-

nosti strmine, a kako je međufrekvencija relativno niska u odnosu na graničnu frekvenciju tranzistora, na primjer za tranzistore OC 614 i OC 170 iznosi 30 MHz, a za OC 169 je 15 MHz, utjecaj strmine još uvijek je neznatan.

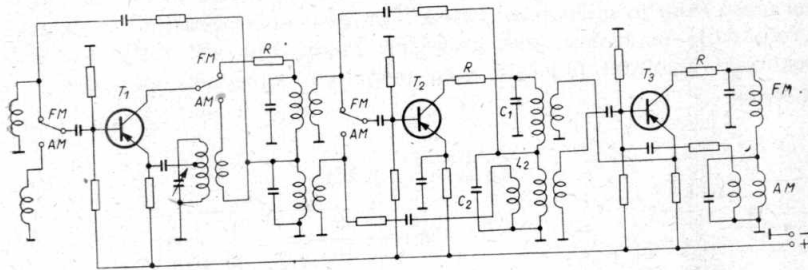
— Zbog manjeg kapaciteta povratnog djelovanja stabilnost je počala u spoju baze, uz jednako pojačanje napona po stupnju, nekoliko puta veća nego u spoju emitera.

I stupanj sa zajedničkim emiterom ima međutim izvjesne prednosti. — To je prvenstveno veće pojačanje napona, koje je oko tri puta veće nego u spoju baze, i veći ulazni otpor: 500 Ω prema 50 Ω .

— Postizanje veće selektivnosti omogućeno je slabom vezom između slijedećeg stupnja i pojasnog filtra, čime se pojačanje može dovesti sve do vrijednosti pojačanja u spoju baze. Slabom vezom smanjuje se u isti mah i utjecaj promjena ulaznog otpora, i omogućuje dobra neutralizacija. Za proračun može se tada uzeti srednja pogonska dobrota krugova

$$Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2}.$$

Stabilnost pojačala sa zajedničkim emiterom može se poboljšati upotrijebi li se umjesto 10,7 MHz međufrekvencija 6,75 MHz.



Slika 125.
MF-pojačalo AM/FM prijemnika

Na sl. 125 prikazana je principijelna shema međufrekventnog pojačala koje je predviđeno za AM-prijem i FM-prijem. Tranzistor T_3 radi za AM-prijem u spoju sa zajedničkim emiterom, a za FM-prijem u spoju sa zajedničkom bazom. Neutralizacija je provedena samo u slučaju AM-prijema; ako se međutim koriste drift-tranzistori, kao OC 169, može ona i ovdje biti izbjegnuta. Tranzistor T_2 radi i za AM-prijem i za FM-prijem u spoju sa zajedničkim emiterom, pa je stoga potrebno u oba slučaja provesti neutralizaciju. Nezgodna je strana ovog sklopa ta što je u MF pojačalu potreban preklonik, pa se koriste drukčije izvedbe.

Kombinirani međufrekventni stupnjevi

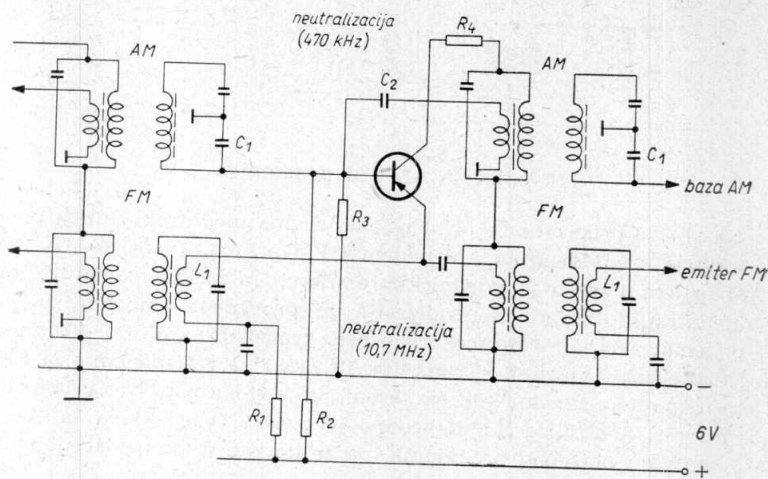
93. — Prijemnici koji imaju samo UKV područje grade se vrlo rijetko. Zbog ekonomičnosti kombinira se u pravilu nekoliko valnih područja, koja obuhvaćaju i AM-prijem i FM-prijem. U AM-prijemu

širina pojasa prijemnika, dopuštena međunarodnom konvencijom, iznosi 9 kHz, a međufrekvencija se nalazi između 452 kHz i 482 kHz, dok je širina pojasa u FM prijemu znatno veća, 200 kHz, a međufrekvencija 10,7 MHz. Dvije različite međufrekvencije zahtijevaju, jasno, i različite titrajne krugove. To se može izvesti tako da se i za AM prijem i za FM prijem izvedu odvojeni kanali, no takva je izvedba prilično skupa, pa se umjesto nje izvode kombinirani međufrekventni spojevi.

Kompletan će prijemnik prema tome izgledati ovako:

- Stupnjevi za miješanje AM-a i FM-a su odvojeni, FM osim toga ima i ulazno visokofrekventno pojačalo.
- Međufrekventni titrajni krugovi vezani su serijski
- Demodulacija se vrši odvojeno. Iz posljednjeg međufrekventnog stupnja dolazi signal ili na FM demodulator ili na AM demodulator.
- Niskofrekventni stupnjevi su zajednički.

Da bi se izbjeglo prespajanje u međufrekventnim titrajnim krugovima, oni se spajaju u seriju. U FM prijemu kapacitet je AM titrajnog kruga tako velik da predstavlja kratak spoj za međufrekventni FM signal, dok svitak kruga od 10,7 MHz kratko spaja AM međufrekvenciju na masu. Ako je za spojeve potrebno provesti neutralizaciju, isto bi tako prespajanje neutralizacijske grane pri miješanju AM i FM područja pogoršalo stabilitet pojačala zbog parazitnih kapaciteta preklopnika i dovoda.



Slika 126.

Kombinirani AM/FM međufrekventni stupanj. Za AM (470 kHz) tranzistor radi u spoju sa zajedničkim emiterom, a za FM (10,7 MHz) u spoju sa zajedničkom bazom

Na sl. 126 prikazana je izvedba kombiniranog međufrekventnog stupnja, gdje tranzistor za AM prijem (470 kHz) radi u spoju sa zajed-

ničkim emiterom, a za 10,7 MHz u spoju sa zajedničkom bazom. Svitak L_1 , koji sačinjava krug za 10,7 MHz, a sastoji se od 1—2 zavoja, predstavlja za 470 kHz kratak spoj. Kapacitet* C_1 služi za prilagodjenje ulaznog otpora tranzistora sekundarnom krugu AM pojasnog filtra. Preko kapaciteta C_1 , čija veličina iznosi 10 nF, baza je tranzistora uzemljena za frekvenciju 10,7 MHz.

Otpornik R_4 sprečava skok napona u kolektorskom krugu. Naime, u titrajnom se krugu može upotrijebiti samo mali kapacitet, 15—40 pF, a kako porastom izmjeničnog napona kolektora raste i dinamički kapacitet kolektora, rezonantna se frekvencija titrajnog kruga pomiče prema nižim frekvencijama. Ugađanjem prijemnika prema nižem području povišuje se rezonantna frekvencija kruga, zbog smanjenja izmjeničnog napona kolektora, i time se naglo izazvani pad napona čuje uz prijemni signal kao prasak.

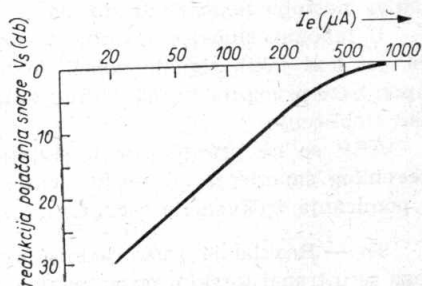
Praktička vrijednost otpora R_4 iznosi u prednjim MF stupnjevima 250 Ω , dok se u posljednjem kreće oko 500 Ω .

Automatska regulacija pojačanja

94. — Potrebna velika osjetljivost prijemnika zahtijeva provođenje automatske regulacije pojačanja u visokofrekventnom dijelu prijemnika, kako kod prejakog ulaznog signala ne bi došlo do preuzbude.

U prijemnicima s cijevima automatska je regulacija pojačanja (ARP) postignuta s elektronkom koja ima promjenljivu strminu. U tranzistorima takav element nažalost ne postoji, pa treba da se primijene drugi načini. Ipak, i u tranzistorskim prijemnicima, kao i u elektronskim, pojačanje je napona regulirano pomakom radne tačke.

Uobičajen je način ARP promjenom struje emitera. Iako ova promjena izaziva promjenu ostalih tranzistor-skih veličina, ulaznog i izlaznog otpora, smanjuje emiter-ske struje općenito smanjuje pojačanje. Na sl. 127 prikazan je utjecaj struje emitera na pojačanje snage visokofrekventnog tranzistora. U jednostavnijim je prijemnicima dovoljna ARP prvog međufrekventnog stupnja. Princip je



Slika 127.
Krivulja na slici prikazuje ovisnost pojačanja snage V_s o struji emitera za drift tranzistor 2N247

* Veza titrajnog kruga na ulazni krug slijedećeg tranzistora može se izvesti i na kapacitivnoj strani. Ulazni otpor slijedećeg stupnja transformiran u titrajni krug, dan je relacijom $R_{u'} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 R_u$, gdje je R_u ulazni otpor tranzistora C_1 i C_2 serijski spojeni kapaciteti kruga.

rada te metode ovaj: napon regulacije uzima se s demodulatorske diode i njegova vrijednost u PNP-tranzistorima mora da bude pozitivna, kako bi djelovao protivno negativnom naponu baze. Time se smanjuju napon i struja baze i struja emitera, što pak uzrokuje smanjenje pojačanja stupnja. Što je signal na demodulatoru veći, to će i napon regulacije biti veći.

Shema na sl. 120 prikazuje često upotrebljavani spoj regulacije. Napon regulacije odvodi se s demodulatorske diode (OA 70) preko R_8 C_8 — filtra na bazu tranzistora T_1 (OC 169), koji u stanju mirovanja dobiva stalan prednapon preko otpornika $R_1 - R_8 - R_9$.

U stupnju gdje je provedena stabilizacija kolektorske struje potrebno je za regulaciju mnogo više snage nego u nestabiliziranom stupnju.

Da bismo postigli dobru stabilizaciju snagom dobivenom iz demodulatora, istosmjerna stabilizacija kolektorske struje ne smije da bude prevelika. Dakle, veličina kolektorskog otpora ne smije prijeći određenu vrijednost. I veličina otpora regulacije R_8 predstavlja kompromisno rješenje: veći otpor smanjuje djelovanje regulacije, a malen prigušuje demodulatorski krug. ARP je efikasnija kad se koriste tranzistori s većim faktorom strujnog pojačanja. Često se događa da demodulator ne daje dovoljno snage za regulaciju. U tom se slučaju veće pojačanje istosmjernog napona potrebnog za regulaciju postiže upotrebom istosmjernog pojačala iza detektora. Za tu se svrhu može upotrijebiti prvi stupanj niskofrekventnog pojačala, koje je ujedno izmjenično i istosmjerno pojačalo. Nedostatak je opisanog načina regulacije pojačanja u tome, što se smanjivanjem napona baze povećava ulazni i izlazni otpor tranzistora u kojem je regulacija provedena. Veći ulazni otpor manje prigušuje prethodni titrajni krug i povećava faktor kvalitete, pa kod prijema jakih stanica nastupa nepoželjno sužavanje propusnog područja.

U mnogim slučajevima nije dovoljna regulacija samo jednog stupnja, jer kod jakih signala dolazi do preuzbude stupnja za miješanje i napon baze prvog međufrekventnog stupnja postaje tako velik da nastaje jako izobličenje.

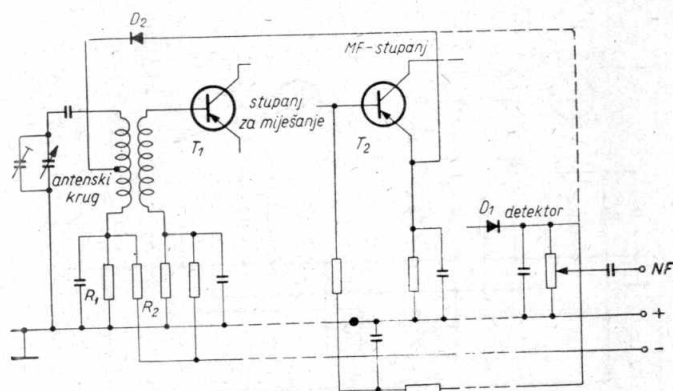
ARP se ne primjenjuje u stupnju za miješanje, budući da zbog prevelikog smanjenja emitterske struje može doći do prekida oscilacije ili pomicanja frekvencije oscilatora.

95. — Regulacija samo jednog stupnja ne zadovoljava potpuno i stoga se u tranzistorskim prijemnicima ovaj način često kombinira s drugima. Jedan je od njih miješanje gušenja međufrekventnog titrajnog kruga pomoću promjenljiva otpora, na primjer germanijevih dioda, čiji je unutarnji otpor jako ovisan o istosmjernom naponu.

Promotrimo rad takve regulacije! Povećanjem amplitude visokofrekventnog signala povećava se signal na demodulatoru, napon baze tranzistora T_1 (sl. 120) postaje pozitivniji, i time se smanjuje struja emitera i kolektora, kao i pojačanje stupnja. U kolektorskom je krugu tranzistora T_1 (OC 169) vezan otpor R_3 , na kojem se prilikom regulacije vrše znatne promjene napona. Sada je tranzistor T_1 u stvari i istosmjerno

pojačalo. Napon regulacije za diodu može se uzimati s otpora R_3 ili s emitorskog otpora. Druga je dioda D_2 (OA 79) vezana između tačaka A i B. Dok nema signala, ili dok su oni vrlo mali, otpornikom se R_1 napon tačaka A i B tako odabere da je dioda spojena u zapornom smjeru. Veličina ovog napona kreće se od 0,5 V do 1 V. U ovom je slučaju otpor diode tako velik da dioda ne prigušuje titrajni krug. Pri jakom signalu ti se odnosi međutim mijenjaju. Uz velik signal na detektoru struja je baze, a time i struja kolektora, mala, pa napon tačke B postaje negativniji, a dioda vodljivom, i sa svojim malim otporom prigušuje titrajni krug. Otpor diode, a prema tome i gušenje kruga, varira s istosmjernim naponom tako da se pri većim signalima smanjuje i uzrokuje veće gušenje kruga. Otpor pojedinih vrsti dioda kreće se u području regulacije između 1 M Ω i 100 Ω . Izmjenični međufrekventni napon na titrajnom krugu koji je premošten diodom ne smije ipak da bude prevelik, kako zbog nelinearne karakteristike diode ne bi došlo do intermodulacionog izobličenja koje može nastati između dva susjedna signala.

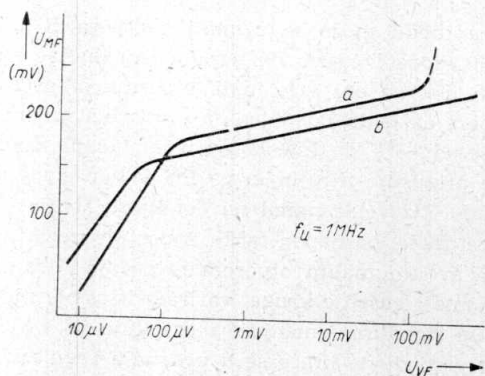
Regulacija stupnja za miješanje postignuta je na sličan način — gušenjem ugodenog antenskog kruga diodom, kojoj se kod određenog nivoa signala smanjuje otpor. Shematski je takva izvedba prikazana na sl. 128. Napon diode određen je otporima u djelitelju napona $R_1 - R_2$, a



Slika 128.

Shematski prikaz ARP u stupnju za miješanje. Istosmjerne snage regulacije dobivene u detektoru pojačana je u prvom MF-tranzistoru, čija se radna tačka mijenja promjenom struje baze

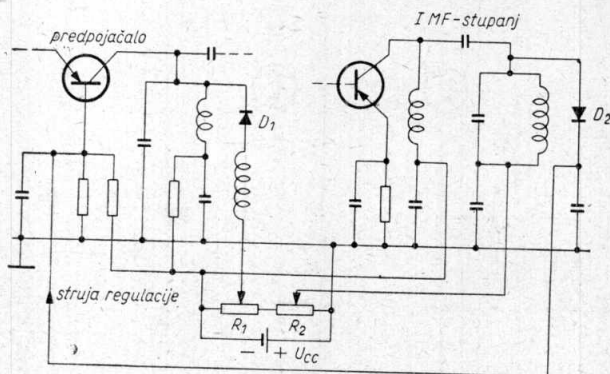
napon regulacije dovodi se demodulatorom (vidi crtkanu liniju) koji je, ako njegova veličina nije dovoljna, pojačan u istosmjernom pojačalu. Korištenjem prvog međufrekventnog tranzistora u ovu svrhu izbjegnuto je dodavanje još jednog tranzistora.



Slika 129.

ARP u prijemniku. Krivulja a dobivena je uz provedenu regulaciju samo prvog MF-stupnja; b) regulacija je dvostruka: djeluje na ulazni i prvi MF-stupanj

prikazan na sl. 130. Ugodenom titrajnom krugu u kolektoru prvog međufrekventnog stupnja paralelno je spojena dioda D_2 koja dobiva prednapon preko djelitelja napona $R_1 - R_2$. Dioda djeluje kao regulacioni ispravljač, čija struja regulira visokofrekventno pretpojačalo. Paralelno s ti-



Slika 130.

ARP u FM-prijemniku. Dioda D_1 spojena je paralelno ugodenom titrajnom krugu u kolektoru pretpočala. Dioda dobiva prednapon preko djelitelja R_1R_2 i djeluje na način prikazan na slici 128. Struja regulacije dobivena je iz diode D_2

trajnim krugom u kolektoru ovog tranzistora vezana je druga dioda D_1 , čiji je napon također određen otporima R_1 i R_2 . Nivo je ovog napona reguliran strujom koja djeluje na bazi prvog tranzistora. Dioda D_1 sprečava dolazanje prejakog signala u stupanj za miješanje.

Pitanja

54. Kako se mijenja pojačanje snage tranzistora s porastom frekvencije?
55. Kakove su izvedbe tranzistorskih međufrekventnih transformatora?
56. Zašto se MF-pojačalo u kvalitetnijem prijemniku izvodi sa pojasnim filterom?
57. Da li je kod svih tranzistora u MF-pojačalu neophodna neutralizacija?
58. Navedi prednosti i mane međufrekventnog pojačala za FM-prijemnik izvedenog s tranzistorima u spoju sa zajedničkim emiterom!
59. Na koji se način izvode kombinirani AM-FM međufrekventni dio prijemnika?
60. Navedi načine kojima se vrši automatska regulacija pojačanja u prijemnicima!

Tranzistorski stupnjevi za miješanje

Tranzistorski oscilatori

96. — Kao i elektronke, i tranzistori se mogu primjenjivati u oscilatorima. Pri konstrukciji tranzistorskih oscilatora susrećemo se sa sličnim problemima kao i kod elektronki. To se ne očituje samo u analogiji različitih vrsti spojeva cijevnih i tranzistorskih oscilatora, već i u određivanju uvjeta osciliranja i frekvencije oscilatora.

Vrlo je važna činjenica, o kojoj moramo voditi računa pri izvedbi tranzistorskih oscilatora, da pri višim frekvencijama parametri tranzistora nisu realne veličine, već kompleksne, tj. ovisne o frekvenciji. Zbog toga je, radi li se uz više frekvencije, potrebno uzeti u obzir fazni pomak i smanjenje faktora strujnog pojačanja, a isto tako i reaktivne komponente ulazne i izlazne impedancije. Temperaturna stabilizacija treba da se provede naročito brižljivo prema jednom od načina prikazanih u prijašnjim odsjecima.

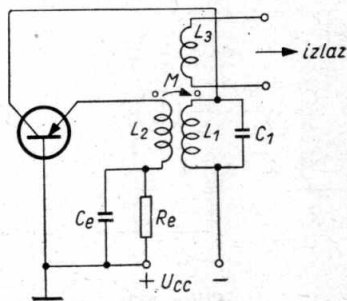
Analiza oscilatora normalno je podijeljena u dva dijela: određivanje stanja u kojem dolazi do oscilacije i određivanje frekvencije.

Uvjet za osciliranje ispunjen je i ovdje uz $V_i \beta = 1$, gdje je V_i strujno pojačanje.

Frekvencija oscilatora određena je titrajnim krugom ili RC-elementima u krugu pozitivne povratne veze. Budući da se u prijemnicima koriste isključivo oscilatori s titrajnim krugom, obradit ćemo ukratko nekoliko spojeva.

97. — Na sl. 131 prikazan je oscilator s usklađenim titrajnim krugom u kolektoru i tranzistorom u spoju sa zajedničkom bazom.

Povratna veza u krugu emitera ostvarena je transformatorskim spojem između namotaja L_1 i L_2 (L_1 i L_2 su čvrsto vezani). Svitak L_1 sačinjava s kondenzatorom C_1 titrajni krug, koji je u stvari kolektorski opteretni otpor. Transformatorska veza ujedno omogućuje prilagođenje emitera na titrajni krug. Da bi se pri višim frekvencijama izbjegao fazni pomak unutar tranzistora, frekvencija titrajnog kruga treba da je mala prema graničnoj frekvenciji tranzistora.



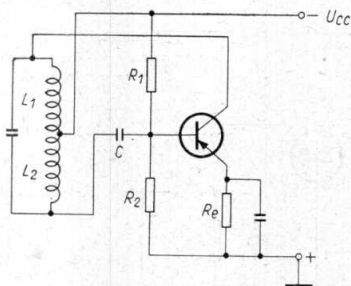
Slika 131.

Principijelna shema oscilatora sa titrajnim krugom u kolektoru s tranzistorom u spoju zajedničke baze

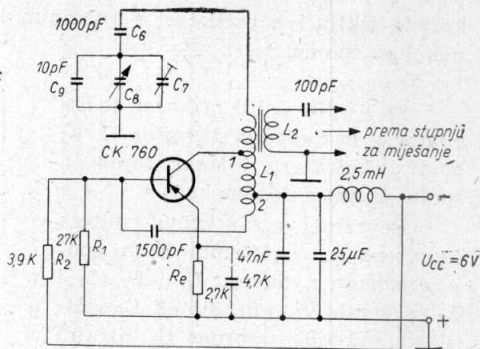
mala prema graničnoj frekvenciji

U tom je spoju opterećenje titrajnog kruga minimalno zbog ovih razloga: titrajni krug spojen je u seriju s kolektorom, spoj s uzemljenom bazom ima veliku izlaznu impedanciju i potrošač je preko slabo vezanog namotaja L_3 , ili u seriji s malim kapacitetom, spojen na kolektor. U ovim su uvjetima frekventna stabilnost i čistoća valnog oblika vrlo dobri. Frekvencija oscilatora, određena elementima titrajnog kruga, izračunava se iz izraza $\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$, a uvjet za osciliranje u slučaju slabe veze između emitera ispunjen je uz $\omega_0 M > R_u/Q \cdot a_b$. M označava međuinduktivitet između namotaja, R_u efektivnu ulaznu impedanciju tranzistora, a $Q = \frac{R_p}{\omega_0 L}$, gdje je R_p paralelno priključen otpor titrajnom krugu. U slučaju čvrste veze između namotaja L_1 i L_2 taj uvjet jest $V_u \frac{z_2}{z_1} > 1$, gdje je V_u naponsko pojačanje tranzistora.

98. — Oscilator, kojeg je principijelna shema prikazana na sl. 132, u stvari verzija prije opisanog oscilatora, samo sada za tranzistor u spoju sa zajedničkim emiterom — jest *Hartleyev oscilator*. Napon dobiven na dijelu zavojnice L_2 privodi se preko kapaciteta C bazi i na taj je način postignuta pozitivna reakcija. Frekvencija oscilatora dana je sa $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$, gdje je $L = L_1 + L_2 + 2M$, dok je uvjet za osciliranje u slučaju slabe veze ispunjen uz $\omega_0 M > R_{ue}/Q a_b$, gdje je R_{ue} ulazni otpor tranzistora. U slučaju čvrste veze između zavojnica uvjet za osciliranje treba da je ispunjen uz $V_u Z_2/Z_1 > 1$.



Slika 132.
Hartleyev oscilator



Slika 133.
Praktički primjer Hartleyeva
oscilatora sa tranzistorom
CK760

Na sl. 133 dana je shema takva oscilatora s tranzistorom CK 760. Dio napona oscilatora dobiven na dijelu zavojnice L_1 vraća se preko kondenzatora od 1500 pF na bazu tranzistora — to je, dakle, put pozitivne

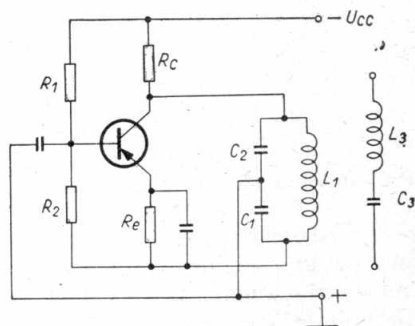
reakcije. Kolektor je preko odvojka transformacijom na niže spojen s titrajnim krugom i na taj je način postignuto prilagođenje impedancije tranzistora i titrajnog kruga, i smanjen utjecaj kolektorskog kapaciteta na stabilan rad oscilatora. Kondenzatori C_6 i C_7 jesu trimer i padding-kondenzator, a služe za ugađanje oscilatora i postizanje jednolikog toka između ulaznog i oscilatorskog kruga. Namotaj L_2 koristi se za priključivanje potrošača. Radna tačka i temperaturna stabilizacija provedene su otporima R_1 , R_2 i R_e .

99. — Na sl. 134 prikazan je tranzistorski Colpittsov oscilator. Napon pozitivne reakcije dobiva se iz kapacitivnog djelitelja napona, koji s induktivitetom L_1 sačinjava titrajni krug, i privodi se bazi. Frekvencija je oscilatora određena rezonantnom frekvencijom kruga $\omega_0 = \frac{1}{L_1 C_s}$, gdje je $C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, dok za uvjet osciliranja vrijedi približno $V_u C_1/C_2 > 1$.

Otporima R_1 , R_2 , R_c i R_e određena je radna tačka i provedena stabilizacija sklopa.

Zamijenimo li induktivnu granu u Colpittsovu oscilatoru serijskim titrajnim krugom koji se sastoji od induktiviteta L_3 i kapaciteta C_3 , dobijemo Clappov oscilator. Frekvencija oscilatora ω_0 nalazi se nešto iznad rezonantne frekvencije serijskog kruga, a uz veće vrijednosti C_1 i C_2 nasuprot C_3 gotovo je jednaka rezonantnoj frekvenciji ω_s .

Ovim je stupnjem, za razliku od ostalih, postignuta veća stabilnost rada. Relativno velike vrijednosti C_1 i C_2 čine utjecaj kolektorskog kapaciteta zanemarivo malenim, a osim toga potpuno odstranjuju utjecaj kolektorske struje na frekvenciju oscilatora. Promjene izlaznog kapaciteta stoga relativno malo utječu na frekvenciju oscilatora.



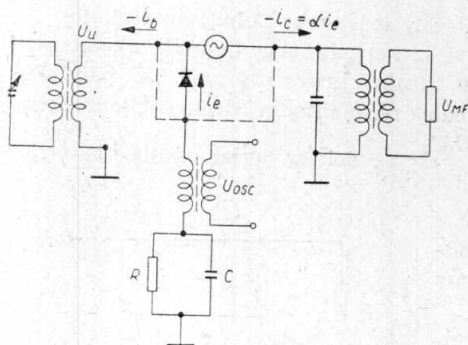
Slika 134.
Colpittsov oscilator i modifikacija
dana za Clappov oscilator

Miješanje u tranzistorskim prijemnicima

100. — Budući da tranzistor ima samo jednu upravljačku elektrodu, u tranzistorskim prijemnicima, za razliku od prijemnika s elektronkama u kojima je miješanje multiplikativno, imamo aditivno miješanje. Ulazni signal iz antenskog kruga i signal oscilatora serijski su vezani između emitera i baze. Kako je za miješanje potreban nelinearan element, zahvaljujući upravo takvoj karakteristici u krugu emiter-baza koristi se tranzistor za aditivno miješanje. Principijelna shema prikazana je na sl. 135. Suma ulaznog i oscilatorskog napona dovedena na diodu

sadrži i međufrekventnu komponentu koja je pojačana i izdvojena na selektivnom titrajnom krugu. Preko RC-člana s velikom vremenskom konstantom u emitterskom krugu dobiva emitera dioda prednapon, čija je vrijednost približno jednaka veličini oscilatorskog napona.

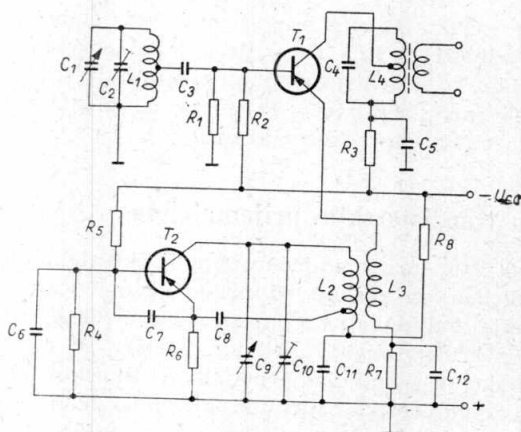
Pojačanje u stupnju dobije se na ovaj način: međufrekventna struja diode $-i_c = a_b \cdot i_e$ (gdje je a_b približno jednak jedinici) stvara na velikom otporu međufrekventnog kruga veći napon u kolektorskom krugu.



Slika 135.

Principijelna shema stupnja za miješanje

se u samooscilirajućem stupnju za miješanje ARP ne može provesti, budući da bi zbog smanjenja emitera struje moglo doći do »seljenja« frekvencije oscilatora, ili do prekida oscilacija. Nasuprot ovoj prednosti međutim u takvu je sklopu potreban veći broj elemenata, i veća je potrošnja istosmjernje struje.



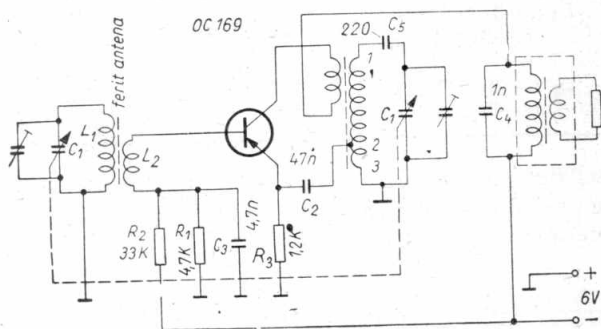
Slika 136.

Stupanj za miješanje s posebnim oscilatorom

101. — Oscilator može da bude ili poseban tranzistor, ili je isti tranzistor upotrebljen istovremeno za oscilator i za miješanje. Pravilnim dimenzioniranjem može se u oba slučaja postići jednako pojačanje miješanja, uz isti odnos signal-šum. U stupnju za miješanje s posebnim oscilatorom jedina je bitna prednost to što veličina ulaznog signala ne djeluje na svojstva oscilatora, pa je moguće provođenje ARP, dok

Na sl. 136 vidimo sklop stupnja za miješanje sa dva tranzistora. Tranzistor T_2 radi kao oscilator u Hartleyevu spoju, i induktivno je vezan s emitterskim krugom tranzistora za miješanje, čija je radna tačka u nelinearnom dijelu karakteristike, pa dolazi do detekcije signala. Radna je tačka stabilizirana otporima R_1 — R_8 . Usprkos navedenim nedostacima ipak se zbog jeftinije izvedbe mnogo više koristi stupanj sa jednim tranzistorom.

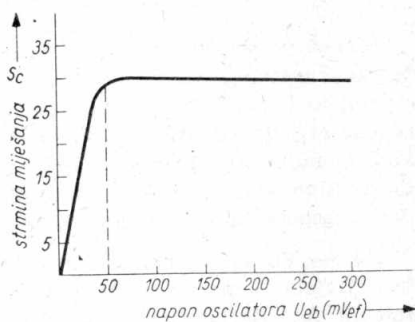
102. — Samooscilirajući stupanj za miješanje (OC 169) za srednjevalno i dugovalno područje, prikazan na sl. 137, ima široku primjenu u prijemnicima. Između baze i emitera djeluje suma ulaznog visokofrekventnog i oscilatorskog napona, i oba se istovremeno pojačavaju. Za ulaznu frekvenciju tranzistor radi kao pojačalo s uzemljenim emiterom, tj. u spoju najboljih svojstava pojačanja. Oscilator je pak izveden s induktivnom povratnom vezom u spoju sa zajedničkom bazom. Baza je, naime, preko kondenzatora C_3 i sekundarne zavojnice na feritnom štupu uzemljena za frekvenciju oscilatora.



Slika 137.
Samooscilirajući stupanj za miješanje (SV, DP)

Da bi se osigurao rad oscilatora i stabilnost frekvencije, povratna je veza ostvarena spajanjem emitera preko niskoomskog odvojka na titrajni krug oscilatora, koji na taj način nije prigušen malim otporom emitera. S otpornicima R_1 , R_2 i R_3 određena je radna tačka i izvedena stabilizacija. Otpornik R_3 premošten je kondenzatorom C_2 , kako bi se izbjeglo smanjenje pojačanja izmjenične struje je pading-kondenzator.

Promjena strmine miješanja S_c , ovisna o naponu oscilatora, dana je za tranzistor OC 170 ($I_e = 1 \text{ mA}$, $f_u = 540 \text{ kHz}$, $f_{os} = 1 \text{ MHz}$, $f_{MF} = 460$) dijagramom na sl. 138. Sličan tok krivulje vrijedi i za ostale tranzistore. Strmina se miješanja iznad 50 mV malo povećava, pa je stoga potrebno oscilator tako dimenzionirati, da mu je napon veći od 50 mV. Da bi prijemnik radio jednoliko, potrebno je da se nakon oscilatora unutar određenog valnog područja ne mijenja mnogo.



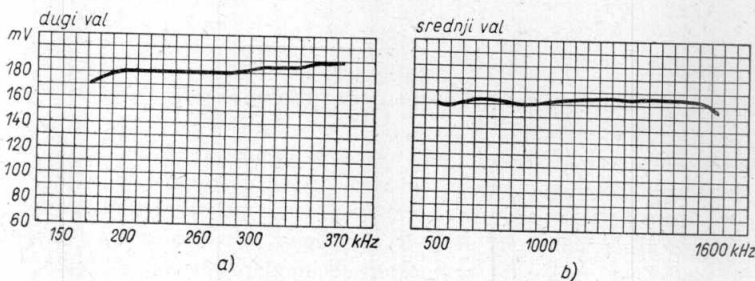
Slika 138.
Strmina miješanja mijenja se s naponom oscilatora

Pri dimenzioniranju treba isto tako paziti da napon oscilatora ne bude prevelik, što bi zbog viših harmonika moglo na izvjesnim frekvencijama dovesti do osciliranja čitavog stupnja, ali ne smije da bude ni premalen, jer na nižim naponima baterije može doći do prekida oscilacija. Brojevi zavoja i vrst žica oscilatorskih zavojnica srednjeg i dugog vala dani su u tablici 4, a odnose se na prijemnik prikazan u shemi sl. 147.

Tablica 4.

SV	L_5 (1—3) 105 zav. (2—3) 5 „	L_7 : 20 zavoja	VF pleten. $10 \times 0,05$
DV	L_6 (1—3) 237 zav. (2—3) 10 „	L_8 : 9 zavoja	žica Cu L S 0,1

Napon oscilatora mjereno uz napon baterije 6V dan je dijagramom na sl. 139. Vidi se da je amplituda oscilatorskog napona približno konstantna unutar cijelog valnog područja.



Slika 139.

Promjena napona oscilatora s frekvencijom unutar područja srednjeg i dugog vala

Praksa je pokazala da kondenzator C_3 koji uzemljuje sekundarnu antensku zavojnicu znatno utječe na ulazni i izlazni otpor tranzistora. Povećanjem kapaciteta C_3 ulazni se i izlazni otpor povećavaju, a iznad određene vrijednosti izlazni otpor postaje negativan, i prema tome raste pojačanje miješanja. Primjenjuje li se ARP, kondenzator C_3 treba da bude pažljivo odabran, kako ne bi došlo do osciliranja stupnja. Utvrđeno je da se najpovoljnija vrijednost kondenzatora kreće oko 5 nF.

103. — Veoma važne veličine tranzistora, potrebne za određivanje radnih uvjeta samooscilirajućeg stupnja za miješanje, jesu: *strmina miješanja* S_c , *ulazni otpor tranzistora uz frekvenciju ulaza i izlazni otpor tranzistora za međufrekvenciju*.

Svojstva stupnja za miješanje određena su *pojačanjem miješanja* V_{sc} , koje je dano odnosom snaga dobivenih na ulaznom otporu prvog međufrekventnog tranzistora prema snazi koju antenski krug daje

stupnju za miješanje. Zanimarimo li povratno miješanje i prilagođenje ulaza, pojačanje je miješanja u idealnom slučaju dano izrazom

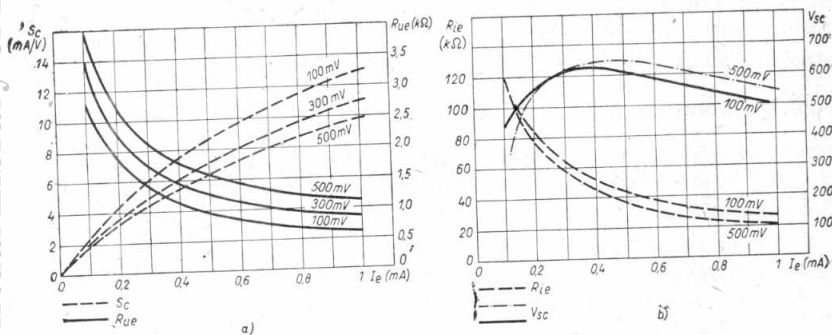
$$V_{sc} = \frac{S_c^2 \cdot R_{ue} R_{ie}}{4} \dots \dots \dots (60)$$

Uzmemo li u obzir gubitke u titrajnim krugovima, bit će

$$V_{sc} = \frac{S_c^2 R_{ue} R_{ie}}{4} \left(1 - \frac{B_0}{B_1} \right) \dots \dots \dots (61)$$

gdje je B_0 širina pojasa neopterećena titrajnog kruga, a B_1 pogonska širina kruga.

Veličina S_c , R_{ue} i R_{ie} ovisne su o radnoj tački, pri čemu emiter-ska struja i napon oscilatora najjače utječu na njih, a prema tome i na pojačanje miješanja. Sl. 140 pokazuje ovisnost strmine miješanja S_c , ulaznog otpora R_{ue} , izlaznog otpora R_{ie} i pojačanja miješanja tipičnog tranzistora, o emitterskoj struji, s oscilatorskim naponom kao



Slika 140.

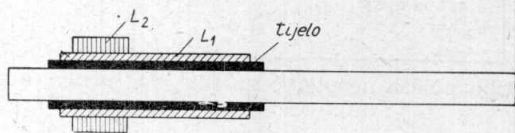
a) Krivulje na slici pokazuju kako se mijenja strmina miješanja S_c i ulazni otpor R_{ue} tranzistora sa strujom emitera I_e uz napon oscilatora kao parametar, b) Krivulje se odnose na pojačanje miješanja V_{sc} i izlazni otpor R_{ie} uz iste uvjete kao i gore

parametrom. Mjerenja su vršena pri frekvenciji $f_u = 1\text{MHz}$ i $f_{MF} = 470\text{kHz}$, uz $U_c = 6\text{V}$. S porastom emitterske struje raste i strmina miješanja, a smanjuje se izlazni i ulazni otpor. Vidi se da veličina napona oscilatora nije kritična za optimalno pojačanje V_{sc} , ali je ulazni otpor tranzistora jako ovisan o njoj. Struja emitera djeluje i na nivo šuma. Uz veće struje šum raste, dok je najniži za vrijednost struje između 0,3–0,5 mA. Pojačanje miješanja kreće se za prikazani sklop na srednjem valu od 32 dB do 35 dB, a od 34 dB do 37 dB na dugom valu.

104. — U tranzistorskim je prijemnicima vrlo dobre rezultate pokazao prijem pomoću feritne antene, čiji induktivitet čini s promjenljivim kondenzatorom ulazni titrajni krug. Svrha je usklađenog kruga

na feritnom štapu da što više primljene energije prenese na ulazni krug tranzistora.

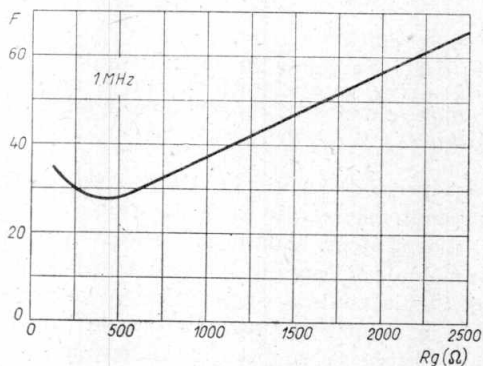
Feritna antena djeluje u stvari kao okvirna antena, ali je zbog toga što je malena mnogo pogodnija za smještaj u prijemnik. Sastoji se od feritna štapa, čije dimenzije ovise o primjeni. Na štapu su namotane zavojnice koje s ulaznim kondenzatorom čine titrajni krug, sl. 141.



Slika 141.
 Feritni štap sa ulaznim krugom

Svojstva feritne antene prikazana su ili efektivno-apsorpcionom površinom (odnos primljene energije prema odaslanoj), ili njenom efektivnom visinom. Da bi se dobila što veća snaga, a time i što veći napon na ulazu tranzistora, mora se otpor isijavanja antene prilagoditi ulaznom otporu tranzistora. Ulazni titrajni krug mora stoga da ima što manje gubitke. Dobiveni prijenosni odnos jest $n = \sqrt{\frac{R_u}{R_a}}$, gdje je R_u ulazni otpor tranzistora za miješanje, mjereno pri frekvenciji ulaznog signala (za SV $f_u = 1$ MHz), a R_a dinamički otpor ulaznog kruga za istu frekvenciju.

Pri dimenzioniranju ulaznog kruga moramo međutim, uz prilagođenje ulaznog otpora tranzistora na rezonantni otpor titrajnog kruga,



Slika 142.

Faktor šuma F u stupnju za miješanje ovisi o unutarnjem otporu generatora. Krivulja na slici mjerena pri frekvenciji 1 MHz dana je za tranzistor OC170

krug veže s bazom prvog tranzistora iduktivno ili kapacitivno.

što je potrebno za maksimalan prijenos snage, voditi računa i o tome da taj prijenos dobijemo s najpovoljnijim odnosom signal-šum. Dijagram na sl. 142 pokazuje ovisnost faktora šuma o otporu izvora za tranzistor OC170 u stupnju za miješanje, i frekvenciji 1 MHz. Faktor šuma F određen je tipom tranzistora i unutarnjim otporom izvora koji je priključen tranzistoru. Transformacijom antenskog kruga na 500 Ω postiže se u našem slučaju najniži nivo šuma. Ulazni se

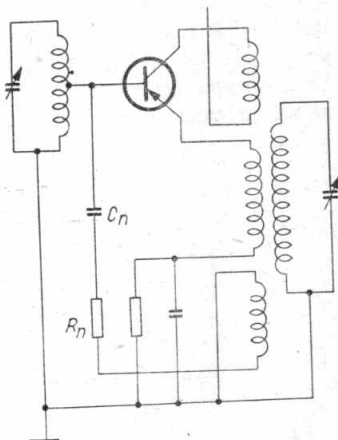
U tranzistorskim stupnjevima postoji problem *povratnog miješanja*, tj. dio međufrekventnog signala vraća se u ulazni krug i miješa s frekvencijom oscilatora i ulaza. Posljedica toga je promjena karakteristike tranzistora; ulazni i izlazni otpor raste, a prema tome i pojačanje snage, pa može doći do oscilacija na međufrekvenciji. Smanjenjem broja zavoja sekundarne zavojnice na feritnom štapu, te promjenom kapaciteta C_2 i C_3 , smanjuje se i utjecaj povratnog djelovanja.

Budući da je tranzistorski prijemnik malih dimenzija, u donjem području srednjeg vala i gornjem području dugog vala dolazi zbog *povratne veze* između zadnjeg međufrekventnog kruga i feritne antene do oscilacija i nesimetrije propusne krivulje međufrekvencije (vidi odsjek 88). Ispravnim smještajem dijelova, oklapanjem i uzemljenjem, mora se povratna veza smanjiti ili ukloniti.

Zbog velikog kapaciteta prvog međufrekventnog titrajnog kruga (sl. 137) kolektor je bez odvojka priključen na krug. Podaci za prvi međufrekventni transformator dani su u tablici 3. Prijenosni odnos za prilagođenje otpora dobije se iz izraza $n = \sqrt{\frac{R_{ue}}{R_{ie}}}$ gdje je R_{ue} ulazni otpor prvog međufrekventnog tranzistora.

Stupanj za miješanje u kratkovalnom prijemniku

105. — U kratkovalnim prijemnicima upotrebljava se isti spoj za miješanje. Za tu se svrhu koriste tranzistori s višom graničnom frekvencijom (OC 614 i OC 170). Pri višim frekvencijama međutim, strmina više nije realna veličina, fazni joj se kut povećava, pa je već iznad 16 MHz teško izvesti stabilan oscilator. Budući da frekvencija signala leži u području kratkog vala vrlo blizu frekvenciji oscilatora, ulazni krug predstavlja impedanciju za oscilatorsku frekvenciju, tako da dolazi do povlačenja frekvencije oscilatora. To dolazi naročito do izražaja pri višim frekvencijama kratkovalnog područja, gdje je i fazni kut strmine veći. Da bi se utjecaj antenskog kruga na rad oscilatora smanjio potrebno je, kao i u međufrekventnom stupnju, provesti neutralizaciju (vidi odsj. 90). To je postignuto na način prikazan na sl. 143. S dodatnog se namotaja u krugu kolektora uzima napon oscilatora fazno pomaknut za 180° i preko



Slika 143.

Shema kratkovalnog samooscilirajućeg stupnja za miješanje. S dodatnog namotaja u krugu kolektora uzima se napon oscilatora fazno zaokrenut za 180° i preko $C_N - R_N$ člana dovodi bazi. Neutralizacijom je smanjeno povlačenje oscilatora.

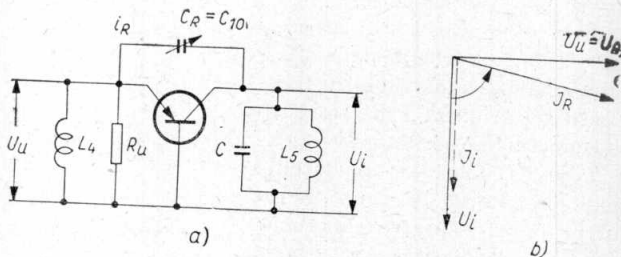
članova neutralizacije R_n i C_n (10Ω , 100 pF) dovodi se na bazu tranzistora. Kako su elementi povratnog djelovanja frekventno ovisni, moramo neutralizaciju provesti u sredini područja, i to tako da je napon baze sveden na najmanju moguću vrijednost.

Pored toga potreba ARP-a daleko je veća u kratkovalnom području nego u području srednjeg ili dugog vala. Stoga se ispred stupnja za miješanje, gdje nije moguće provođenje regulacije, primjenjuje visokofrekventno pretpojačalo.

UKV stupanj za miješanje

106. — Pri visokim frekvencijama na UKV području radio-difuznog programa ($87,5\text{--}100 \text{ MHz}$) ne mogu se više upotrijebiti obični spojevi oscilatora, jer *strmina* u tom području frekvencije *nije više realna veličina*, nego ima fazni pomak otprilike od 90° . Odmah će biti jasno da je za ovu svrhu najpogodniji spoj sa zajedničkom bazom. U tom je spoju naime povratno djelovanje pozitivno, dok je u spoju sa zajedničkim emiterom na ovom području frekvencija ono negativno, tako da je u spoju baze moguće osciliranje sa sasvim malim amplitudama, a u spoju emitera to se ne može ostvariti.

Kad u spoju baze ne bi bilo faznog pomaka strmine, izlazni bi i ulazni naponi morali da budu u fazi, i u tom slučaju ne bi bio potreban nikakav element za zakretanje. Međutim zbog *faznog pomaka strmine* on je ipak nužan. Spajanjem kondenzatora između kolektora i emitera unutarne, (sl. 144a), povratno djelovanje, dovoljno je povećano, tako da je ispunjen uvjet osciliranja. To ćemo najlakše shvatiti prema vektorskom prikazu na sl. 144b.



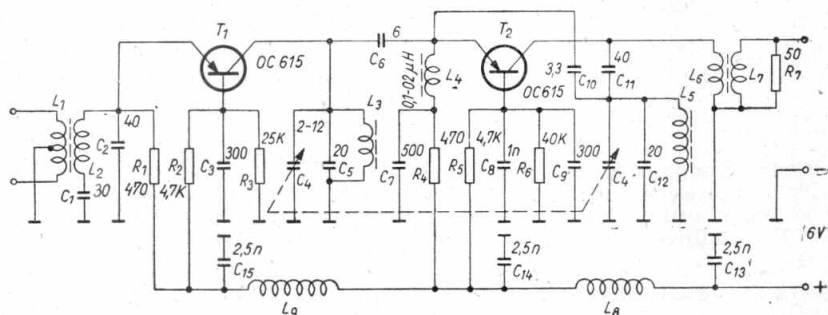
Slika 144.
a) UKV stupanj za miješanje, b) vektorski prikaz faznih odnosa

Označimo ulazni napon između emitera i baze sa U_u . Napon U_u izaziva u kolektorskom krugu struju koja zbog faznog kuta strmine zaostaje za ulaznim naponom oko 90° . U slučaju rezonancije nastat će uslijed struje I_i na titrajnom krugu istofazni napon U_i . Taj napon

tjera kroz kapacitet C_R i ulazni otpor tranzistora struju reakcije I_R koja je skoro u fazi s ulaznim naponom, uz pretpostavku da je ulazni otpor realna veličina i mnogo manji od kapacitivnog otpora kondenzatora C_R . Dakle i napon proizveden na ulazu strujom I_R ima isti fazni kut kao i struja. Kako to u praksi nije slučaj, eventualne se razlike faznog kuta mogu korigirati induktivitetom L_4 , koji je tako odabran da kompenzira kapacitivni otpor ulazne impedancije.

Razlike faznog kuta strmine nastale zbog odstupanja u karakteristikama tranzistora mogu se izbjeći ako je L_4 promjenljiv. Induktivitet L_4 čini međutim dio međukruga preko kojeg je visokofrekventni predstupanj vezan sa samooscilirajućim stupnjem za miješanje, pa je promjena L_4 nepoželjna. Stoga je umjesto varijabilnog L_4 bolje upotrijebiti promjenljivi C_R , to više što se L_4 može mijenjati u užim granicama samo za faktor 2, dok C_R naprotiv možemo mijenjati i za faktor 5. Veličina napona oscilatora mjerena između emitera i mase treba da bude oko 100 mV.

107. — Samooscilirajući UKV stupanj za miješanje, prikazan na sl. 145, radi i za ulaznu frekvenciju u spoju sa zajedničkom bazom, koji se ovdje primjenjuje zato što je ulazni otpor u spoju baze na UKV području veći nego u stupnju sa zajedničkim emiterom (37Ω prema 25Ω). Neutralizacija provedena na KV području ovdje se ne može upotrijebiti zbog malog ulaznog otpora (jako prigušenje kruga). No to i nije nužno, budući da zbog malog napona oscilatora (100 mV) i relativno velike razlike između prijemne i oscilatorske frekvencije ne dolazi do štetnog zračenja oscilatora i međusobnog djelovanja ulaznog i oscilatorskog kruga.



Slika 145.

Shema tranzistorskog UKV tunera s tranzistorima OC615

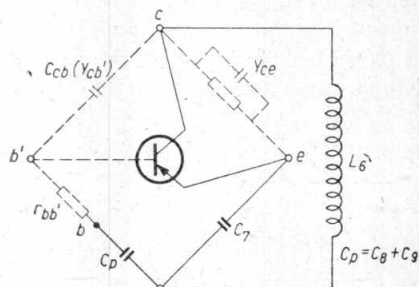
Svitak L_5 predstavlja s promjenljivim kondenzatorom C_4 i kondenzatorom C_{12} ugođeni krug oscilatora.

Zavojnica L_4 spojena na ulazu promjenljivog induktiviteta od 0.1 do 0.2 μH služi za određivanje amplitude oscilatora. Ugađanje se

vrši u sredini frekventnog područja oscilatora i uz sniženi napon baterije. Kako L_4 djeluje i na frekvenciju oscilatora, treba da se na kraju područja vrši korektura induktivitetom L_5 . L_4 predstavlja za međufrekvenciju kratak spoj, pa je djelotvorni kapacitet, koji zajedno sa L_6 čini međufrekventni titrajni krug, jednak paralelnom spoju kapaciteta $C_{11} = 40$ pF i kapaciteta kolektor-baza, čija vrijednost iznosi 2 pF uz $f = 10,7$ MHz. Svitak L_7 služi za prilagođenje izlaznog otpora stupnja za miješanje i ulaznog otpora prvog međufrekventnog stupnja predočenog otporom R_7 .

Otporima R_4 , R_5 i R_6 određena je istosmjerna radna tačka, dok je kapacitetima C_7 , C_8 i C_9 baza za visoku frekvenciju uzemljena.

108. — *Neutralizacija*. Kao i u sklopovima za miješanje s elektronkama (kapacitet anoda-rešetka), i u tranzistorima dolazi preko kapaciteta kolektor-baza do negativne reakcije za međufrekvenciju, koja smanjuje unutarnji otpor tranzistora, pa je time međufrekventni titrajni krug jako prigušen. Kapacitet C_{cb} ($Y_{cb'}$) određen je izborom tranzistora i na njega se ne može utjecati. Upotrebom mosnog spoja međutim njegov se utjecaj može kompenzirati ili prekompenzirati pozitivnom reakcijom, tako da dobivamo *neutraliziran* ili *preneutraliziran* stupanj. Osnovni princip neutralizacije u mosnom spoju sastoji se u tome da se napon u jednoj dijagonali mosta ne pojavljuje u drugoj.



Slika 146.

Neutralizacija stupnja za miješanje za međufrekvenciju 10,7 MHz. $r_{bb'}$ je otpor priključka baze (10—15, Y_{ce} vodljivost kolektor—emiter

-baza C_{cb} ($Y_{cb'}$) i vodljivost kolektor-emiter (Y_{ce}). Otpornike R_4 , R_5 i R_6 možemo zbog male vodljivosti zanemariti, dok je za međufrekvenciju svitak L_4 kratak spoj.

Međufrekventni naponi sa svitka L_6 ne smiju prodrijeti u drugu dijagonalu između baze b' i emitera. Taj će uvjet biti ispunjen onda, kad je most u ravnoteži

$$\frac{Y_{ce}}{\omega C_7} = \frac{Y_{cb'}}{(\omega C_p + r_{bb'})}$$

Sl. 146 pokazuje elemente međufrekventnog mosta koji služi za kompenzaciju negativne reakcije na taj način, da se između baze i emitera dovodi pozitivna reakcija.

Za generator međufrekventnog napona može se uzeti svitak L_6 između kolektora i mase. Baza i emiter nisu za međufrekventni napon na masi, jer kondenzatori C_7 i $C_8 + C_9$ ne predstavljaju za međufrekvenciju kratak spoj. Tako će se kondenzator C_7 naći u jednoj grani mosta, a C_p ($C_p = C_8 + C_9$) u drugoj. Ostale grane predstavljaju kapacitet kolektor-

U slučaju ravnoteže međufrekventni krug nije više gušen kapacitetom C_{cb} (Y_{cb}), već samo unutarnjim otporom tranzistora.

U praksi se pozitivna reakcija povećava odabiranjem kapaciteta C_7 i C_p , i tako se preneutralizacijom može povećati unutarnji otpor tranzistora. Ako unutarnji otpor tranzistora iznosi u ravnoteži 30 k Ω , on je s elementima odabranima na shemi povećan dva puta, dakle iznosi 60 k Ω ($I_e = 0,9$ mA), čime će i gušenje kruga biti smanjeno.

Pojačanje napona stupnjeva za miješanje u određenoj radnoj tački računa se prema formuli

$$V_{uc} = \frac{S_c \sqrt{\left[2\pi C (B_1 - E_0) - \frac{1}{R_i} \right] R_o}}{2\pi C B_1} \quad (62)$$

gdje su B_1 i B_0 pojasna širina opterećena i neopterećena kruga. U našem je slučaju $B_1 = 400$ kHz i $B_0 = 120$ kHz. Ukupni je kapacitet međufrekventnog kruga suma kapaciteta: $C_7 + C_{cb} = 42$ pF. Strmina miješanja uz emitorsku struju 0,9 mA jest 11,5 mA/V, dok unutarnji otpor iznosi zbog neutralizacije 60 k Ω za 10,7 MHz. Realni dio ulazne impedancije prvog međufrekventnog stupnja iznosi 50 Ω . Uz navedene vrijednosti pojačanje napona je oko 6,5.

Pojačanje snage možemo izračunati prema formuli u odsjeku 87, ili iz izraza $V_{sc} = V_{ue}^2 \frac{R_{ue}}{R_p}$, gdje je R_{ue} realni dio ulaznog otpora stupnja za miješanje, a R_p opteretni otpor, tj. realni dio ulazne impedancije prvog međufrekventnog stupnja. Mjerena ulazna vodljivost pri frekvenciji 93 MHz iznosi za ovaj stupanj (28—15 j) mS, znači $R_{ue} = 35 \Omega$. Pojačanje je snage prema tome oko 30.

109. — U kolektorskom krugu visokofrekventnog predstupnja visokofrekventni titrajni krug-međukrug ugoden je na ulaznu frekvenciju, i preko kondenzatora C_6 prilagođen stupnju za miješanje. Budući da frekvencija oscilatora leži iznad prijemne frekvencije, međukrug predstavlja već velik kapacitet za ovu frekvenciju.

U slučaju maksimalnog pojačanja snage mora realni dio ulaznog otpora stupnja za miješanje, transformiran u kolektorski krug visokofrekventnog pretpojačala, da bude jednak paralelnom spoju unutarnjeg otpora R_i tranzistora T_1 i otpora titrajnog kruga R_o .

Prilagodjenje se postiže kapacitetom C_6 , čiji kapacitivni otpor mora da bude $x_{c6} = x_{es} + \sqrt{R_{es} R_p - R_{es}^2}$. R_p je paralelni spoj otpora titrajnog kruga R_o i unutarnjeg otpora tranzistora T_1 , dok su R_{es} i x_{es} realni dio i imaginarni dio ulaznog otpora tranzistora prikazanog u serijskom spoju. Sve vrijednosti odnose se na frekvenciju u sredini prijemnog područja (93 MHz). Uz prije dane podatke i uz $R_o = 4$ k Ω kapacitet C_6 treba da iznosi 5,6 pF.

Visokofrekventno UKV pretpojačalo

110. — Tranzistor T_1 OC 615) u visokofrekventnom pretpojačalu radi u spoju sa zajedničkom bazom, gdje je zbog pozitivne reakcije pojačanje veće nego u emitterskom spoju. Zanimljivo je da predstupanj nije potrebno neutralizirati. Fazni kut strmine u ovom frekventnom područja iznosi oko 90° pa zbog toga, i zbog malog kapaciteta povratnog djelovanja, dolazi do pozitivne reakcije (vidi odsjek 106). Ta pozitivna reakcija povećava unutarnji i izlazni otpor tranzistora približno za 40%. Rezonantni otpor međukruga u kolektoru tranzistora T_1 iznosi uz priključen samooscilirajući stupanj za miješanje (T_2) približno 1,5 k Ω , dok je unutarnji otpor tranzistora T_2 oko 10 k Ω , pa povećanje ulaznog otpora neznatno utječe na pojačanje stupnja, budući da postoji potprilagođenje. Pozitivna reakcija povećava i ulazni otpor tranzistora, pa u slučaju da je provedeno prilagođenje na ulazu s induktivitetima L_1 i L_2 i kondenzatorima C_2 i C_3 dobiva se veće pojačanje snage. Radna tačka tranzistora T_1 određena je otporima R_1 , R_2 i R_3 , tako da struja emitera iznosi oko 1,4 mA. Uz ovu veličinu emitterske struje postignuto je najveće pojačanje i najpovoljniji odnos signal-šum. Povećanjem struje postiglo bi se doduše veće pojačanje, ali zato lošiji odnos signal-šum.

Baza je uzemljena kondenzatorom C_3 . Svitak L_3 čini s promjenljivim kondenzatorom C_4 i kondenzatorom C_5 titrajni krug-međukrug u kolektoru i predstavlja radni otpor ovog stupnja. Veličina kapaciteta C_5 odabrana je tako da se može obuhvatiti cijelo UKV područje.

Priključivanje antene na ulaz visokofrekventnog predstupnja vrši se preko ulaznog titrajnog kruga, koji je usklađen na srednju prijemnu frekvenciju. Otpor zračenja antene prilagođuje se s transformatorom L_1 i L_2 i oba kapaciteta C_1 i C_2 , koji sačinjavaju ulazni titrajni krug, ulaznom otporu tranzistora. Prilagođenje s kondenzatorima C_1 i C_2 omogućuje izvedbu zavojnice većeg induktiviteta, budući da se pri malim induktivitetima teško dobiva tačan odvojak na zavojnici. Prednost kapacitivnog prilagođenja je i ta da su viši harmonici oscilatora preko kapaciteta C_1 spojeni na masu.

Realni dio ulaznog otpora predstupnja koji nije neutraliziran povećan je u datoj radnoj tački od 37 Ω otprilike na 52 Ω , pa je prijenosni odnos uz otpor antene 60 Ω

$$n_{\text{ant}} = \sqrt{\frac{R_{\text{ue}}}{R_{\text{a}}}} = \sqrt{\frac{52}{60}} = 0,93$$

Mijenjajući odnose kapaciteta kod prilagođenja ne smije se zaboraviti da kapaciteti C_1 i C_2 čine dio titrajnog kruga, pa im ukupna vrijednost mora da ostane ista. Čvrstom vezom između zavojnica L_1 i L_2 postignuto je jednoliko pojačanje u cijelom prijemnom području, uz povoljan odnos signal-šum i na krajevima područja. Da bi se održala što čvršća veza između zavojnica L_1 i L_2 one su motane bifilarno. Na krajeve svitka

L_1 priključuje se antena otpora isijavanja 240Ω , a između odvojka i mase antena otpora 60Ω .

Pojačanje napona određuje se prema formuli pojačanja napona stupnja za miješanje u odsjeku 108, samo što je u ovom slučaju $S = 17$ mA/V, $C = 33$ pF, $B_1 = 3,4$ MHz, $B_0 = 1,2$ MHz $R_1 = 10$ k Ω i realni dio izlaznog otpora tranzistora T_2 $R_e = 35 \Omega$. Vrijednosti B_0 i B_1 odnose se na frekvenciju 93 MHz.

UKV tuner (tjuner)

111. — Kao što smo vidjeli, UKV prijemnik obavezno ima visokofrekventno pojačalo ispred stupnja za miješanje (sl. 145). Ova su dva stupnja kombinirana u posebnu jedinicu, kojoj je i u našem jeziku zadržan engleski naziv *tuner* (čitaj tjuner). Za ugradnju ovog stupnja postoje, uz postignut dobitak pojačanja, i drugi razlozi. Prvo, oscilator je odijeljen od antene, pa je isijavanje znatno smanjeno. Drugi je razlog u potiskivanju šuma. Naime, u stupnju za miješanje šum je jači, pa da bi se postigao povoljniji odnos signal-šum, potrebno je da korisni signal na ulazu tog stupnja bude što veći.

Zbog stabilnog rada nikakva se prespajanja ne vrše na titrajnim krugovima (kao u AM prijemniku), već samo u dovodima napona i u međufrekventnom krugu. Negativan pol izvora napajanja u tuneru obično je uzemljen, i titrajni su krugovi spojeni direktno na šasiji. Dovodjenje pozitivnog pola baterije vrši se prigušnicama L_8 i L_9 koje s kapacitetima C_{13} , C_{14} i C_{15} sačinjavaju filtre za sprečavanje povratnog djelovanja međufrekvencije.

Ukupno naponsko pojačanje tunera od antene do izlaza jest: $V_{UT} = 16,35$, a pojačanje snage $V_{ST} = 320$.

Ovisnost elemenata o temperaturi

112. — Pri višim frekvencijama valja veliku pažnju obratiti izboru ugrađenih elemenata: otpornicima, zavojnicama i kondenzatorima. Specijalnom izvedbom (bifilarno namatanje) smanjuju se štetni kapacitet i induktivitet otpora. Što su zavoji međusobno više razmaknuti i što je manji promjer zavojnice, to je štetni kapacitet manji. Motani kondenzatori posjeduju znatne induktivitete dovodnih žica i folija, koji kod pojedinih frekvencija kompenziraju kapacitet kondenzatora, a uz to su i gubici u papirnim kondenzatorima znatni. Zato se na UKV području koriste isključivo keramički kondenzatori. Oni su podijeljeni u dvije grupe: keramički kondenzatori velikog kapaciteta koji su upotrebljeni za filtriranje, i kondenzatori u titrajnim krugovima u kojima je naročito važno temperaturno vladanje. Na primjer, kondenzatori C_1 i C_2 obično su keramički pločasti kondenzatori, tako odabrani da s induktivitetom dovoda čine serijski rezonantni krug na frekvenciji 100 MHz.

113. — Posebnu pažnju treba obratiti *temperaturnoj ovisnosti elemenata* upotrebljenih u *tuneru*, a napose u oscilatoru. Pomicanje frekvencije oscilatora određuju promjene vrijednosti elemenata u titrajnom krugu, prvenstveno kondenzatori i zavojnice, a dakako i unutarnji kapaciteti tranzistora. Uzroci tome mogu biti različiti: promjene temperature, starenje itd. Najznačajniji je uzrok svakako promjena temperature.

Da bi se pomicanje frekvencije smanjilo potrebno je poduzeti odgovarajuće mjere.

Kondenzatori i zavojnice imaju u pravilu pozitivan temperaturni koeficijent ($\alpha_{0T} = \frac{\Delta C}{C T}$), temperaturni koeficijent pokazuje koliko će se

promijeniti kapacitet poveća li se temperatura za 1°C), tj. povišenjem temperature snizuje se rezonantna frekvencija titrajnog kruga. Kombiniranjem elemenata s različitim temperaturnim koeficijentom možemo dobiti potreban temperaturni koeficijent.

Tako na primjer za serijsku kombinaciju kondenzatora vrijedi

$$\alpha_s = \frac{C_1 \alpha_2 + C_2 \alpha_1}{C_1 + C_2}$$

a za paralelnu

$$\alpha_p = \frac{C_1 \alpha_1 + C_2 \alpha_2}{C_1 + C_2}$$

Kombiniranjem kondenzatora koji imaju određen temperaturni koeficijent možemo dobiti potreban koeficijent kondenzatora $C_{13} : \alpha_{13} = -650 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Tako stabiliziran oscilator praktički je neovisan o temperaturi u području od -20°C do 50°C .

Drugi važni faktor o kojem ovisi frekvencija oscilatora jest *napon napajanja*. Promjenom napona baterije mijenja se *dinamički* kapacitet unutar tranzistora, a time i frekvencija oscilatora. Uz promjenu napona za 30% frekvencija se mijenja za više od 0,5 MHz. U slučaju da je upotrebljen izvor kojem se jako mijenja napon napajanja (autoprijemnik) potrebno je provesti stabilizaciju napona s tranzistorom.

Pitanja

61. Koja su dva općenita tipa tranzistorskih oscilatora? Koje su vrste slične sklopovima sa elektronkama?
62. Nacrtaj shemu stupnja za miješanje! Zašto je kolektor gotovo uvijek spojen preko odvojke na međufrekventni transformator?
63. Zašto je u kratkovalnim prijemnicima u stupnju za miješanje potrebna neutralizacija?
64. Kakav se spoj za miješanje koristi na UKV području?
65. O čemu ovisi strmina miješanja? Kako je definirana?
66. Definiraj pojačanje miješanja? Da li se R_{ue} , R_{ie} i S_c mijenjaju s promjenom radne tačke.

67. Zašto se spoj sa zajedničkom bazom najviše upotrebljava na UKV području u oscilatorskim spojevima? Nacrtaj vektorski prikaz struje i napona u takvu oscilatoru!
68. Čime se mogu korigirati razlike u faznim kutevima strmine u stupnju nastale zbog odstupanja u karakteristikama tranzistora?
69. Zašto u UKV stupnju za miješanje nije potrebna neutralizacija?
70. Zbog čega se provodi neutralizacija stupnja za miješanje za međufrekvenciju?
71. Šta je to preneutralizacija?
72. Koji elementi su kritični u izvedbi tunera?
73. Kada je potrebno provesti stabilizaciju napona napajanja?

Tranzistorski prijemnici

Općenito o tranzistorskim prijemnicima

114. — Osim malo izuzetaka tranzistorski prijemnici u većini slučajeva konstruirani su prema superheterodinskom principu. Slično kao i prijemnici s elektronkama tranzistorski prijemnici sadrže stupanj za miješanje, oscilator, međufrekventno pojačalo, niskofrekventno pojačalo i izlazni stupanj.

Budući da im je napon napajanja nizak a impedancije relativno male, struje su dosta velike i dimenzioniranje dijelova mora se promatrati s ove strane.

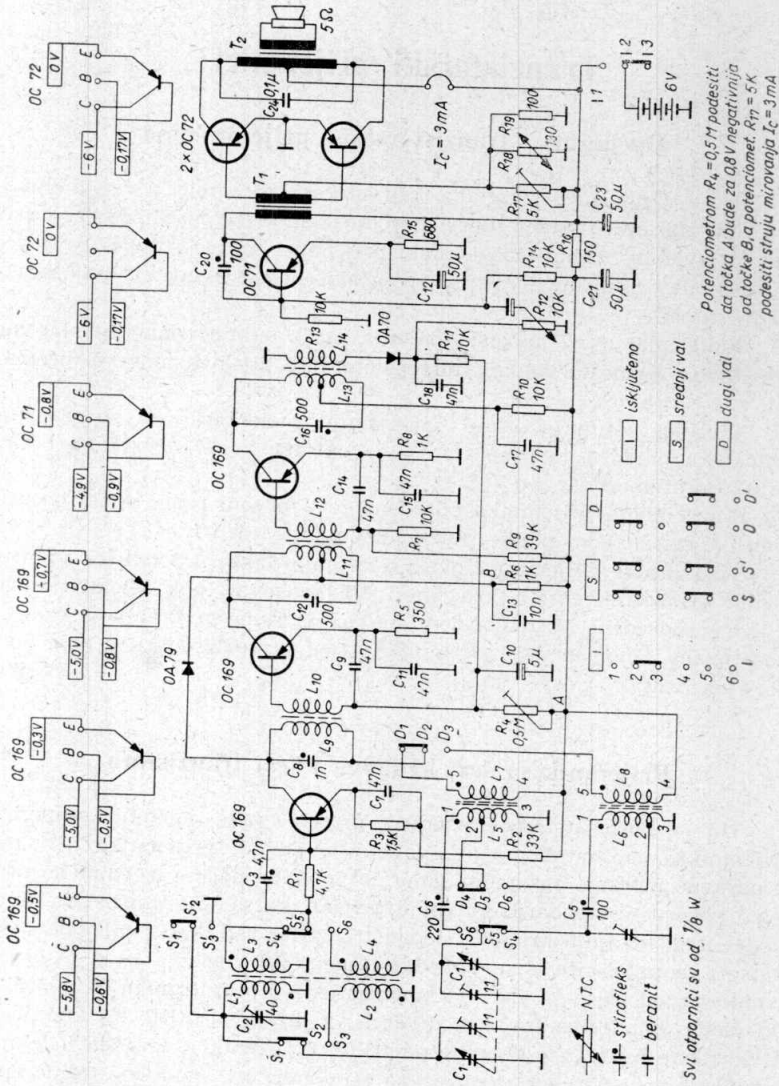
Nabrojani stupnjevi koji sačinjavaju prijemnik već su posebno obrađeni u predašnjim odsjecima, a za opisane vrste prijemnika bit će ukratko protumačeni.

Konstrukcija prijemnika određena je u prvom redu, selektivnošću, osjetljivošću, širinom pojasa, napon napajanja itd.

Selektivnost prijemnika ovisi o broju i faktoru kvalitete upotrebljenih visokofrekventnih krugova i MF-krugova. Ipak selektivnost je uglavnom određena MF pojačalom, budući da se ne upotrebljava više VF predstupanj. Izlazna snaga prijemnika ovisi o izvedbi izlaznog pojačala i tipu tranzistora.

Prijemnik sa šest krugova i šest tranzistora

115. — Pošto što smo razmotrili principe rada pojedinih stupnjeva prijemnika, upoznat ćemo se i s konstrukcijom prijemnika. Pri tom se naravno moramo ograničiti samo na pojedine načine izvedbi. Najprije ćemo govoriti o standardnom spoju prijemnika sa šest tranzistora, dvije diode i šest titrajnih krugova. Jedan tranzistor radi kao *samooscilirajući stupanj* za miješanje, dva u *međufrekventnom dijelu*, a tri u *niskofrekventnom* (od kojih su pak dva upotrebljena u protufaznom B-pojačalu). Od dioda jedna služi za *demodulaciju*, a druga za ARP. Za napajanje su potrebne četiri štap-baterije po 1,5 V. Prijemnik je izveden u tehnici štampanih spojeva čime je povećana ekonomičnost, smanjena težina aparata, a ima dva valna područja. Shema aparata pokazana je na sl. 147. Stupanj za miješanje izveden je aditivno u samoscilirajućem spoju (vidi odsjek 100). Ulazni stupanj sastavljen je od promjenljiva kondenzatora C_1 i zavojnice na feritnom štapu (L_1, L_2). Taj krug prilagođen je pomoću sekundarne zavojnice (L_3, L_4) ulaznom otporu tranzistora. Željeno



Slika 147.

Shema dvovalnog tranzistorskog prijemnika »Vikend« (SV, DV) »Radioindustrija Zagreb«

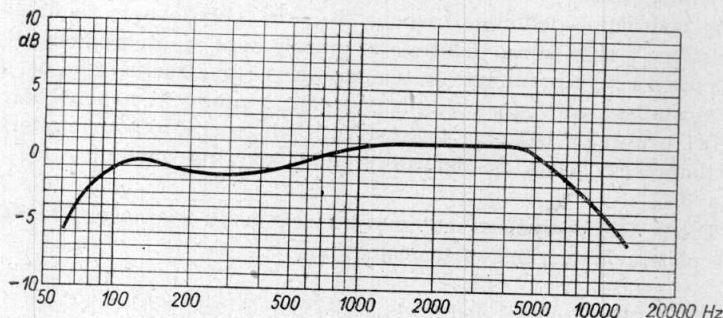
valno područje uključuje se preklopnikom sa tri položaja, dok se tipkom »I« isključuje aparat. Tranzistor za miješanje OC 169 radi kao oscilator s uzemljenom bazom i induktivnom povratnom vezom koja je postignuta zavojnicama L_5 i L_7 za srednji, a sa L_6 i L_8 za dugi val. Kolektor tranzistora OC 169 dobiva istosmjerni napon preko zavojnice prvog međufrekventnog transformatora i reakcijske zavojnice oscilatora uključenog valnog područja. Djeliteljem napona $R_1 - R_2$ određena je radna tačka tranzistora, i stabiliziran istosmjerni napon baze, a otpornikom R_3 u emitterskom krugu postignuta je temperaturna stabilizacija, tako da je uz to ovaj stupanj neovisan u širem području o promjeni napona baterije i razlici u karakteristikama tranzistora. Prilagođenje otpora emitterskog i oscilatorskog kruga postignuto je odvojkom na zavojnici L_5 , odnosno L_6 .

Dioda OA 79 služi za automatsku regulaciju glasnoće. Prednapon diode podešava se trimmer-potencijetrom R_4 .

116. — *Dvostepeno međufrekventno pojačalo* izvedeno je kao i stupanj za miješanje s tranzistorima OC 169 i sadrži tri međufrekventna kruga (vidi odsjek 88). Pomoću sekundarnih zavojnica L_{10} , L_{12} i L_{14} izvedeno je prilagođenje otpora u krugu baza ovih tranzistora i diode demodulatora. Da bi se smanjilo prigušenje krugova, odvojcima na zavojnicama drugog i trećeg međufrekventnog kruga izvedeno je prilagođenje izlaznog otpora tranzistora. Korištenjem relativno velikih vrijednosti kapaciteta međufrekventnog titrajnog kruga (C_8 , C_{16} , C_{12}), i upotrebom tranzistora OC 169, pojačalo radi tako stabilno da neutralizacija nije potrebna.

117. — *Demodulator i niskofrekventno pojačalo*. Demodulacija se vrši germanijevom diodom OA 70. Demodulacioni napon dobiven na potencijometru R_{12} za regulaciju glasnoće dovodi se na ulaz niskofrekventnog pojačala, dok se dio tog napona odvodi na bazu prvog međufrekventnog tranzistora za automatsku regulaciju. U prijemniku je izveden uobičajeni niskofrekventni dio, koji se sastoji od pobudnog stupnja izvedenog s tranzistorom OC 71 i protutaktnog pojačala s tranzistorima $2 \times$ OC 72. Izlazno pojačalo radi u klasi B, čime je postignut veći stupanj korisnog djelovanja, a opterećenje je baterije neznatno kad nema signala. U tvorničkim se podacima preporučuje takav izbor radne tačke da teče određena struja mirovanja. Na taj je način izbjegnuto povećano nelinearno izobličenje koje nastaje zbog različitih karakteristika tranzistora unutar para, ili kad je pojačalo pobuđivano malim signalom. Propisano ukupna kolektorska struja od 3 mA za tranzistore $2 \times$ OC 72 može se regulirati otpornikom R_{17} . Radi dobivanja što veće korisne snage odabrana je temperaturna stabilizacija sa NTC otpornikom R_{18} i djeliteljem napona. Da bi se dobila linearna promjena otpora s temperaturom, stavljen je NTC otporniku paralelno otpornik R_{13} . Izlazna snaga kod pune pobude jest 250 mW. Tranzistor OC 71 vezan je transformatorom prijenosnog odnosa $1 : (2,13 + 2,13)$ na ulaz izlaznog stupnja.

Zbog smanjenja rasipnog induktiviteta namotaji su motani bifilarno. Izlazni transformator prijenosnog odnosa 7,3:1, potreban za prilagođenje impedancije, napaja trovatni zvučnik. Pojačanje snage niskofrekventnog stupnja za 50 mW iznosi 64 dB. Frekventna karakteristika niskofrekventnog pojačala dana je na sl. 148. Filtarski članovi $R_{16}-C_{21}$



Slika 148.
 Prigušna karakteristika niskofrekventnog dijela prijemnika

i C_{23} , R_6-C_{13} i $R_{10}-C_{17}$ služe za sprečavanje galvanske reakcije. Koначno, na sl. 149 i 150 vidimo izgled jednog tvorničkog tranzistorskog prijemnika.

Ultrakratkovalni i srednjevalni prijemnik sa devet tranzistora

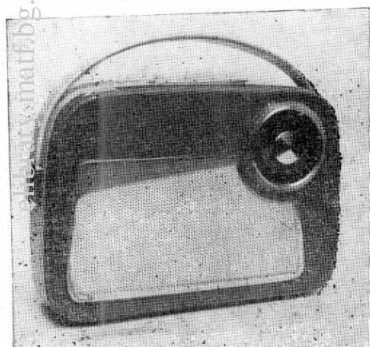
118. — Kao slijedeći opisat ćemo kombinirani AM—FM super sa devet tranzistora, jedanaest FM titrajnih krugova i sedam AM krugova (sl. 151).

Budući da na UKV području tranzistori rade blizu granične frekvencije, za pojačanje je potrebno više tranzistora nego u prijemnom AM dijelu.

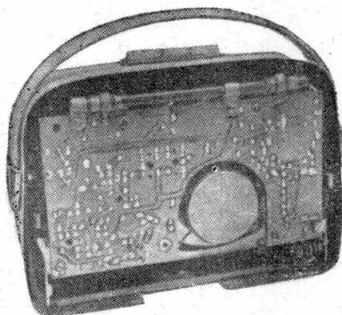
UKV dio do ratio-detektora sastoji se od tunera kojeg čine visokofrekventno predpojačalo i stupanj za miješanje (dva tranzistora OC 615), i međufrekventnog pojačala koje, uključivši i pobudni stupanj ratio-detektora, ima tri tranzistora OC 614.

Za AM prijemni dio potreban je samoscilirajući stupanj za miješanje i dvostepeno međufrekventno pojačalo, tj. samo tri tranzistora. Prijemnik je dakle tako izveden da se od ova tri tranzistora u FM prijemu međufrekventnog pojačala jedan upotrebljava u srednjevalnom području kao samooscilirajući stupanj za miješanje, a dva za međufrekventno pojačanje 460 kHz. Ovom su izvedbom izbjegnuta prespajanja u UKV tineru.

Čitav se aparat sastoji od: *UKV tunera, FM međufrekventnog stupnja, samooscilirajućeg stupnja za srednji val, međufrekventnog stupnja za AM, ratio-detektora, demodulatora i niskofrekventnog pojačala*, koje je zajedničko za oba područja i prespaja se preklopnikom na željeno valno područje.



Slika 149.
Tranzistorski prijemnik
»Arena«

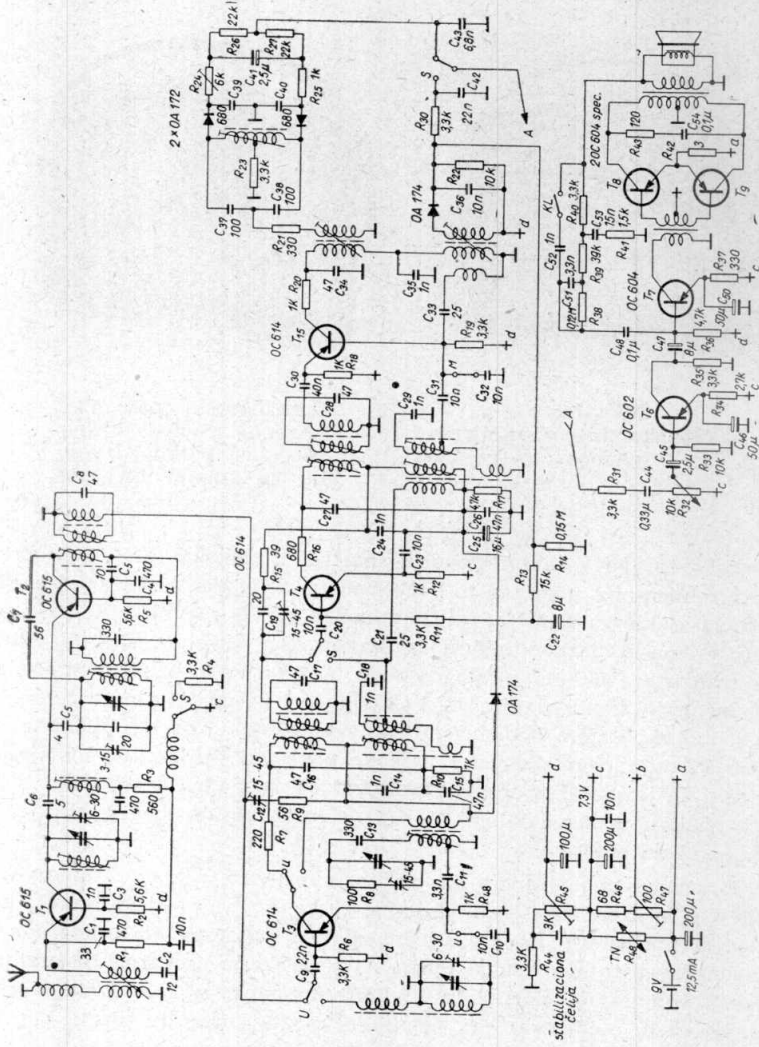


Tranzistorski prijemnik
»Arena« pogled straga.
Na slici vidimo izvedbu sa štampanim spojevima

119. — O *UKV tuneru* govorili smo već u odsjeku 111. *Ulazni krug* visokofrekventnog pojačala u UKV području ugoden je u sredini FM područja, dakle za 93 MHz. Kapacitetima C_1 i C_2 izvršeno je prilagođenje antene i ulaznog otpora tranzistora za potrebnu širinu pojasa. Oba tranzistora OC 615 u tuneru rade u spoju sa zajedničkom bazom. Baze su preko kondenzatora C_3 i C_4 spojene na masu. Kondenzator C_4 ima s induktivitetom vodova serijsku rezonanciju oko 100 MHz. Tranzistor T_1 nije neutraliziran i njegovo povratno djelovanje poboljšava antenski prijenos. U njegovu kolektoru leži usklađen visokofrekventni krug, na koji je kapacitetom $C_6 = 5$ pF vezan emiter samooscilirajućeg stupnja za miješanje.

Pojačanje napona ovog sklopa otprilike je 2,5, dok je ukupno pojačanje oko 25. Kondenzatorom C_7 oscilatorski je titrajni krug vezan s kolektorom tranzistora T_2 , koji ujedno djeluje kao kapacitet prvog međufrekventnog titrajnog kruga. Pozitivna je reakcija oscilatora postignuta kondenzatorom C_5 . Varijabilni induktivitet služi za određivanje optimalnog rada oscilatora, pri čemu se mogu korigirati fazni pomaci strmine nastali zbog odstupanja u karakteristikama tranzistora.

120. — *Međufrekventno FM pojačalo i demodulator*. Međufrekventno pojačalo sastoji se od tri tranzistora OC 614 vezana međufrekventnim pojavnim filtrima. Prva dva stupnja rade u spoju sa zajedničkim emiterom, a pobudni stupanj u spoju sa zajedničkom bazom. Dok ovaj stupanj ne zahtijeva neutralizaciju, prva se dva moraju neutralizirati, i to



Slika 151.

Ultradratkovalni i srednjevalni prijemnik sa devet tranzistora, jedanaest FM i sedam AM krugova

se postiže elementima R_9 , R_{15} i C_{12} , C_{19} . Veličina napona neutralizacije dobije se kapacitivnim djeliteljima napona C_{14} - C_{16} i C_{24} - C_{27} . Kapacitet prvog međufrekventnog filtra uglavnom je kondenzator C_7 , koji istovremeno spaja kolektor tranzistora T_1 s krugom oscilatora. U kolektorskim krugovima tranzistora T_3 , T_4 , T_5 nalaze se otpornici R_7 , R_{16} , R_{20} koji pri pobudi tranzistora smanjuju djelovanje nastalo promjenama kolektorskih kapaciteta na međufrekventne krugove. Pojačani međufrekventni signal dovodi se s tranzistora T_5 ratio-detektoru s diodama OA 174. Niskofrekventni napon na balansnim otporima R_{26} i R_{27} dovodi se preko sklopke na regulator glasnoće R_{32} niskofrekventnog pojačala (tačka A).

121. — *AM dio prijemnika*. (Preklopnik se nalazi u položaju S.) *Samooscilirajući stupanj za miješanje*. Prvi međufrekventni stupanj radi i kao samooscilirajući stupanj za miješanje za srednji val. Pri tom se baza spaja preko preklopnika s odvojkom ulaznog titrajnog kruga, koji za antenu upotrebljava feritni štap. Prespajanje se vrši i u izlaznom krugu i u bazi tranzistora T_4 . Oscilator radi u spoju sa zajedničkom bazom (vidi odsjek 101). Otpornik 100 oma u kolektorskom krugu, serijski spojen s trimerom, služi za dobivanje jednolikog napona oscilatora unutar prijemnog područja.

122. — *Međufrekventno pojačalo*. Međufrekventni signal iz stupnja za miješanje dovodi se bazi tranzistora T_4 . Prilagođenje ulaznog i izlaznog otpora ovih stupnjeva postizava se odvojkom na sekundarnoj zavojnici pojasnog filtra. Ako je potrebna neutralizacija, ona se provodi sa svitka za neutralizaciju primarnog kruga preko C_{21} i C_{33} na bazu. Posljednji međufrekventni tranzistor T_5 spojen je preko međufrekventnog titrajnog kruga s demodulatorskom diodom. Napon za ARP odvodi se preko otpornika R_{13} na bazu tranzistora T_4 . Ovdje je također provedena ARP prigušenjem prvog međufrekventnog kruga diodom OA 174. Regulacijom nastaje i pad napona na otporu R_{17} s kojim je spojena dioda, pa uz veliku amplitudu ona postaje vodljivom i prigušuje prvi AM međufrekventni krug.

123. — *Niskofrekventno pojačalo*. Niskofrekventno pojačalo sastoji se od pretpojačala (OC 602), pobudnog stupnja (OC 604) i protufaznog B-pojačala s tranzistorima ($2 \times$ OC 604 spec.), koje daje izlaznu snagu oko 700 mW. U niskofrekventnom dijelu provedena je negativna reakcija od sekundara izlaznog transformatora na ulaz pobudnog stupnja (vidi odsjek 75). Preklopnik KL služi za promjenu boje tona.

124. — *Određivanje radne tačke*. Kako je poznato, za vrijeme upotrebe pada napon baterije i time dolazi do smanjenja pojačanja i izobličenja u reprodukciji. Zato je potrebno provesti stabilizaciju radne tačke odnosno napona baze, čime se dobije i neovisnost emitterske struje o

naponu baterije. To se postiže stabilizacijskom ćelijom ili selenskom diodom. Ako je npr. selenska dioda spojena preko otpora s baterijom, kroz nju će teći struja proporcionalna pogonskom naponu. Zbog nelinearnosti karakteristike diode promjene su pada napona na diodi manje nego promjene pogonskog napona. Ako takav stabilizirani napon napaja bazu tranzistora, stabilizirana je i struja emitera. U prijemniku na shemi, sl. 151, svi stupnjevi dobivaju stabiliziran napon baza-emiter. Stabilizacija ovog napona provedena je stabilizacijskom ćelijom 1,5 V, koja je preko otpornika R_{44} spojena s baterijom. Baze tranzistora spojene su s potrebnim naponima preko odgovarajućih otpora. Prijemnik se napaja s baterijom 9 V i u stanju mirovanja troši struju oko 12 mA. Relativno visok pogonski napon uzima se zato jer UKV oscilator radi dobro tek iznad 5 V.

ABECEDNO KAZALO

Prvi broj označuje stranicu, drugi (u zagradi) odsjek

A

A — pojačalo 97 (103), 365 (386), 593
 AB — pojačalo 143 (152)
 aditivno miješanje 253 (264), 641
 akceptor (primalac) 530
 amplitudna modulacija 376 (398)
 analiza harmonička 102 (109)
 — prema Fourieru 102 (109)
 anodna izmjenična struja 45 (44)
 — neutralizacija 360 (380)
 — snaga 99 (106), 363 (383)
 anodni ispravljač 149 (156)
 — izmjenični napon 46 (45)
 — otpor 41 (40)
 anodno-naponska modulacija 380 (402)
 antena, antifeding 398 (419)
 — automobilska 319 (337)
 — dipol. visinska 398 (420)
 — faktor skraćivanja antene 386 (407)
 — Fuchsova 392 (413)
 — (jednožična) sa završnim kapacitetom 398 (419)
 — Marconijeva 392 (407)
 — poluvalni stup 399 (421)
 — prijemna za kratke valove 336 (354)
 — za kratkovalne odašiljače 392 (409)
 — za ultrakratkovalne odašiljače 419 (441)
 antenska veza induktivna 337 (355)
 — kapacitivna 337 (355)
 — antensko pojačalo 188 (198)
 antifejding-antena 402 (419)
 audion 151 (159)
 — zapornim poljem 448 (475)
 — sa zaštitnom rešetkom 181 (189), 339 (358)

automatska regulacija pojačanja 618, 633—637
 automatsko ugađanje motorom 300 (316)
 — ugađanje oštine 303 (318)
 automobilska antena 319 (337)
 automobilski prijemnik 318 (335)

B

Barkhausen-Kurzov titraj: 433 (460)
 baterijski prijemnik 309 (323)
 baterijsko žarenje 39 (38)
 baza 533, 534, 540
 bežična telefonija 431 (457), 446 (477), 451 (478)
 bežični promet komercijalni 501 (431)
 — pomorski 501 (431)
 — željeznički 501 (431)
 bežično mjerenje visine 450 (476)
 boja zvuka 64 (65)
 B-pojačalo 97 (103), 142 (151), 366 (387), 596
 brujanje, modulacija bruhanjem 231 (244)
 — napon bruhanja 19 (16)

C

Centimetarski valovi 451 (478)
 Clappov oscilator 641
 Colpittsov spoj 340 (368)
 Colpittsov oscilator 641
 C-pojačalo 97 (103), 366 (387)

Č

Čelične elektronke 238 (251)

D

- Decibel [dB] 557
- decimetarski valovi 432 (458)
 - , modulacija 445 (473)
 - , prijemnik 447 (474)
 - , primjena 450 (476)
 - , proizvodnje 433 (459)
- Delonov spoj 27 (25)
- demodulacija 149 (156)
- demodulator 149 (156), 613—630, 659, 661
- detekcija frekventno moduliranih titraja 513
- difuzni kapacitet 556
- dinamička karakteristika 42 (41), 577, 578
 - strmina 42 (41), 56 (56)
- dinamički kapacitet 654
- dinamički otpor 594, 596
- diodni ispravljač 158 (166)
- dipol 336 (354), 388 (409)
 - Hertzov 392 (409), 393 (415)
 - visinski 398 (420)
- direktna veza 584, 585
- direktni prijemnik 178 (185)
- disipacija 542, 592
- diskriminatori 513
- dobrota elektronke 58 (58)
- donor (davalac) 530
- doseg ultrakratkih valova 413 (433), 414 (434)
- drift-tranzistor 537, 631
- dugme-elektronka 433 (459)
- duodioda 161 (169)
- duodioda-trioda 162 (169)
- dvotaktni ispravljač 21 (17)

E

- Efekt naknadnog žarenja 445 (472)
 - sačme 66 (68), 184 (193), 608, 610
 - eksplozivna heksoda 208 (220)
 - karakteristika 206 (218)
 - pentoda 206 (218)
- električka skretnica 87 (93)
- elektrolitska srednja vrijednost 19 (15)
- elektroni u magnetskom polju 439 (465)
- elektronka čelična 238 (251)
 - Habannova 441 (470)
 - izlazna 96 (102)
 - kao element pojačala 47 (46)
 - malena 331 (348)
- elektronka s magnetskim poljem 433 (459), 438 (464)

- s magnetskim poljem s razre-
zanom anodom 443 (470)
- sa zapodnim poljem 433 (459),
433 (460)
- , šum elektronke 66 (68), 184 (193)
- za moduliranje 379 (401)
- za pomak 306 (322)
- elektronska veza 351 (370)
- elektrostrikcija 353 (372)
- eliminator brujanja 35 (32)
- emiter 533, 534, 540
- emitterski kondenzator 588
- emisija rešetke, termička 78 (82)

F

- Faktor gubitaka transformatorskog
lima 15 (10)
 - , izobličenja 103 (110), 105 (112)
 - modulacije 230 (243)
 - modulacije ukrštavanjem 233
(246)
 - pojačanja 58 (57)
 - rasipanja 93 (98)
 - reakcije 167 (173)
 - skraćivanja antene 386 (407)
 - stabilizacija 564
 - strujnog pojačanja α 539, 543,
552, 559, 561, 588
 - šuma 608, 648
 - ukrštene modulacije 233 (246)
- fazna modulacija 507
- fazni diskriminator 514, 618
- fazni kut strmine 652
- fazni pomak 580, 581
- fejding kratki 329 (345)
- fejding-regulacija automatska 211
(221)
- feritna antena 645, 646
- filter interferentni 128 (138), 280
(296)
 - , međufrekventni 280 (296)
- filter pojasni, induktivni 199 (209)
- , induktivno-kapacitivni 202 (212)
- , kapacitivni 202 (212)
- filterski spoj 29 (26), 71 (75)
 - s prigušnicom 29 (27), 31 (29)
 - s otporima 32 (31)
- filter tipkala 375 (397)
 - za zrcalne frekvencije 281 (297)
- FM-demodulator 618
- Fourierova analiza 103 (109)
- frekvencija, izobličenje 74 (77)
 - konstantnost frekvencije 352
(371)
 - , umnažanje frekvencija 361 (381),
419 (440)
- frekventna karakteristika 587

frekventna modulacija 376 (398),
503, 505
frekventni modulatori 511
frekventno područje za kratkoval-
ne amatere 334 (350)
frekventno područje za kratkoval-
ne razglasne stanice 334 (350)
Fuchsova antena 392 (413)

G

Galvanometrička srednja vrijed-
nost 19 (15)
galvanska reakcija 71 (74)
generator Habannov 443 (470)
germanij 528
Graetzov spoj 26 (24)
granična frekvencija 74 (77), 536,
557, 584, 585, 587, 588
— izlaznog stupnja 121 (130)
— otpornog pojačala 74 (82), 77 (81)
— pojačala s prigušnicom 81 (85)
— pojačala s transformatorom 86
(90), 89 (94)
granični otpor 369 (390)
gubici kolektora 542, 592, 593
gubici u namotaju 14 (9)
— uslijed histereze 15 (9)
— uslijed vrtložnih struja 14 (9)

H

h-parametri 551, 554, 584, 590, 592
Habannova elektronka 443 (470)
Habannov generator 443 (470)
Habannovi titraji 444 (471)
harmonička analiza 103 (109)
— serija (elektronki) 241 (254)
harmonički nadtitraji 103 (109)
Hartleyev oscilator 640
Hartleyev spoj 350 (367)
Heisingova modulacija 380 (402)
hedsoda regulaciona 208 (220)
— za miješanje 267 (281), 269 (283)
Hertzov dipol 388 (409), 393 (415)
hiperbola snage 542, 593, 594
histereza 12 (7)
Huth-Kühnov spoj 350 (369), 393
(438)

I

Indeks modulacije 506
indikator sa sjenom 222 (236)
— tinjalica 222 (236)

— ugadanja 221 (234)
interferentni titraji 253 (264)
ionska struja rešetke 78 (82)
isijavanje topline 451 (479)
ispravljač diodni 158 (166)
— dvotaktni 21 (17)
— jednotaktni 14 (13)
— s bakrenim oksidulom 25 (22)
— selenov 26 (23)
— suhi 25 (22)
ispravljačica plinom punjena 23
(20)
— s visokim vakuumom 17 (13)
— tinjava 24 (21)
izjednačenje opterećenja 372 (394)
izlazna elektronka 96 (102)
— snaga 96 (102)
izlazne karakteristike 540, 541, 548
izlazni otpor 583, 644
izlazni stupanj 96 (102)
— stupanj s pentodom 113 (120)
— stupanj s triodom 108 (116)
— transformator 97 (104), 122 (131)
izmjenični napon praznog hoda
(neopterećene elektronke) 56 (55)
— napon rešetke 46 (44)
izobličenje, faktor izobličenja 103
(110), 105 (112)
— frekvencija 74 (77)
— linearno 74 (77)
— modulacije 230 (243)
— nelinearno 102 (108)
— oblika 102 (108)
— prohvata (zbog promjene pro-
hvata) 100 (107)
izolatori 527
izvor smetnji 65 (66)

J

Jednadžba za samouzbuđenje 168
(173)
Jednotaktni ispravljač 18 (13)

K

Kapacitet anoda-rešetka 77 (80)
— elektronke 76 (80)
— kolektor-baza 650
— povratnog djelovanja 652
— rešetka-anoda 76 (80)
— rešetka-katoda 76 (80)
— spojeva (spojnih žica) 77 (81)
— štetni 77 (81)
karakteristika dinamička 42 (41)

- kratkog spoja elektronke 42 (40)
- modulacije 378 (400), 380 (401), 381 (402), 383 (404)
- radna 42 (41), 67 (70)
- statička 42 (41)
- usmjerne antene 395 (417)
- katoda, povratno žarenje 445 (472), — prividna, virtuelna 209 (220)
- katodna modulacija 264 (277)
- katodni otpor 69 (72)
- klizni napon druge rešetke 208 (219)
- koercitivna sila 12 (7)
- kolektor 533, 534, 540
- kolektorska snaga 563
- kombinirani tonovi 104 (111)
- komercijalni bežični promet 411 (431)
- komplementarno pojačalo 599
- korektor izobličenja 87 (93), 94 (100), 127 (131)
- kovalentna veza 528
- kratki fejdng 329 (345)
- kratkovalni odašiljač 411 (431)
- kratki valovi, prijem 329 (345)
- kristal-titrari 353 (372)

- krivulja magnetiziranja 12 (7), 13 (8)
- modulacije 378 (400), 380 (401), 381 (402), 383 (404)
- KV stupanj za miješanje 647
- kvarcov kristal 353 (372)
- kvazioptički valovi 413 (433)

- titrari 253 (263)
- međufrekventno pojačalo 283 (301), 293 (310), 621—633, 659, 661, 663
- medukrug 651, 652
- megaperm 86 (91)
- Messa-tranzistor 537
- metarski valovi, primjena 431 (456)
- , proizvođenje 415 (435)
- meteorološki odašiljač 410 (431)
- miješanje 639, 654
- mikrovalovi 451 (478)
- mjerenje visina, bežično 450 (476)
- modulacija brujanjem 231 (244)
- Heisingova 380 (402)
- , izobličenje 229 (242)
- , katodna 264 (277)
- , na rešetki, naponska 378 (400)
- , na rešetki, strujna 379 (401)
- , odašiljača 376 (398)
- , stupanj modulacije 230 (243)
- , ukrštavanjem 233 (245)
- , zapornom rešetkom 383 (403)
- modulatorka 379 (401)
- modulirana telegrafija 330 (347), 371 (392), 376 (398)
- moduliranje decimetarskih valova 445 (473)
- mrežna prigušnica 30 (28)
- mrežni transformator 7 (2)
- , proračun 15 (11)
- multiplikativno miješanje 266 (280)
- mumetal 86 (91)

L

- Lecherov sistem 419 (441) 435 (461), 443 (469)
- legirani lim, transformatorski 86 (91)
- limiter 517
- linearno izobličenje 74 (77)

M

- Magnetron 439 (464)
- maksimalna kolektorska struja 593
- maksimalni kolektorski napon 593
- Marconijeva antena 386 (407)
- materijalno-geometrijska konstanta 570, 571
- međufrekvencija 256 (268), 259 (271), 259 (272), 260 (273)
- međufrekventni filter 280 (296)
- pojasni filter 203 (215), 284 (301)

N

- N-germanij 530
- nadomjesna shema elektronke 56 (55)
- nadtitrari 102 (109)
- nadvalovi 102 (109)
- napon brujanja 19 (16)
- regulacije 212 (223), 213 (225)
- šuma 283 (299)
- uzbuđni 53 (52)
- zasićenja 541, 592, 594
- za popravljivanje ugađanja 303 (319)
- zaslonske rešetke, klizni 235 (249), 209 (219)
- naponska modulacija na rešetki 378 (400)
- negativna reakcija 565
- pobuda 602
- protureakcija 130 (139)

- reakcija 603—607
- naponsko pojačanje 53 (52)
- nečujno ugađanje 219 (231)
- negativna reakcija 75 (79), 129 (139), 296 (312)
- naponska 129 (139)
- strujna 132 (142)
- negativni otpor 200 (176)
- temperaturni koeficijent 527, 570
- nelinearna izobličenja 598
- nelinearno izobličenje 102 (108)
- nemodulirana telegrafija 330 (347), 371 (392)
- Nesteov spoj 177 (184)
- neutralizacija 196 (207), 558, 628, 629, 650
- anodna 360 (380)
- rešetkina 361 (380)
- neutrodinski spoj 196 (207)
- niskofrekventna izlazna pojačala 592
- niskofrekventni transformator 83 (88)
- niskofrekventno pojačalo 63 (63), 659, 663
- malih signala 584
- otporno 67 (69)
- s prigušnicom 79 (83)
- s transformatorom 82 (87)
- tranzistorsko 577
- NPN-tranzistor 533, 599
- NTC-otpornik 570, 598, 659

O

- Obrtač faze 600, 601
- odašiljač kratkih valova 411 (431)
- meteorološki 411 (431)
- , modulacija odašiljača 376 (398)
- , stupanj iskoristivosti 365 (386)
- s elektrankama 347 (365)
- s iskrištem 451 (479)
- upravljan kvarcom 356 (376), 357 (377), 358 (378)
- veliki 400 (422)
- odnos signal—šum 608, 609
- ograničivač 517
- oktoda 270 (286)
- optimalno područje regulacije 276 (292)
- osilator 253 (263)
- osilator s kvarcom 356 (376)
- osiguranje avionskog prometa 411 (431)
- pomorskog prometa 431 (456), 470 (476)
- ostatak napona 110 (118)

- struje 111 (118)
- oštrina rezonancije 192 (203), 195 (205)
- , ugađanje oštine 221 (233)
- , ugađanje oštine automatsko 303 (318)
- otpor granični 369 (390)
- katodni 69 (72)
- negativni 171 (176)
- šuma 283 (209)
- šuma elektronke 283 (299)
- valni 393 (414)
- zvučnika 114 (127)
- otporno pojačalo 67 (69)
- niskofrekventno 67 (69), 536
- otpor urdoks 37 (35)
- otporaka, urdoks i željezo u vodiku 37 (35)
- , željezo u vodiku 36 (34)

P

- P-germanij 530, 537
- paralelna rezonancija kod transformatora 90 (96), 341 (360)
- pentoda eksponencijalna 206 (218)
- permaloj 86 (91)
- piezoelektrički efekt 353 (372)
- ples elektrona, električki 434 (460), 436 (462)
- PN-spoj 530, 531, 533, 563
- PNP-tranzistor 533, 599
- početni napon 214 (225)
- područje frekvencija kratkovalnih razglasnih odašiljača 334 (350)
- frekvencija odašiljača kratkovalnih amatera 334 (350)
- regulacije, optimalno 276 (292)
- uzbudivanja 61 (61)
- pogonski predstupanj 144 (154)
- pojačalo, A-pojačalo 97 (103), 135 (145), 365 (386)
- , AB-pojačalo 143 (152)
- , B-pojačalo 97 (103), 142 (151), 366 (387)
- , C-pojačalo 97 (103), 366 (387)
- međufrekventno 284 (301), 289 (304)
- niskofrekventno 63 (63)
- otporno 67 (69)
- snage 96 (102), 139 (150), 294 (310)
- s prigušnicom 79 (83)
- s transformatorom 82 (87)
- visokofrekventno 183 (191)
- visokofrekventno aperiodsko 188 (179), 343 (362)

- pojačalo visokofrekventno s transformatorom 194 (204)
- visokofrekventno sa zapornim krugom 191 (200)
- pojačanje elektronke 47 (46)
- miješanja 270 (284), 644, 645
 - napon 581, 582, 651, 653
 - naponsko 54 (52)
 - snage 581, 651, 653
 - strujno 53 (51)
- pojasni filter induktivni 199 (209)
- induktivno-kapacitivni 203 (214)
 - kapacitivni 204 (212)
 - međufrekventni 203 (215), 284 (301)
- pojni vod prilagođeni 393 (414), 394 (415)
- ugođeni 389 (410)
- poluautomatski prednapon rešetke 70 (73)
- poluvalni stup 399 (421)
- poluvodiči 527
- pomak frekvencije 306 (321)
- postupak izvlačenja 535
- legiranja 535
- potencijalna barijera 531
- povratna veza 165 (170)
- povratno djelovanje 549, 550, 552, 555
- povratno djelovanje anode 49 (48), 53 (52)
- miješanje 647
 - žarenje katode 445 (472)
- pozitivni temperaturni koeficijent 654
- prebacivanje frekvencije 270 (282)
- predmagnetiziranje transformatora 87 (93)
- prednapon rešetke 46 (44)
- automatski 70 (73)
- predselekcija 280 (296)
- prekidanje oscilacija 170 (175)
- reakcije 169 (175)
- preostala struja kolektora 542, 547, 561, 592, 594
- preostali napon 99 (105)
- pretpojačanje 281 (298), 281 (308)
- prigušnica, filtarski spoj 29 (27), 32 (30)
- mrežna 30 (28)
 - titrajna 416 (436)
- prijemnik automobilski 318 (335)
- baterijski 309 (323)
 - na principu transponiranja 253 (263), 344 (364)
 - pučki 178 (186), 180 (188), 181 (189), 311 (326)
 - refleksi 242 (255)
 - s jednim krugom 178 (185)
- prijemnik sa šest tranzistora i dvije diode 657
- prijemnik s više krugova 185 (194)
- sa superregeneracijom 427 (451), 429 (454)
 - super 253 (263), 344 (364)
 - za decimetarske valove 447 (474)
 - za frekventnu modulaciju 521
 - za kratke valove 337 (356)
 - za metarske valove 421 (444)
- prijenosna vodljivost 555
- prijenosne karakteristike 598
- prijenosni odnos 9 (3)
- prilagodni otpor 84 (89)
- , najpovoljniji 101 (107), 109 (117), 110 (118), 115 (123)
- prilagođeni pojni vod 393 (414), 394 (415)
- prilagođivanje otpora 84 (89), 98 (104)
- zvučnika 118 (130)
- prividna (virtuelna) katoda 209 (220)
- prividno (pseudo-) prigušenje 192 (203)
- promet bežični komercijalni 411 (431)
- proizvođenje titraja pomoću elektronke 165 (170)
- proračun mrežnog transformatora 15 (11)
- profazno A-pojačalo 135 (145), 142 (152)
- B — pojačalo 142 (151)
- protufazno pojačalo 596
- protuparalelno pojačalo 599
- pučki prijemnik 182 (185), 180 (188), 181 (189), 311 (326)

R

- Radna karakteristika 42 (41), 67 (70)
- strmina 42 (41)
 - tačka 46 (44), 60 (60), 559, 579, 589
- radni pravac 550, 589
- rasipanje, faktor rasipanja 92 (98)
- transformatora 91 (97)
- rasipna rezonancija 93 (99), 341 (360)
- rasipni induktivitet 91 (97)
- ratio-detektor 518, 618, 630
- razmah faze 506
- frekvencije 505
- RC-veza 584
- reakcija 165 (170)
- , faktor reakcije 167 (173)
 - , galvanska 71 (74)
 - , negativna 75 (79), 129 (139), 302 (312)

- negativna naponska 130 (139)
- negativna strujna 132 (142)
- refleksni prijemnik 242 (255)
- reflektor 397 (418)
- regulacija fejdinga 211 (221)
- fejdinga, automatska 211 (221)
- jakosti zvuka, automatska 211 (221)
- jakosti zvuka prema karakteristici uha 249 (261)
- jakosti u visokofrekventnom dijelu 201 (216)
- krivulja regulacije 273 (288)
- optimalno područje 276 (292)
- unaprijed 218 (230), 294 (311)
- unatrag 218 (230)
- regulator boje tona 124 (133)
- regulatorka 36 (34)
- rekombinacija 532, 535
- remanencija 12 (7)
- rezonancija rasipna 93 (99)
- rasipnog induktiviteta 341 (360)
- rezonantna prigušnica 416 (436)
- rešetka, demodulacija rešetkom 151 (159)
- , modulacija na rešetki 378 (400)
- , prednapon rešetke 45 (44)
- rešetkina neutralizacija 360 (380)

S

- samooscilirajući stupanj za miješanje 640, 649, 663
- Samouzbuđenje elektronke 165 (170), 348 (366)
- sat s kvarcom 452 (371)
- Schnellov spoj 176 (183), 338 (356)
- selekcija tonska 341 (359)
- selektivnost 627, 628
- selenska dioda 664
- selenski ispravljač 26 (23)
- serijska rezonancija kod transformatora 88 (93), 93 (99)
- silicij 528
- sinhroni vibrator 326 (344)
- sistem paralelnih žica 419 (441), 435 (461), 443 (469)
- skretnica električka 87 (93)
- slojni tranzistor 533, 536
- smanjenje prigušenja 170 (176)
- smetnje, izvor smetnji 65 (66)
- uslijed tipkanja 375 (397)
- snaga izlazna 96 (102)
- spoj filtra 29 (26), 71 (75)
- s reakcijom 173 (180)
- spoj sa zajedničkim emiterom 540, 542, 562, 652

- spoj sa zajedničkom bazom 540, 542, 561, 652
- spoj sa zajedničkim kolektorom 540
- spoj superheterodinski 262 (274)
- u tri tačke 349 (367), 416 (436)
- za pretpojačavanje 281 (298), 291 (308)
- za superponiranje 262 (274)
- za transponiranje 262 (274)
- za udvostručivanje napona 27 (25)
- spojevi reakcioni 173 (180)
- za miješanje, noviji 267 (281) 269 (283), 271 (286), 275 (290)
- za miješanje, stariji 262 (274)
- srednja vrijednost, galvanometrička 19 (15)
- prijenosnog vala (za telefoniju) 384 (406)
- stabilizacija radne tačke 564—574
- stabilizacijska ćelija 664
- statička karakteristika 42 (40)
- strmina 42 (41)
- stepen modulacije 507
- strmina 555, 622, 643
- strmina dinamička 42 (41), 56 (56)
- miješanja 270 (285)
- statička 42 (41)
- strmine miješanja 643, 644, 645, 648
- struja baze 541
- emitera 541
- kolektora 541
- strujna negativna reakcija 566
- pobuda 602
- strujna protureakcija 132 (142)
- strujno pojačanje 53 (51), 582
- stupanj djelovanja 594
- stup-antena 399 (421)
- stupanj iskoristivosti elektronke 100 (106)
- iskoristivosti odašiljača 365 (386)
- modulacije 230 (243)
- stupnjevi za miješanje 639—654
- suh ispravljač 25 (22)
- super-prijemnik 253 (263), 344 (364)
- s jednim područjem 260 (273)
- u kovčegu 314 (331)
- veliki 291 (307)
- superheterodinski spoj 262 (274)
- superregeneraciona frekvencija 426 (453)
- reakcija 427 (451)
- superregeneracioni titraji 427 (451)
- svjetlosna telefonija 451 (480)

Š

- Štedni spoj (za anodnu struju) 402 (327)
 štetni kapacitet 77 (81)
 šum elektronke 66 (68), 184 (193)
 šum iskrenja ($1/f$ -šum) 607, 609, 610
 šum, napon šuma 283 (299)
 — tranzistora 607—611
 — uslijed razdiobe struje (u elektronki) 283 (300)
 —, otpor šuma 283 (299)
 — toplinski 65 (67) 184 (193)
 šumni otpor elektronke 282 (299)
 šupljina 529, 531, 532

T

- T-parametri 555, 584, 590, 591
 tačkasti tranzistor 533
 telefonija bežična 431 (457), 450 (477), 451 (478)
 — svjetlosna 451 (480)
 telegrafija modulirana 330 (347), 371 (392), 376 (398)
 — nedomulirana 331 (347), 371 (392)
 temperatura okoline 563
 — spoja 563
 temperaturna ovisnost elemenata 653
 — povratna reakcija 559
 temperaturni koeficijent 570, 572, 654
 termička nestabilnost 561, 570
 — ravnoteža 563
 termistor 565
 tinjalica-indikator 222 (236)
 tinjalica-ispravljačica 24 (21)
 tipkanje odašiljača 371 (392)
 — rešetkinog kruga, zaporno 374 (395)
 rešetkinog kruga, zaporno 374 (395)
 — u anodnom krugu 372 (393)
 titraji drugog reda 366 (387)
 — Habanovi 440 (471)
 — interferentni 253 (264)
 — kristala 353 (372)
 — međufrekventni 253 (263)
 — prvog reda 365 (386)
 toplinski otpor 563
 — šum 65 (67), 184 (193), 608, 610
 toplinski šum 65 (67), 184 (193)
 toplinsko isijavanje 451 (479)
 transformator izlazni 97 (104), 122 (131)
 — mrežni 7 (2)
 — niskofrekventni 83 (88)
 —, predmagnetiziranje 87 (93)

- , rasipanje 91 (97)
 — visokofrekventni 194 (204)
 — za prilagođenje 122 (131)
 transformatorska veza 584
 transformatorski lim za mrežne transformatore 14 (9)
 — za niskofrekventne transformatore 86 (91)
 transformatorsko pojačalo 82 (87)
 tranzistor kao pojačalo 539, 573
 tranzistor s površinskom barijerom 536
 tranzistorski oscilatori 639
 trioda-heksoda 274 (289)
 tuner 653, 661
 turmalinsko upravljanje 418 (440)

U

- Udvostručivanje napona 27 (25)
 ugađanje jednim dugmetom 183 (192), 253 (263), 277 (293)
 — kratkovalnog prijemnika 333 (350)
 — nečujno 219 (231)
 — oštine 221 (233)
 — oštine automatsko 303 (318)
 — pojasevima 334 (351)
 ugođeni pojni vod 389 (410)
 ukrštena modulacija 233 (245)
 UKV stupanj za miješanje 648—654
 UKV tuner 653, 661
 ulazne karakteristike 542, 602
 ulazni otpor tranzistora 549, 551, 583, 590, 644
 ultradinski spoj 262 (274)
 ultrakratki valovi 413 (432)
 —, antene 419 (441)
 ultrakratkovalni i srednjevalni prijemnik 660
 umnažanje frekvencija 361 (381), 418 (440)
 univerzalni prijemnik 298 (314)
 —, žarenje 38 (36)
 unutarnja vodljivost tranzistora 549, 551, 552
 unutarnji otpor tranzistora 547, 551, 583
 urdoks-otpor 37 (35)
 uređaj za naknadno ugađanje 306 (322)
 usmjerna antena 337 (354), 395 (416)
 — s reflektorom 397 (418)
 uzbudni napon 53 (51)
 uzbudivanje strano 348 (366), 359 (379)
 — turmalinom 418 (440)

V

- Valni otpor 393 (414)
- valovi centimetarski 451 (478)
 - decimetarski 432 (458)
 - metarski 415 (435)
 - ultrakratki 413 (432)
- veza elektronska 351 (370)
 - kritična 200 (210)
 - natkritična 200 (210)
 - potkritična 200 (210)
- vezne frekvencije 200 (210)
- vezni kapacitet 587
- vibrator 39 (37), 324 (341)
- virtuelna (prividna) katoda 209 (220)
- visinska dipolna antena 398 (420)
- visokofrekventna tranzistorska pojačala 621—637
- visokofrekventni transformator 194 (204)
- visokofrekventno pojačalo 183 (191)
- visokofrekventno UKV prepojačalo 652
- vodiči 527
- vremenska konstanta 75 (78)
- vrijeme putovanja elektrona 331 (348)

Y

Y-parametri 554

Z

- Zapor protiv reakcije 71 (74)
 - (filar) protiv ultrakratkih valova 250 (261)
 - za 9 kHz 124 (138)
- zaštitni namotaj 17 (12)
- Zener dioda 565
 - Zeppelin antena 392 (412)
- zrcalna frekvencija 257 (269)
- zvučnik, otpor 118 (127)

Z

- Žarenje baterijsko 39 (38)
 - istosmjernom strujom 35 (33)
 - izmjeničnom strujom 34 (32)
- željezni lim za mrežne transformatore 14 (9)
 - za niskofrekventne transformatore 86 (91)
- žir-elektronke 433 (459)

SADRŽAJ

I. Opskrba energijom uređaja s elektronkama

	Stranica
Mrežni transformator	7
Ispravljač s elektronkom	17
Suhi ispravljači	25
Filtarski spojevi	28
Spojevi za žarenje elektronki	34

II. Niskofrekventno pojačalo

Radna karakteristika	41
Elektronka kao pojačalo	45
Izračunavanje pojačanja struje i napona	51
Izbor radne tačke	60
Općenito o niskofrekventnim pojačalima	63
Otporno niskofrekventno pojačalo	67
Frekventne karakteristike otpornog pojačala	74
Niskofrekventno pojačalo s prigušnicom	79
Niskofrekventno pojačalo s transformatorom	82
Ovisnost o frekvenciji transformatorskog pojačala	86
Općenito o izlaznom stupnju niskofrekventnog pojačala	96
Faktor izobličenja	102
Jednostavni izlazni stupanj s triodom	108
Jednostavan izlazni stupanj s pentodom	113
Najpovoljnije prilagođenje zvučnika	118
Reguliranje boje tona i korekcija izobličenja	124
Niskofrekventna negativna reakcija	129
Protufazno A-pojačalo	135
Protufazno B-pojačalo	142

III. Demodulatori

	Stranica
Anodni demodulator	149
Demodulacija rešetkom	151
Diodni demodulator	158

IV. Povratna veza ili reakcija

Princip povratne veze	165
Radni uvjeti pri samouzbuđenju	167
Smanjivanje prigušenja pomoću reakcije	170
Važniji spojevi s reakcijom	173
Direktni prijemnik sa jednim krugom	178

V. Visokofrekventno pojačalo

Općenito o pojačalima visoke frekvencije	183
Aperiodsko visokofrekventno pojačalo	188
Visokofrekventno pojačalo sa zapornim krugom	190
Visokofrekventno pojačalo s transformatorskom vezom	194
Pojasni filter	199
Regulacija jakosti zvuka u visokofrekventnom pojačalu	205
Automatska regulacija fejdinga i jakosti zvuka	211
Odgodena regulacija fejdinga i jakosti zvuka	215
Optički indikator za ugađanje	221
Izobličenja modulacije i modulacija brujanjem	229
Modulacija ukrštavanjem	233
Klizni napon zaslonske rešetke	235
Čelične elektronke	238
Refleksni prijemnici	242
Način gradnje i rad direktnog prijemnika s dva titrajna kruga i pet elektronki	245

VI. Prijemnici sa superponiranjem

	Stranica
Bit superponiranja	253
Izbor međufrekvencije	256
Stariji sklopovi za miješanje	262
Multiplikativno miješanje	265
Moderne miješalice	269
Usklađivanje oscilatora	277
Poboljšanje predselekcije	280
Šum ulaznog spoja	282
Međufrekventno pojačalo	284
Super sa šest krugova i pet elektronki	286
Super sa šest elektronki i sedam krugova	291
Još neke primjedbe o superima	298

VII. Baterijski prijemnici

Općenito o baterijskim prijemnicima	309
Nekoliko primjera baterijskih prijemnika	311
Automobilski prijemnik	318
Vibrator	324

VIII. Prijemnici za kratke valove

Općenito o prijemu kratkih valova	329
Ugađanje prijemnika za kratke valove	333
Najvažnije izvedbe prijemnika za kratke valove	336

IX. Odašiljači

Općenito o odašiljačima	347
Najjednostavniji spojevi odašiljača	349
Odašiljači upravljani kvarcovim kristalom	352
Odašiljač sa stranim uzbuđivanjem	359

	Stranica
Umnažanje frekvencija	361
O radu elektronke u odašiljaču	365
Tipkanje odašiljača	371
Moduliranje odašiljača	376
Najvažnije vrste antena za odašiljanje	386
Spoj i način gradnje velikog odašiljača	400
Glavna područja upotrebe kratkih, srednjih i dugih valova	411

X. Odašiljači i prijemnici na ultrakratkim valovima

Bit ultrakratkih valova	413
Proizvođenje metarskih valova	415
Primanje metarskih valova	421
Najvažnija područja primjene metarskih valova	431
Općenito o decimetarskim valovima	432
Način rada elektronke sa zapornim poljem	433
Način djelovanja elektronke s magnetskim poljem	438
Primanje decimetarskih valova	447
Glavna područja primjene decimetarskih valova	450
Centimetarski valovi i mikrovalovi	451
Odgovori na pitanja	455
Rješenje zadataka	469

DODATAK UZ I DIO

Frekventna modulacija

Uvod	503
Frekventni modulatori	511
Detekcija frekventno moduliranih titraja	513
Opis ultrakratkovalnog prijemnika za frekventnu modulaciju	521

Fizikalne osnove tranzistora

Poluvodiči	527
Kristalna struktura	528
Dodavanje kemijskih primjesa, N-germanij, P-germanij	529

PN-spoj	530
Slojni tranzistor. Tranzistorsko djelovanje	533
Tehnološki postupak dobivanja tranzistora	535
Tranzistor kao pojačalo	538

Tranzistorske karakteristike

Uvod	539
Izlazne karakteristike tranzistora	540
Ulazne karakteristike	542
Faktor strujnog pojačanja, unutarnji otpor, ulazni otpor, povratno djelovanje	543

Nadomjesne sheme i parametri tranzistora

h-parametri	551
Y-parametri	554
Nadomjesna shema tranzistora pri visokim frekvencijama	556

Određivanje radne tačke i utjecaj temperature na rad tranzistora

.	559
Ovisnost tranzistorskih spojeva o temperaturi	561

Stabilizacija radne tačke

Faktor stabilizacije	564
Stabilizacija naponskom reakcijom — otpornikom između kolektora i baze	565
Stabilizacija strujnom negativnom reakcijom — otpornikom u emiteru	566
Stabilizacija djeliteljem napona baze i otpornikom u emiteru	568
Stabilizacija strujnom i naponskom negativnom reakcijom	570
Stabilizacija radne tačke nelinearnim elementima	570
Negativna reakcija istosmjerne struje preko nekoliko stupnjeva pojačala	574

DODATAK UZ II DIO

Niskofrekventna tranzistorska pojačala

Radna karakteristika	577
Tranzistor kao pojačalo	578
Pojačanje napona i snage	581
Uspoređenje tranzistorskih spojeva	582
Niskofrekventna pojačala malih signala	584
Otporno niskofrekventno pojačalo	586

Frekventna karakteristika	587
Niskofrekventna izlazna pojačala	592
A-pojačalo	593
B-pojačalo	596
Tranzistorski obrtači faze	600
Pobuđivanje tranzistora	602
Negativna reakcija	603
Negativna reakcija kod jednog tranzistora	604
Negativna reakcija preko dva stupnja pojačala	606
Šum tranzistora	607
Faktor šuma	608
Tranzistorski šum	609

Demodulatori u tranzistorskim prijemnicima

AM demodulator	613
Prilagođenje	614
Tranzistorski demodulator	617
FM demodulator	618

Visokofrekventna tranzistorska pojačala

Međufrekventno tranzistorsko pojačalo	621
Međufrekventno pojačalo s jednostavnim titrajnim krugom	621
Međufrekventno pojačalo s pojasnim filtrom	626
Međufrekventni FM stupanj	630
Kombinirani međufrekventni stupnjevi	631
Automatska regulacija pojačanja	633

Tranzistorski stupnjevi za miješanje

Tranzistorski oscilatori	639
Miješanje u tranzistorskim prijemnicima	641
Stupanj za miješanje u kratkovalnom prijemniku	647
UKV stupanj za miješanje	648
Visokofrekventno UKV pretpojačalo	652
UKV tuner (tjuner)	653
Ovisnost elemenata o temperaturi	653

Tranzistorski prijemnici

Općenito o tranzistorskim prijemnicima	657
Prijemnik sa šest krugova i šest tranzistora	657
Ultrakratkovalni i srednjevalni prijemnik sa devet tranzistora	660

Znak: 317 S

Izdanje:

Dr WALTER DAUDT
RADIO-TEHNIKA

II DIO

Naslov originala:

FUNKTECHNIK
Teil II

Preveli:

Ing. ROMAN GALIĆ
Prof. dr ing. TIHOMIL JELAKOVIĆ
Ing. VJEKOSLAV MUŽINIĆ

Izdavač:

TEHNIČKA KNJIGA
Zagreb, Jurišićeva 10

Uredništvo srednjoškolskih udžbenika

Glavni urednik:

ZVONIMIR VISTRIČKA

Urednik edicije:

IVAN UREMOVIĆ

Tehnički urednik:

ŽARKO PAVUNIĆ

Tisak:

ŠTAMPARIJE VJESNIK, ZAGREB

Tisak dovršen:

SRPNJA 1963.