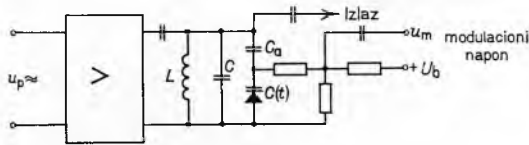


postize se tražena stabilnost frekvencije odašiljača (v. poglavlje ovog članka Elektronički uređaji u radio-prijenosu).

U filterasko-faznom modulatoru promjenljiva reaktancija narušava rezonanciju paralelnog titrajnog kruga usklađenog pojačala (sl. 22). Posljedica periodiske neusklađenosti titrajnog kruga je



Sl. 22. Modulacija faze usklađenog pojačala (oznake iste kao u sl. 21)

periodski promjenljiva amplituda i faza pojačanog signala. Neželjena amplitudna modulacija uklanja se graničnikom amplitude, a fazna devijacija povećava se nizom od više modulatora.

**Impulsna modulacija.** Različite vrste impulsne modulacije (impulsno-amplitudna, impulsno-širinska, impulsno-fazna i impulsno-kodna) primjenjuju se uglavnom samo u uređajima usmjerenih veza i bit će obrađene u člancima o telegrafiji i telefoniji (v. i poglavlje Šum, str. 634).

### Stupanj za prilagođenje

Ovaj stupanj, koji je priključen na izlazno pojačalo odašiljača, treba da prilagodi izlaz odašiljača na antenu ili napojni vod antene. Njegov je zadatak da, s jedne strane, kompenzira reaktivnu komponentu impedancije antene i da, s druge strane, prilagodi otpor antene ili valni otpor pojnog voda otporu izlaznog pojačala. Za tu se svrhu primjenjuju četveropoli različitih izvedbi, npr. L- i  $\Pi$ -filtri.

LIT.: G. A. Дробов, Радиопередающие устройства, Москва 1951. — H. A. Thomas, Theory and design of valve oscillators, London 1951. — W. A. Edson, Vacuum tube oscillators, New York 1953. — С. И. Бычков, Магнетронные передатчики, Москва 1955. — Э. И. Модель, Радиопередающие устройства, Москва, 1961. — С. И. Еватиню, Радиопередающие устройства, Москва 1950. — L. Gray, R. Graham, Radiotransmitters, New York 1961. — R. Buis, Centres émetteurs de haute montagne en ondes métriques et décimétriques, Paris 1966. — V. O. Stokes, Radiotransmitters, London 1970.

I. Modlić

## RADIO-PRIJEMNICI

**Radio-prijemnici** su naprave sastavljene od niza elektroničkih sklopova s pomoću kojih se iz signala što ih u anteni induciraju modulirani elektromagnetski valovi izvaja, pojačava i detektira signal koji sadrži željenu informaciju. Ta se informacija prenosi korisniku odgovarajućim uređajem za reprodukciju, npr. slušalicama, zvučnikom, teleprinterom, ekranom katodne cijevi, posredstvom memorije računala i sl.

Radio-prijemnici mogu biti izvedeni kao samostalni uređaji ili kao dio drugih elektroničkih uređaja. Osim za prijem programa radio- i televizijskih predajnih stanica, oni se upotrebljavaju u svim vrstama radio-veza, u goniometarskim, radarskim i elektroničkim navigacijskim uređajima, u radio-astronomiji i dr.

Marta 1893 održao je Nikola Tesla u Franklinovom institutu u Washingtonu predavanje i demonstraciju predaje i prijema elektromagnetskih valova. Time je Tesla položio temelje bežičnom prenosu energije i radio-vezama. Već 1896 Tesla postiže svojom 200-kilovatnom eksperimentalnom radio-predajnom i pripadnom prijemnom stanicom, postavljenim u Coloradu, bežični prenos signala na udaljenosti od 30 km na dugim valovima. Pri tom je kao indikator prijema upotrijebio plinom punjenu sijalicu. Izvanredno zaslužni pioniri radio-prijemne tehnike, i radio-veza uopće, bili su A. S. Popov i G. Marconi. U maju 1895 u Ruskoj akademiji nauka Popov demonstrira predaju i prijem radio-valova. Već 1899 Popov usavršava svoj prijemnik i demonstrira prenos radio-telefonije na udaljenosti od 35 km. Kao prva otpočela je tvrtka Marconi Co u Engleskoj s proizvodnjom radio-predajnika i prijemnika 1897. U prvim radio-prijemnicima kao indikatori ili detektori služili su kohereri (cijevčice s metalnim prahom) i magnetski ili elektrolitski detektori. S obzirom na neefikasnost tih uređaja, tadašnji su dometi bili maleni. Tek primjenom kristalnog detektora u prijemnicima omogućene su radio-veze na velike udaljenosti.

Nakon pronalaska diode (S. J. Fleming, 1904) i triode (Lee de Forest, 1906) počinje u toku prvog svjetskog rata uspon radio-prijemne tehnike. Razvijeni su prvi detektori s elektronkama, pojačala i oscilatori (A. Meissner, 1913). Direktno prijemnike s kristalnim detektorom zamjenjuje audio-prijemnik (prijemnik s regeneracijom), koji se koristi pozitivnom povratnom spregom (E. H. Armstrong, 1913).

Sljedeći je korak u razvoju radio-prijemne tehnike heterodinski prijemnik, koji omogućava prijem telegrafije na nemoduliranom prenosnom valu. Direktnom prijemniku dodan je u tom slučaju oscilator (heterodin) koji je induktivno spregnut na antenski krug prijemnika. Izbijanjem signala primljenog antenom i signala što ga stvara heterodin dobije se nakon detekcije u slušalicama određeni ton, npr. 1000 Hz, moduliran telegrafskim (Morseovim) znacima.

1917 Levi daje novu shemu radio-prijemnika, koja sadrži dva pomoćna lokalna oscilatora, pa od toga dolazi naziv superheterodin. Godinu dana kasnije E. H. Armstrong patentira usavršenu shemu superheterodinskog prijemnika koji već sadrži sve bitne podsklopove današnjih modernih radio-prijemnika. Paralelno s radio-prijemnicima razvijali su se i sastavni dijelovi, posebno specijalne prijemne elektronke. U drugom svjetskom ratu mnogo se je radilo na usavršavanju kristalnih dioda iz prvih godina prijemne radio-tehnike. Usavršavanje tih dioda bilo je potrebno za radarske prijemnike na decimetarskim i centimetarskim valovima. Na temelju tih istraživačkih radova izraden je 1948 prvi kontakti tranzistor, a 1949 slojni tranzistor. U toku posljednjih 20 godina razvijeni su novi tranzistori vrlo visokih kvaliteta za radio-prijemnu tehniku, a pored njih čitav niz drugih poluvodičkih elemenata.

**Podjela radio-prijemnikâ.** Suvremeni radio-prijemnici dijele se prema namjeni na kućne ili koncertne radio prijemnike, kojima se primaju programi radio-difuzijskih stanica, i na profesionalne radio-prijemnike koje primjenjuju za održavanje radio-vezâ državne, društvene i druge organizacije, npr. armija, novinske agencije, brodarska poduzeća itd. Tehnički zahtjevi za profesionalne radio-prijemnike daleko su oštriji nego za koncertne.

Radio-prijemnici dijele se također prema frekvencijskim područjima za koja su konstruirani (v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-prijenosu, tabl. 1) i prema vrsti rada za koju su predviđeni (npr. za rad s amplitudnom modulacijom A1, A2, A3 ili s frekvencijskom modulacijom F1, F6, v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-vezama). U praksi se radio-prijemnici konstruiraju za prijem jednog frekvencijskog područja ili više njih, ili za jednu vrstu rada ili više njih.

Radio-prijemnici dijele se i prema mjestu i ambijentu eksploatacije na prijemnike predviđene za montažu u stacionarnim radio-centrima, na prijemnike za pokretne objekte (brodove, avione, umjetne satelite i sl.) i na prenosne prijemnike. Razlike u pogledu tehničkih zahtjeva, naročito konstrukcijske izvedbe, klimatske i mehaničke zaštite za te su pojedine vrste prijemnika znatne i u većini se slučajeva ti prijemnici ne mogu jedan drugim zamijeniti.

Prema načinu biranja željene frekvencije postoji podjela na prijemnike s kontinuiranim biranjem bilo koje frekvencije unutar njihovog radnog područja, prijemnike s mogućnošću izbora između 1 do 30 fiksnih frekvencija i prijemnike s dekadnim biranjem frekvencija, kojima lokalni oscilator radi na principu frekvencijske sinteze ili analize.

Prema aktivnim elementima koji su upotrijebljeni u sklopovima prijemnika govori se o prijemnicima s elektronkama i o tranzistorskim prijemnicima.

**Osnovne karakteristike prijemnikâ.** Najvažnije osnovne karakteristike radio-prijemnika jesu: osjetljivost, selektivnost, frekvencijska stabilnost, tačnost postavljanja na željenu frekvenciju, vjernost reprodukcije primljene informacije i sigurnost u eksploataciji.

**Osjetljivost prijemnika** određena je potrebnim nivoom normiranog visokofrekventnog signala koji je doveden na ulaz prijemnika, da bi se na izlazu dobila normirana izlazna snaga uz određeni odnos signala prema šumu. Osjetljivost radio prijemnika izražava se bilo u mikrovoltima bilo u decibelima u odnosu na 1  $\mu$ V. Za goniometarske prijemnike u kojima je antena sastavni dio uređaja, osjetljivost se izražava jakošću polja, tj. u  $\mu$ V/m.

Osjetljivost je pojedinih vrsta prijemnika različita. Tako se osjetljivost dobrih prijemnika za prijem radio-difuzije na srednjem valu kreće između 8 i 15  $\mu$ V. Kod kvalitetnih profesionalnih prijemnika postignute su na srednjim i visokim frekvencijama osjetljivosti od 0,5 do 5  $\mu$ V, a za odnos signal/šum bolji od 20 dB.

Pri određivanju osjetljivosti postavljaju se najčešće svi promjenljivi elementi na maksimalno pojačanje, a automatska se regulacija pojačanja isključuje. Normirani visokofrekvencijski ulazni signal moduliran je pri amplitudnoj modulaciji sa 600 Hz (ponekad 800 ili 1000 Hz) uz stupanj modulacije od 30%. Pri frekvencijskoj modulaciji on je moduliran sa 600 Hz (ponekad 800 ili 1000 Hz) uz devijaciju od 22,5 kHz (tj. 30% od maksimalne devijacije od 75 kHz) za koncertne prijemnike, i uz devijaciju od 5,3 kHz (tj. 30% od maksimalne devijacije od 15 kHz) za profesionalne prijemnike.

Normirana izlazna snaga iznosi 0,5 W za prijemnike koji imaju izlaznu snagu veću od 1 W, 50 mW za prijemnike koji imaju izlaznu snagu od 0,1 W do 1 W, a 1 W za prijemnike koji se upotrebljavaju u motornim vozilima ili prostorijama s velikom bukom, a reprodukcija se signala obavlja pomoću zvučnika.

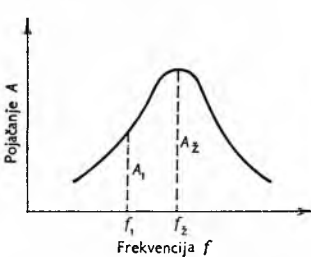
Osjetljivost radio-prijemnika ograničena je ukupnim unutrašnjim šumom. Stoga se osjetljivost obično vezuje za vlastiti šum prijemnika odredbom da standardni nivo mora biti za 10 ili 20 dB iznad vlastitog šuma.

**Selektivnost** je sposobnost radio-prijemnika da iz mnogobrojnih u anteni induciranih radio-signala različitih frekvencija izdvoji samo signal željene frekvencije.

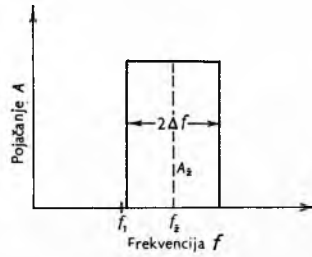
Na početku razvoja radio-prijemne tehnike selektivnost prijemnika nije bila od prvorazrednog značenja jer je broj odašiljačkih radio-stanica bio relativno malen, a razmaci između njihovih radnih frekvencija bili su veliki. Međutim, zbog stalnog povećavanja broja radio-odašiljačkih stanica, selektivnost postaje najvažniji faktor u ocjeni kvaliteta prijemnika.

Zahtjev za većom ili manjom selektivnošću nije kod svih vrsta prijemnika jednak. Na područjima niskih i srednjih radio-frekvencija, koje su međunarodnim ugovorom raspoređene i gdje se predajne stanice na frekvencijskoj skali nalaze na udaljenosti jedne od druge po 9 kHz, zahtjevi za selektivnošću prijemnika su nešto manji nego na području visokih frekvencija, gdje je broj radio-predajnih stanica daleko veći, a osim toga korisnici u mnogim slučajevima proizvoljno biraju radnu frekvenciju.

Pojam selektivnosti radio-prijemnika može se objasniti pomoću ukupnog pojačanja prijemnika. Ako se prijemnik podese na određenu željenu frekvenciju  $f_z$  i na ulaz prijemnika dovede signal iste frekvencije  $f_z$ , ukupno pojačanje prijemnika bit će  $A_z$ . Promjenom frekvencije ulaznog signala na frekvenciju  $f_1$ , a da se pri tome ne mijenja ništa na prijemniku, smanjit će se pojačanje na iznos  $A_1$ . Na sl. 1 prikazana je krivuljom ovisnost pojačanja  $A$  o frekvenciji  $f$  ulaznog signala, pri čemu je amplituda ulaznog signala konstantna, a prijemnik je stalno ugođen na željenu frekvenciju  $f_z$ .



Sl. 1. Krivulja selektivnosti radio-prijemnika.  $A_z$  pojačanje na željenoj frekvenciji  $f_z$ ,  $A_1$  pojačanje na frekvenciji  $f_1$



Sl. 2. Idealna krivulja selektivnosti.  $A_z$  pojačanje na željenoj frekvenciji  $f_z$ ,  $f_1$  frekvencija nepoželjnog signala,  $2\Delta f$  propusna širina prijemnika

Ako se na ulaz prijemnika dovedu dva signala jednake amplitude, i to jedan frekvencije  $f_z$  na koju je prijemnik ugođen i drugi frekvencije  $f_1$ , pojavit će se na njegovom izlazu, osim signala željene frekvencije  $f_z$ , i nepoželjni signal frekvencije  $f_1$ , iako malo oslabljen. Da se uopće ne bi registrirala informacija signala  $f_1$ , krivulja selektivnosti prijemnika morala bi biti oštija, u idealnom slučaju kao na sl. 2. Ovakva idealna krivulja selektivnosti ne može se postići, niti je ona potrebna.

Širina frekvencijskog pojasa  $2\Delta f$  (sl. 2) potrebna je radi prenosa informacije koja je modulacijom utisnuta prenosnom valu. Potrebna širina pojasa ovisi o vrsti modulacije i vrsti rada. Tako je za amplitudno modulirani prenosni val sa dvobočnim prenosom (vrsta rada A3), što se upotrebljava u radio-difuziji na niskim i srednjim frekvencijama, određena širina  $2\Delta f = 9$  kHz, a za amplitudno-zvučnom telegrafijom moduliran prenosni val s prenosom obaju bočnih područja (vrsta rada A2) dovoljna je širina pojasa  $2\Delta f = 1,2 \dots 2$  kHz. Za nedomuliranu telegrafiju (vrsta rada A1), propusna širina može biti vrlo mala i ona u visokokvalitetnim profesionalnim prijemnicima iznosi ponekad samo  $\Delta f = 100$  Hz. Za frekvencijski moduliran prenosni val u radio-difuziji (vrsta rada F3) potrebna je širina propusnog pojasa od  $2\Delta f = 160$  kHz.

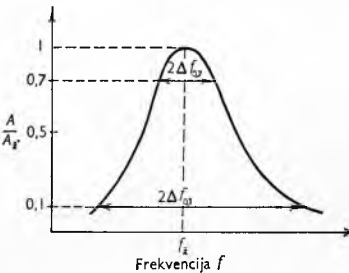
Radi komparacije krivulj selektivnosti različitih prijemnika najčešće se upotrebljava normalizirana krivulja selektivnosti, prikazana na sl. 3, pri čemu je  $A/A_z$  kvocijent gušenja na određenoj frekvenciji  $f$  prema željenoj frekvenciji  $f_z$  na koju je podešen

prijemnik.  $2\Delta f_{0,7}$  predstavlja propusnu širinu pri kojoj je gušenje  $A/A_z = 0,707$  ili 3 dB. Za kvalitetne se prijemnike daje krivulja selektivnosti u obliku grafikona ili se propusna širina definira pri 3, 6, 20, 40 i 60 dB.

Veći dio kvalitetnih prijemnika, naročito za visokofrekvencijsko područje, ima mogućnost stepeničaste ili kontinuirane promjene selektivnosti. S većom selektivnošću pada dakako vjernost reprodukcije informacije. Stoga je potreban kompromis između selektivnosti i vjernosti reprodukcije, što u praksi od slučaja do slučaja rješava manipulant izborom najprikladnije selektivnosti.

**Frekvencijska stabilnost radio-prijemnika.** Do nedavna je frekvencijska stabilnost radio-prijemnika bila od sekundarnog značenja. Poslužilac je, naime, podešavajući stalno prijemnik na optimalni prijem, ispravljao eventualne promjene frekvencije predajnika i oscilatora vlastitog prijemnika. Primjenom visokofrekvencijskih radio-veza za rad s teleprinterom, frekvencijska stabilnost postaje važna. Naročito je važna frekvencijska stabilnost prijemnika u slučaju rada naslijepo, tj. kad se bez prethodnog uspostavljanja veze između predajnika i prijemnika vrši emisija na unaprijed dogovorenoj frekvenciji. Frekvencijska stabilnost prijemnika vanredno je važna i pri vrsti rada A3J, tj. pri jednobočnom prenosu amplitudno moduliranog vala s potisnutim valom nosiocem (v. dalje).

Frekvencijska stabilnost prijemnika ovisi prije svega o stabilnosti njegovog lokalnog oscilatora. Klasični lokalni oscilator s promjenljivom frekvencijom može u najboljem slučaju imati frekvencijsku stabilnost od  $\pm 10^{-5}$ , tj.  $\pm 0,001\%$  nazivne frekvencije. On će, npr., pri frekvenciji 20 MHz varirati do  $\pm 200$  Hz. Povećana stabilnost frekvencije prijemnika postiže se i pomoću automatske regulacije frekvencije. U novije se vrijeme ovaj problem rješava primjenom sintezatora (v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-vezama).



Sl. 3. Normalizirana krivulja selektivnosti.  $A/A_z$  kvocijent gušenja na određenoj frekvenciji  $f$

**Tačnost postavljanja.** U klasičnim se prijemnicima bira željena frekvencija okretanjem promjenljivog kondenzatora. U tom slučaju tačnost postavljanja ovisi o mehaničkoj preciznosti pogonskog prenosa koji spaja okretljivi kondenzator lokalnog oscilatora s kazaljkom na frekvencijskoj skali prijemnika, nadalje o tačnosti

baždarenja lokalnog oscilatora prema podjeli na frekvencijskoj skali prijemnika i o tačnosti očitavanja položaja na skali. Ukupna tačnost postavljanja prijemnika na unaprijed određenu frekvenciju relativno je mala. Greška je sve veća na sve višim frekvencijama, jer obično na višim frekvencijama ista skala obuhvaća šire frekvencijsko područje, pa prema tome na jedan podjeljak skale dolazi veći pojas frekvencija. Na visokofrekvencijskom području ova greška iznosi čak i kod kvalitetnih prijemnika 5 ... 10 kHz.

Radi povećanja tačnosti postavljanja na određenu frekvenciju ugrađuje se ponekad u prijemnik poseban kvarcni oscilator za baždarenje, npr. osnovne frekvencije 100 kHz. Viši harmonici tog oscilatora iskorištavaju se za iznalaženje tačnog položaja na skali za dvije bliske frekvencije koje leže u blizini ispred i iza željene frekvencije, npr. 2,4 MHz i 2,5 MHz. Određena frekvencija između tih tačaka utvrđuje se pomoću interpolacije ili u prijemnik ugrađene frekvencijske lupe, tj. uređajem kojim se uski pojas frekvencije može rastegnuti preko neke veće skale. Znatno povećanje tačnosti postavljanja postiže se s prijemnicima koji rade samo na određenim fiksnim kanalima i imaju kvarcni lokalni oscilator. Za svaki je kanal u tom slučaju potrebna posebna kristalna jedinka.

Konačno rješenje problema tačnosti postavljanja prijemnika na određenu frekvenciju postignuto je primjenom sintezatora ili analizatora frekvencija, koji se danas kao sklopovi ugrađuju u najkvalitetnije prijemnike (v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-vezama). Pomoću njih postiže se tačnost frekvencije od

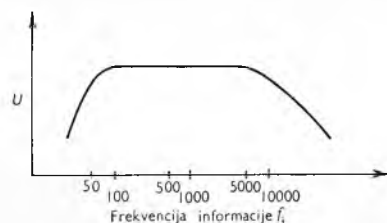
$10^{-6}$  do  $10^{-9}$  nazivne frekvencije. Tačnost raste, naravno, s kvantitetom frekvencijske normale koja se upotrebljava za sintezatorom.

**Nepoželjno zračenje.** Neki podsklopovi u radio-prijemniku mogu biti izvori zračenja nepoželjnih signala različitih frekvencija. To je zračenje naročito nepogodno ako se u blizini nalaze drugi prijemnici. Kod superheterodinskih prijemnika izvori zračenja mogu biti lokalni oscilator, stepen za miješanje, gdje se stvaraju nepoželjni harmonici lokalnog oscilatora, posljednji stepen međufrekvencijskog pojačala, gdje je nivo međufrekventnog signala preko 1 V, i stepen za demodulaciju, na kojem se stvaraju nepoželjni harmonici međufrekventnog signala. Pojedini podstepeni kao izvori nepoželjnih signala mogu zračiti ili direktno, ili preko prijemne antene, ili preko voda za napajanje prijemnika. Pravilnom konstrukcijom, oklapanjem podstepena i pojedinih elemenata, blokiranjem i uzemljenjem može se znatno smanjiti zračenje prijemnika. Za profesionalne prijemnike koji su predviđeni za rad u prijemnim centrima veze zračena snaga pojedinih nepoželjnih signala mora biti manja od 400 pW ( $400 \cdot 10^{-12}$  W).

**Vjernost reprodukcije primljene informacije.** U idealnom bi slučaju trebalo da prijemnik na svom izlazu daje niskofrekvencijski signal koji je vjerna reprodukcija visokofrekvencijskog signala inducirano u anteni prijemnika. Međutim, idealna se reprodukcija u praksi ne može realizirati, niti je to potrebno, već se dozvoljavaju veća ili manja izobličenja.

Izobličenja do kojih dolazi u radio-prijemniku ispoljavaju se pri prenosu govora ili glazbe u slaboj razumljivosti, u promjeni boje zvuka, pojavi stranih zvukova, pojavi šumova i sl., a pri prenosu telegrafije u deformiranju pojedinih telegrafskih impulsa. Tako se, npr., mijenja duljina impulsa, strmina njihovih bokova, a pojavljuju se i šiljci na početku i na kraju impulsa zbog prelaznih pojava. Sva se ta izobličenja mogu podijeliti na linearna i nelinearna izobličenja.

Linearno izobličenje radio-prijemnika obuhvaća sva linearna izobličenja koja nastupaju u pojedinim njegovim podskloповima, od prijemne antene pa do uređaja za reprodukciju informacije.



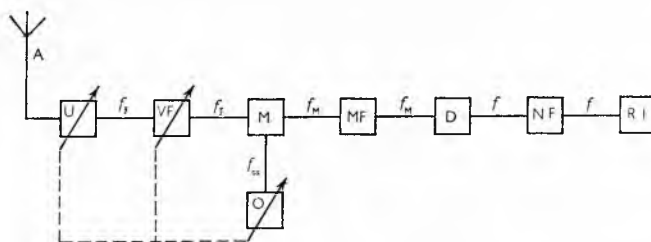
Sl. 4. Linearno izobličenje prijemnika.  
 $U_1$  izlazni napon informacije

Linearno izobličenje, koje se vidi na frekvencijskoj karakteristici prijemnika (sl. 4), nastupa na nižim frekvencijama prije svega u niskofrekvencijskom dijelu prijemnika. Izobličenja na višim frekvencijama (na desnom dijelu krivulje) posljedica su izobličenja u niskofrekvencijskom i visokofrekvencijskom, a u najvećoj mjeri u međufrekvencijskom dijelu prijemnika.

Nelinearno izobličenje posljedica je stvaranja viših harmonika pojedinih frekvencija koje sadrži primljeni signal. U konkretnom prijemniku ono može biti vrlo različito, jer ovisi o stupnju pojačanja u niskofrekvencijskom pojačalu, o amplitudi moduliranog prenosnog vala i stupnju visokofrekvencijskog pojačanja (ako prijemnik ima ručnu regulaciju tog pojačanja) i, konačno, o stupnju modulacije. Stoga treba pri određivanju nelinearnih izobličenja prijemnika biti oprezan i po pravilu izvršiti veći broj mjerenja s različitim nivoima visokofrekvencijskog ulaznog signala, s različitim stupnjem modulacije i s različitim stupnjem niskofrekvencijskog pojačanja.

**Superheterodinski prijemnik.** Nekada mnogo upotrebljavani tipovi radio-prijemnika kao, npr., audionski prijemnik (prijemnik s pozitivnom povratnom spregom, reakcijski prijemnik), heterodinski prijemnik, super-regenerativni prijemnik i višekružni direktni prijemnik, u kojima se signal pojača izravno na svojoj osnovnoj frekvenciji (v. dalje) imaju samo još historijsko značenje i danas se upotrebljavaju samo u izuzetnim slučajevima za specijalne namjene.

**Princip konstrukcije superheterodinskog prijemnika.** Suvremeni radio-prijemnici građeni su skoro isključivo na principu superheterodina. Principijelna blok-shema superheterodinskog (ili kratko »super«) prijemnika prikazana je na sl. 5.



Sl. 5. Principijelna blok-shema superheterodinskog prijemnika. A prijemna antena, U ulazni sklop, VF visokofrekvencijsko pojačalo, M stepen za miješanje, MF međufrekvencijsko pojačalo, O oscilator, D demodulator, NF niskofrekvencijsko pojačalo, RI uređaj za reprodukciju informacije,  $f_2$  frekvencija željenog signala,  $f_{Os}$  frekvencija signala lokalnog oscilatora,  $f_M$  frekvencija međufrekventnog signala,  $f$  frekvencija informacije

Pomoću ulaznog sklopa U izdvoji se, više ili manje selektivno, željeni visokofrekvencijski signal frekvencije  $f_2$  iz mnogobrojnih u anteni induciranih signala. U visokofrekvencijskom pojačalu VF željeni se signal frekvencije  $f_2$  pojačava uz poboljšanje još nedovoljne selektivnosti ulaznog sklopa. Signal željene frekvencije  $f_2$  miješa se u stepenu za miješanje M sa signalom frekvencije  $f_{Os}$  koja se stvara u lokalnom oscilatoru O prijemnika. Kao rezultat miješanja dobiva se međufrekvencijski signal frekvencije  $f_M$ , koji sadrži istu informaciju koju je imao željeni signal frekvencije  $f_2$ . Međufrekvencijski signal frekvencije  $f_M$  pojačava se u međufrekvencijskom pojačalu MF. Taj sklop najviše pridonosi selektivnosti i pojačanju prijemnika. U demodulatoru D vrši se demodulacija, tj. izdvajanje signala informacije frekvencije  $f_1$  iz moduliranog međufrekvencijskog signala frekvencije  $f_M$ . Signal informacije frekvencije  $f_1$  pojačava se u niskofrekvencijskom pojačalu NF na potrebni napon, struju ili snagu i dovodi u napravu RI za reprodukciju informacije. To može biti slušalica, zvučnik, magnetofon, teleprinter i sl.

U mnogim se prijemnicima upotrebljava dvostruko miješanje radi povećanja osjetljivosti, selektivnosti i frekvencijske stabilnosti (v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-vezama). Međutim, principijelna shema prvog i drugog stepena za miješanje uvijek je ista, tj. na principu superheterodina.

U daljem izlaganju detaljnije su opisani samo najvažniji sklopovi radio-prijemnika.

#### Ulazni sklopovi radio-prijemnika

Napon što ga elektromagnetski valovi induciraju u anteni prenosi se pomoću ulaznog sklopa na tranzistor ili elektronku visokofrekvencijskog pojačala. Ulazni se sklop sastoji uglavnom od titrajnog kruga i dodatnih elemenata za kapacitivni ili induktivni priključak antene na taj krug. Spajanjem antene na titrajni krug, ugoden na frekvenciju signala koji se želi primati, unosi se u njega odgovarajuće dodatno gušenje. Za karakteriziranje prenosnog omjera između napona inducirano u anteni  $U_a$  i napona  $U_2$  što se pojavljuje pri ugodenom titrajnom krugu na ulazu u visokofrekvencijsko pojačalo, dakle za prikazivanje ulaznog naponskog nadvišenja, služi faktor prenosa  $A' = U_2/U_a$ .

Ulazni sklop služi za selektivno izdvajanje željenog signala, za pravilno prilagođenje antene na visokofrekvencijsko pojačalo koje slijedi iza ulaznog sklopa i za postizanje što većeg faktora prenosa. Pri tome eventualne promjene impedancije antene ne smiju imati znatnijeg utjecaja na karakteristike ulaznog sklopa. U praksi se, naime, u većini slučajeva ne može računati s unaprijed određenom antenom (osim na području vrlo visokih frekvencija), već se od slučaja do slučaja primjenjuju različite antene koje, naravno, imaju i različite izlazne impedancije. Osim toga, i jedna te ista antena, smještena na drugom mjestu i s drugim načinom uzemljenja, može imati različite izlazne impedancije.

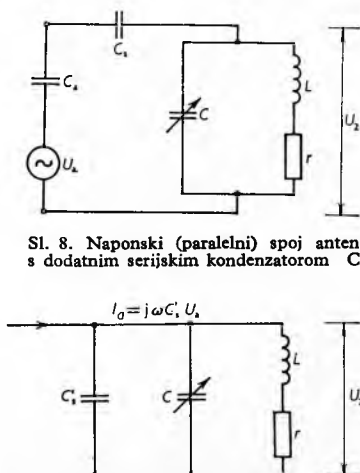
Pravilnim izborom ulaznog sklopa i njegovim pravilnim dimenzioniranjem želi se postići da i različite vrijednosti impedancije različitih prijemnih antena u što manjoj mjeri utječu na promjenu rezonantne frekvencije i na selektivnost ulaznog sklopa,

a da pri tome faktor prenosa selektivno izdvojenog signala bude što veći i što je moguće konstantniji preko cijelog frekvencijskog područja.

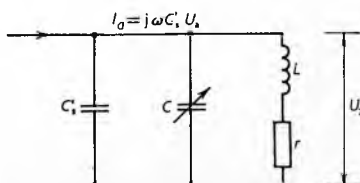
**Kapacitivna naponska veza** (paralelna veza) primjenjuje se za naponsko spajanje neugodne antene na ulazni krug. Za kratke prijemne antene, tj. za one kojima je geometrijska duljina (izražena u valnoj duljini  $\lambda$ ) manja od  $\sim \lambda/2$  za simetrične, a manja od  $\sim \lambda/4$  za nesimetrične antene, što skoro uvijek vrijedi za područje niskih i srednjih radio-frekvencija, a djelomično i za donji dio područja visokih frekvencija, najadekvatnija je nadomjesna shema prema sl. 6. Na toj slici znači  $C_a$  kapacitet antene i  $U_a$  napon željenog radio-signalu induciran u anteni. Najjednostavniji spoj ovakve antene s ulaznim titrajnim krugom prikazan je na sl. 7. Taj spoj dolazi u obzir samo ako je  $C_a \ll C$ . Kako kapacitet  $C_a$  antena koje se u praksi upotrebljavaju za prijemnike visokih, srednjih i niskih radio-frekvencija može biti između 20 i 1500 pF, a kapacitet promjenljivog kondenzatora  $C$  iznosi na krajnim granicama npr. 50 i 500 pF, treba u seriji s kapacitetom  $C_a$  dodati spojni kondenzator kapaciteta  $C_s$ , koji smanjuje utjecaj kapaciteta antene  $C_a$  (sl. 8). Faktor prenosa  $A$  može se najjednostavnije dobiti ako se taj sklop uz primjenu Théveninova teorema pretvori u sklop prikazan na sl. 9. Pri tome se izvor napona  $U_a$  s unutarnjom impedancijom  $1/j\omega C_s'$  nadomjesti izvorom konstantne struje kratkog spoja  $I_a = j\omega C_s' U_a$  što teče u krug opterećenja, kojemu je sada paralelno spojena unutarnja impedan-



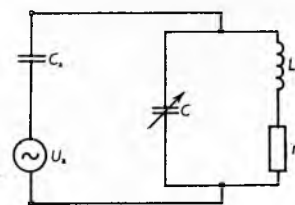
Sl. 6. Nadomjesna shema kratke antene.  $C_a$  kapacitet antene,  $U_a$  napon induciran u anteni



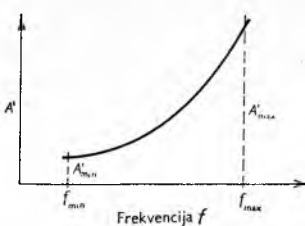
Sl. 8. Naponski (paralelni) spoj antene s dodatnim serijskim kondenzatorom  $C_s$



Sl. 9. Nadomjesni spoj sheme iz sl. 8



Sl. 7. Naponski (paralelni) spoj antene na ulazni titrajni krug.  $C$  kapacitet promjenljivog kondenzatora,  $L$  induktivitet zavojnice,  $r$  otpor zavojnice



Sl. 10. Ovisnost faktora prenosa  $A'$  o frekvenciji pri naponskom spoju

cija  $1/j\omega C_s'$  naponskog generatora.  $C_s'$  predstavlja serijski spoj kapaciteta  $C_a$  i  $C_s$ . Rješenjem paralelnog kruga iz ekvivalentne sheme dobije se impedancija u rezonanciji  $Z_0 = L/r(C_s' + C)$  i napon na titrajnom krugu  $U_2 = I_a \cdot Z_0 = j\omega C_s' U_a \cdot L/r \cdot (C_s' + C)$ . Faktor prenosa ovog ulaznog sklopa prema tome iznosi

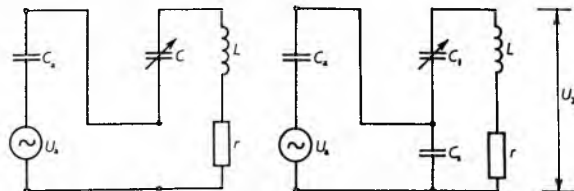
$$A' = \frac{U_2}{U_a} = \frac{\omega L}{r} \cdot \frac{C_s'}{C_s' + C} = Q \frac{C_s'}{C_s' + C} \quad (1)$$

Iz izraza (1) slijedi da je faktor prenosa proporcionalan faktoru dobrote  $Q$  ulaznog titrajnog kruga i da unutar pojedinog frekvencijskog podopsega ovisi o postavljenoj vrijednosti kapaciteta  $C$  promjenljivog kondenzatora.

Dijagram promjene faktora prenosa  $A$  u ovisnosti o frekvenciji prikazan je na sl. 10, pri čemu su  $f_{min}$  i  $f_{max}$  najniža i najviša frekvencija jednog frekvencijskog podopsega prijemnika; one odgovaraju kapacitetima  $C_{max}$  i  $C_{min}$  kad je promjenjlivi kondenzator  $C$  zatvoren, odnosno otvoren. Odnos  $A_{max}/A_{min}$  unutar

jednog frekvencijskog podopsega je  $\sim 10$ , što sa stanovišta jednakomjerne osjetljivosti prijemnika svakako nije poželjno.

**Kapacitivna strujna veza** (serijska veza) primjenjuje se za strujno spajanje neugodne prijemne antene na ulazni titrajni krug. Najjednostavniji spoj ovog tipa prikazan je na sl. 11. Ovaj spoj dolazi u obzir samo ako je  $C_a \gg C$ , jer onda kapacitet antene  $C_a$  ne utječe više znatno na rezonantnu frekvenciju titrajnog kruga. Kako je kapacitet obične prijemne antene daleko premali, potrebno je paralelno kapacitetu  $C_a$  priključiti dovoljno veliki spojni kapacitet  $C_s$  (sl. 12).



Sl. 11. Strujni (serijski) spoj antene na ulazni titrajni krug

Sl. 12. Strujni spoj antene s dodatnim paralelnim spojnim kondenzatorom kapaciteta  $C_s$

Na isti način kao u slučaju paralelne veze može se ova shema pomoću Théveninova teorema pretvoriti u ekvivalentnu shemu. Rješenjem te ekvivalentne sheme dobije se za slučaj rezonancije titrajnog kruga da je napon

$$U_2 = U_a \cdot j \frac{\omega L}{r} \cdot \frac{C_a}{C_a + C_s} \quad (2)$$

U tom slučaju faktor prenosa iznosi

$$A' = \left| \frac{U_2}{U_a} \right| = \frac{\omega L}{r} \cdot \frac{C_a}{C_a + C_s} = Q \frac{C_a}{C_a + C_s} \quad (3)$$

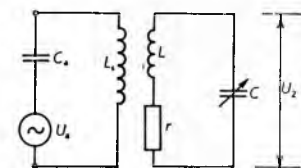
Iz jednadžbe (3) vidi se da je faktor prenosa pri ovom spoju neovisan o položajnoj vrijednosti kapaciteta  $C$  promjenljivog kondenzatora, što je značajna prednost. S druge strane, pak, ovaj spoj ima nedostatak da treba u ostale titrajne krugove, tj. u izlazni krug visokofrekvencijskog pojačala i u oscilatorski krug lokalnog oscilatora, također ugraditi kondenzator kapaciteta  $C_s$ , da bi se postigla frekvencijska usklađenost.

**Transformatorska veza.** Kratka antena (kao na sl. 6) može se vezati na ulazni titrajni krug prijemnika i transformatorski, pomoću zavojnice induktiviteta  $L_s$  (sl. 13). Iz sheme se vidi da je transformatorski spoj u stvari pojasni filter kojemu je prvi titrajni krug sastavljen od antenskog kapaciteta  $C_a$  i spojnog induktiviteta  $L_s$ . Ova dva elementa određuju u prvom približenju rezonancijsku frekvenciju antenskog kruga  $f_a = 1/2\pi \sqrt{C_a L_s}$ , koja je za konkretnu antenu na konkretnom mjestu konstantna.

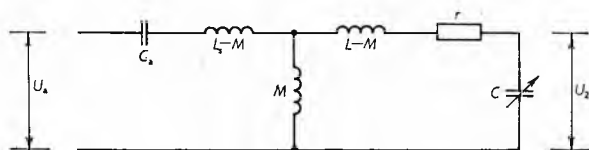
Rezonancijska frekvencija  $f$  sekundarnog kruga iznosi u prvom

približenju  $f = 1/2\pi \sqrt{LC}$  i mijenja se od  $f_{min}$  do  $f_{max}$  promjenom kapaciteta  $C$  okretnog kondenzatora. Ova rezonancijska frekvencija treba da je jednaka frekvenciji željenog signala induciranog u prijemnoj anteni.

Shema na sl. 13 može se pretvoriti po principu trans-



Sl. 13. Transformatorska veza kratke antene na ulazni titrajni krug



Sl. 14. Nadomjesna shema sklopa na sl. 13.  $M$  međuinduktivitet

formatora u ekvivalentnu shemu na sl. 14. Analizom ove ekvivalentne sheme dobije se za napon  $U_2$  jednadžba

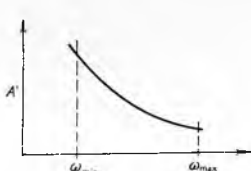
$$U_2 = -j U_a \frac{\omega L}{r} \cdot \frac{M}{L_s} \cdot \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_a^2} \quad (4)$$

i za faktor prenosa  $A$

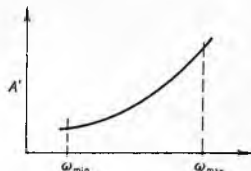
$$A = \left| \frac{U_2}{U_1} \right| = Q \frac{M}{L_s} \cdot \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_a^2}, \quad (5)$$

pri čemu je  $M$  međuinduktivnost dana izrazom  $M = k \sqrt{L_s L_a}$ , gdje je  $k$  faktor veze spoja između  $L_s$  i  $L_a$ .

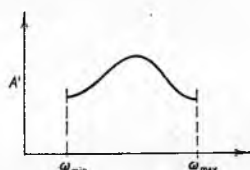
Iz jednadžbe (5) vidi se da faktor prenosa  $A$  ovisi između ostalog i o odnosu  $\omega$  prema  $\omega_a$ . Odabere li se dovoljno malo  $\omega_a$ , bit će faktor prenosa  $A$  unutar pojasa od  $\omega_{min}$  do  $\omega_{max}$  prilično konstantan, ali će zbog toga biti faktor prenosa mali. Ako se pak odabere  $\omega_a$  samo malo manji od  $\omega_{min}$ , dobije se veći faktor prenosa  $A$ , ali s tendencijom opadanja prema  $\omega_{max}$  (sl. 15). Dovoljno nizak  $\omega_a$  postiže se izborom relativno velikog spojnog induktiviteta  $L_s$ . U praksi se obično bira za niske i srednje radio-frekkvencije



Sl. 15. Ovisnost faktora prenosa  $A'$  o frekvenciji pri transformatorskoj vezi kad je  $\omega_a$  nešto manji od  $\omega_{min}$



Sl. 16. Ovisnost faktora prenosa  $A'$  o frekvenciji pri transformatorskoj vezi kad je  $\omega_a$  nešto veći od  $\omega_{max}$



Sl. 17. Ovisnost faktora prenosa  $A'$  o frekvenciji pri transformatorskoj vezi kad je  $\omega_{min} < \omega_a < \omega_{max}$

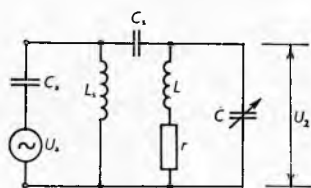
$\omega_a$  između  $0,5\omega_{min}$  i  $0,7\omega_{min}$ , a za visoke frekvencije između  $0,2\omega_{min}$  i  $0,5\omega_{min}$ .

Moguća je i varijanta da se odabere  $\omega_a$  nešto veći od  $\omega_{max}$ ; u tom će slučaju krivulja faktora  $A$  kao funkcija frekvencije imati obrnuti tok (sl. 16).

Kao treća varijanta može se uzeti da se  $\omega_a$  nalazi unutar frekvencijskog područja, tj. da

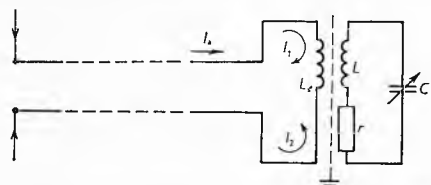
je  $\omega_{min} < \omega_a < \omega_{max}$ . U tom se slučaju dobije krivulja faktora  $A$  u ovisnosti o frekvenciji prema sl. 17.

**Kombinirana transformatorsko-kapacitivna veza.** U cilju postizanja što većeg i istovremeno preko cijelog frekvencijskog opsega što je moguće ravnomjernijeg faktora prenosa  $A$  upotrebljava se vrlo često kombinirana transformatorsko-kapacitivna veza (sl. 18). Pravilnim izborom spojnog induktiviteta  $L_s$ , spojnog kapaciteta  $C_s$  i međuinduktivnosti  $M$ , odnosno faktora spoja  $k$ , može se postići relativno visok i jednakomjeran tok faktora prenosa  $A$ . Ako se odabere  $\omega_a$  nešto manji od  $\omega_{min}$ , krivulja će faktora prenosa biti kombinacija krivulja prikazanih na sl. 10 i sl. 15.



Sl. 18. Transformatorsko-kapacitivna veza radio-prijemnika s antenom

**Veza simetrične antene na ulazni krug** može se provesti i pomoću simetrične pojne linije. Ova se veza upotrebljava vrlo često u velikim prijemnim centrima veze, gdje se upotrebljavaju



Sl. 19. Veza simetrične antene na ulazni krug prijemnika pomoću simetrične pojne linije

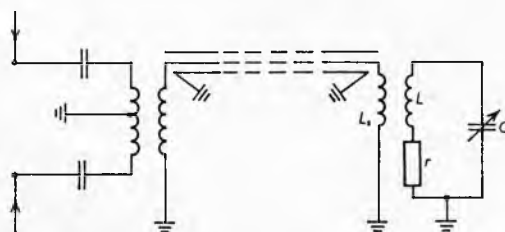
usmjerene antene na području niskih, srednjih i visokih radio-frekvencija. Iako su ova antenska postrojenja, naročito na području niskih i srednjih frekvencija, dosta velikih dimenzija i skupa, ona se sa stanovišta sigurnijeg prijema isplate. Pod sigurnim pri-

jemom se ovdje razumijeva dobitak antene zbog usmjerenosti, uslijed čega je inducirani napon željenog signala u anteni veći i inducirani napon atmosferskih i industrijskih smetnji manji, a smanjene su i mogućnosti ometanja radio-veze. Simetrični se pojni vodovi upotrebljavaju i na području vrlo visokih radio-frekvencija, npr. za televizijske prijemnike.

Veza je simetrične pojne linije s ulaznim titrajnim krugom transformatorska (sl. 19). Između zavojnica  $L_s$  i  $L_a$  stavlja se elektrostatički zaslon koji onemogućava kapacitivnu spregu, ali dozvoljava magnetsku spregu. Osim struje  $I_a$ , koju daje u anteni inducirani napon  $U_a$ , u oba vodiča simetričnog pojnog voda mogu se pojaviti struje  $I_1$  i  $I_2$  zbog djelovanja svih mogućih elektromagnetskih polja, uključujući i atmosferske i industrijske smetnje. Kako su struje  $I_1$  i  $I_2$  u zavojnici induktivnosti  $L_s$  suprotna smjera, njihova se magnetska polja među sobom poništavaju. Na taj način preko takvog transformatorskog spoja s elektrostatičkim zaslonom prelazi samo magnetsko polje struje  $I_a$ .

Veza simetrične antene na ulazni krug prijemnika pomoću koaksijalnog kabela primjenjuje se tamo gdje su smetnje naročito velike, gdje je električna duljina pojne linije velika i gdje postoji opasnost mehaničkog oštećenja pojnog voda.

Kako je koaksijalni kabel nesimetričan pojni vod, potrebno je pri prelazu sa simetrične antene na koaksijalan kabel uvrstiti prelazni transformator (sl. 20).



Sl. 20. Veza simetrične antene na ulazni krug prijemnika pomoću koaksijalnog kabela

### Visokofrekvencijsko pojačalo

Zadatak je visokofrekvencijskog pojačala u superheterodinskim prijemnicima povećanje selektivnosti visokofrekvencijskog dijela prijemnika, da bi se na ulaz stupnja za miješanje doveo što je moguće »čišći« želeni signal, odnosno da bi se u što većoj mjeri prigušili neželjeni signali i ostale smetnje. To se može postići titrajnim krugom visokog kvaliteta, koji se nalazi u anodnom ili kolektorskom krugu visokofrekvencijskog pojačala.

Visokofrekvencijsko pojačalo treba također u dovoljnoj mjeri da pojača slabe željene signale i time doprinese povećanju ukupne osjetljivosti prijemnika. To pojačalo mora pojačavati u većoj mjeri slabe željene signale, a u manjoj mjeri jače željene signale, kako bi se na ulazu stupnja za miješanje dobile što manje razlike između nivoa visokofrekventnih željenih signala. To se postiže eksponencijalnom karakteristikom pojačanja i automatskim pomicanjem radne tačke u ovisnosti o jačini željenog signala.

Upotrebom visokofrekvencijskog pojačala, tj. jednog aktivnog stupnja između ulaznog titrajnog kruga i stupnja za miješanje, smanjuje se nivo zračenja lokalnog oscilatora preko prijemne antene. Ova zračenja frekvencije lokalnog oscilatora preko vlastite prijemne antene kad prijemnik nema visokofrekvencijskog pojačala jako su nepoželjna tamo gdje u blizini mora raditi veći broj prijemnika, npr. u većim prijemnim centrima.

**Tipovi visokofrekvencijskih (VF) pojačala.** Postoji mnogo tipova takvih pojačala koji se primjenjuju u radio-prijemnicima. Najčešće se upotrebljavaju VF pojačalo s titrajnim krugom u anodnom krugu eksponencijalne elektronke ili kolektorskom krugu visokofrekvencijskog tranzistora i VF pojačalo sa transformatorskom vezom na titrajni krug. U potonjem se slučaju primarna zavojnica nalazi u anodnom krugu visokofrekvencijske eksponencijalne elektronke, odnosno u kolektorskom krugu visokofrekvencijskog tranzistora.

Bez obzira na tip visokofrekvencijskog pojačala, njegov ulazni titrajni krug mora biti promjenljiv i frekvencijski usklađen s ulaznim titrajnim krugom.



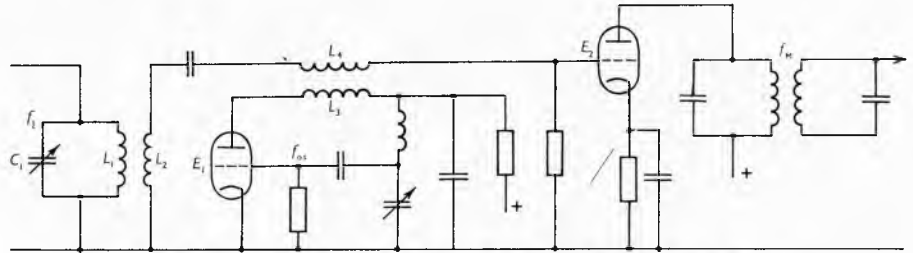
tora, što je nedopustivo. Ne treba, naime, zaboraviti da je amplituda napona lokalnog oscilatora reda veličine 10 V.

Principijelna shema *miješanja heptodom* prikazana je na sl. 23. Primljeni signal željene frekvencije  $f_z$  dovodi se preko ulaznih sklopova na prvu upravljačku rešetku  $g_1$ , a signal lokalnog oscilatora frekvencije  $f_{os}$  na drugu upravljačku rešetku, tj. na  $g_3$ . Obje imaju negativan prednapon. Zaštitne rešetke  $g_2$  i  $g_4$ , koje su obično među sobom vezane već u unutrašnjosti cijevi, nalaze se na pozitivnom potencijalu. Kočeca rešetka  $g_5$  nalazi se na potencijalu katode. Napon željenog primljenog signala  $u_z = U_z \cos \omega_z t$  na rešetki  $g_1$  upravlja elektronima koji izlaze iz katode, a ubrzava ih i propušta pozitivna zaštitna rešetka  $g_2$ . Zbog negativnog potencijala na rešetki  $g_3$  dolazi ispred nje do gomilanja elektrona i stvaranja virtualne katode. Izmjenični napon lokalnog oscilatora  $u_{os} = U_{os} \cos \omega_{os} t$  upravlja snopom elektrona virtualne katode koji ubrzava i propušta zaštitna rešetka  $g_4$ . Miješanje se, dakle, u ovom slučaju ostvaruje djelovanjem obaju napona na isti tok elektrona.

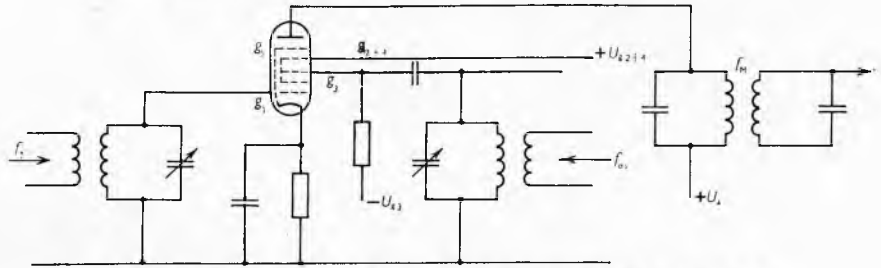
Principijelna shema *miješanja oktodom* prikazana je na sl. 24. Kod ovih tipova elektronki isti tok elektrona služi za stvaranje pomoćne frekvencije  $f_{os}$  i za miješanje. Katoda, prva rešetka  $g_1$  i druga rešetka  $g_2$  tvore triodu koja služi za stvaranje frekvencije  $f_{os}$  lokalnog oscilatora. Rešetka  $g_2$  u funkciji anode preuzima samo manji dio elektrona elektronskog snopa, a ostale propušta. Propuštene elektrone ubrzava i uglavnom propušta pozitivna rešetka  $g_3$ . Između nje i upravljačke rešetke  $g_4$  stvara se virtualna katoda. Napon  $u_z$  primljenog signala željene frekvencije upravlja elektronskim snopom iz virtualne katode i time provodi multiplikativno miješanje.

Principijelna shema *miješanja tranzistorom* prikazana je na sl. 25. Signal frekvencije  $f_{os}$  dovodi se iz pomoćnog oscilatora na emiter tranzistora u stepenu za miješanje. Na bazu ovog tranzistora dovodi se primljeni visokofrekventni signal željene frekvencije

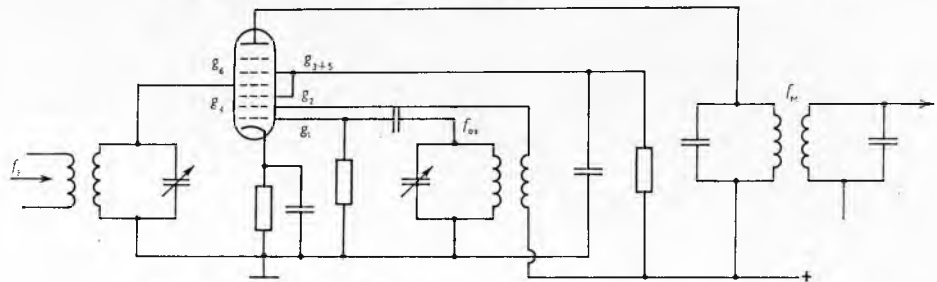
**Automatska regulacija frekvencije.** Zbog nestabilnosti frekvencije  $f_z$  željenog signala (signala predajnika) i frekvencije  $f_{os}$  lokalnog oscilatora u prijemniku bit će nestabilna i frekvencija  $f_M$  međufrekventnog signala. Signal nestabilne međufrekvencije  $f_M$  pomiče se iz centra međufrekvencijskih pojasnih filtera za iznos frekvencijske nestabilnosti, što može imati za posljedicu



Sl. 22. Principijelna shema spoja stepena za aditivno miješanje triodom



Sl. 23. Principijelna shema spoja stepena za multiplikativno miješanje heptodom

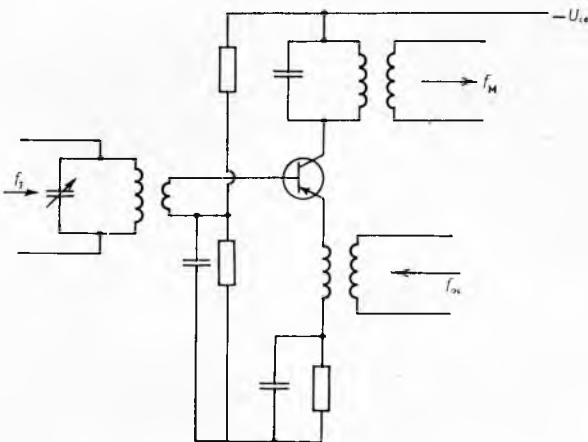


Sl. 24. Principijelna shema spoja stepena za multiplikativno miješanje oktodom

znatna izobličenja, a pri većoj nestabilnosti može doći i do pomaka van propusnog opsega međufrekvencijskog pojačala, tj. do gubitka prijema. Glavni su uzroci nestabilnosti frekvencije oscilatora u prijemniku, odnosno u predajniku, promjena temperature — koja je vrlo značajna u toku ugrijavanja uređaja —, promjena vlage i promjena napona napajanja. U prijemnicima gdje uobičajene metode stabilizacije frekvencije oscilatora pomoću elemenata s negativnim temperaturnim koeficijentom, pomoću termostata i pomoću stabilizacije napona napajanja ne zadovoljavaju, uvodi se automatska regulacija frekvencije. Metode automatske regulacije frekvencije svode se na dvije osnovne grupe: automatsku regulaciju koja primjenjuje frekvenciju željenog signala kao »pilot«-frekvenciju i regulaciju koja primjenjuje stabilizirani oscilator s kvarcom.

U prvoj grupi metoda željeni signal nakon miješanja daje »pilot«-međufrekvenciju i ova se vodi na frekvencijski diskriminator. Odstupanje »pilot«-međufrekvencije od frekvencije na koju je podešen diskriminator daje na izlazu iz diskriminatora odgovarajuće promjene istosmjernog napona. Promijenjeni se napon dovodi na reaktantnu cijev ili kapacitivnu diodu koja je spojena paralelno titrajnom krugu lokalnog oscilatora. Time se kompenzira nepoželjni frekvencijski pomak oscilatora. Ova metoda automatske regulacije frekvencije pretpostavlja frekvencijski stabilan ili bar dovoljno stabilan rad oscilatora u predajniku.

U automatskoj regulaciji frekvencije koja primjenjuje frekvencijski stabilizirani oscilator s jedinkom kvarca u termostatu, signal međufrekvencije dovodi se u komparator frekvencija u koji se



Sl. 25. Principijelna shema spoja tranzistorskog stepena za miješanje

$f_z$ . Tranzistor osim miješanja vrši istovremeno i pojačanje signala međufrekvencije  $f_M$  kao pojačalo s uzemljenim emiterom.

također dovodi signal iz kvarcnog oscilatora. Istosmjerni napon s izlaza frekvencijskog komparatora, čija je promjena funkcija promjene frekvencije međufrekvencijskog signala, dovodi se na reaktantnu cijev ili kapacitivnu diodu u lokalnom oscilatoru. Time se frekvencija lokalnog oscilatora promijeni tako da kompenzira svaku frekvencijsku nestabilnost lokalnog oscilatora ili željenog signala.

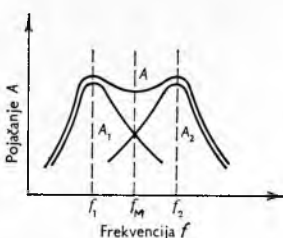
**Međufrekvencijsko pojačalo**

**Svrha međufrekvencijskih pojačala.** Signal međufrekvencije  $f_M$  nastali u procesu miješanja sadrži sve karakteristike informacije koje ima prije miješanja visokofrekvencijski signal željene frekvencije, tj. on sadrži istu vrstu modulacije i prenosa. Zbog nedovoljne selektivnosti antenskog sklopa i sklopa visokofrekvencijskog ulaznog pojačala postojat će nakon miješanja na frekvencijama koje leže u blizini željenog međufrekventnog signala i nepoželjni signali koji nastaju kao rezultat miješanja signala frekvencije lokalnog oscilatora i nepoželjnih visokofrekventnih signala. Osim toga mogu na frekvencijama koje leže u blizini željenog međufrekventnog signala postojati i drugi nepoželjni signali koji se pojavljuju kao rezultat miješanja harmonijskih komponenata frekvencije lokalnog oscilatora s nekim jačim visokofrekventnim signalom koji je inače po frekvenciji više udaljen od željenog signala.

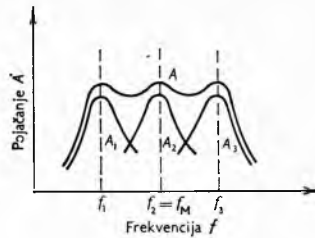
Zadatak je međufrekvencijskog pojačala da u što je moguće većoj mjeri priguši sve nepoželjne signale, a da pojača samo željeni međufrekventni signal. Nadalje, da što vjernije prenosi informaciju koju sadrži međufrekventni signal, što traži određenu propusnu širinu međufrekvencijskog pojačala. Najslabije međufrekventne signale pojačalo treba da pojača na takav nivo da se oni mogu demodulirati u demodulatoru bez znatnih izobličenja. Konačno, međufrekvencijsko pojačalo treba da smanji i razlike između minimalne i maksimalne razine željenog signala, ukoliko to nije već u dovoljnoj mjeri postignuto u visokofrekvencijskom pojačalu, kako bi bio osiguran normalan rad demodulatora.

**Podjela međufrekvencijskih (MF) pojačala.** Potrebna selektivnost međufrekvencijskog pojačala može se postići na različite načine. Ako se za pojedine stepene pojačala izaberu jednostavniji sklopovi s manjom selektivnošću, bit će potreban veći broj međufrekvencijskih stepena vezanih u kaskadi da bi ukupna selektivnost pojačala bila dovoljna. S tog se stanovišta međufrekvencijska pojačala dijele kako je u nastavku izloženo.

**Međufrekvencijska pojačala s po jednim titrajnim krugom u svakom stepenu.** Rezonancijska frekvencija  $f_1$  titrajnog kruga prvog stepena takvog pojačala niža je od  $f_M$ , a rezonancijska frekvencija  $f_2$  titrajnog kruga drugog stepena pojačala viša od  $f_M$ . Pojačanje (selektivnost) takve kaskade prikazano je na sl. 26. Za postizanje još veće propusne širine upotrebljava se sistem u kojemu su titrajni krugovi pojedinih stepena podešeni na tri različite frekvencije  $f_1, f_2$  i  $f_3$  (sl. 27), s time da je frekvencija  $f_2$  jednaka frekvenciji

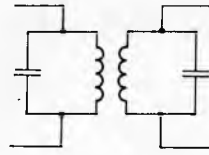


Sl. 26. Pojačanje dvostepenog međufrekvencijskog pojačala kome je jedan stepen ugoden na frekvenciju  $f_1$  a drugi na frekvenciju  $f_2$

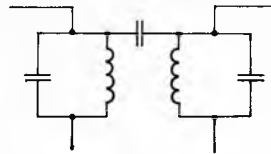


Sl. 27. Pojačanje trostepenog međufrekvencijskog pojačala kome su pojedini stepeni ugodeni na frekvencije  $f_1, f_2, f_3$

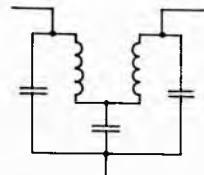
$f_M$ . Selektivnost takvih međufrekvencijskih stepena nije naročito velika, ali ona zadovoljava za prijemnike na gornjem dijelu područja vrlo visokih frekvencija i za područje ultravisokih frekvencija gdje su frekvencije pojedinih kanala međunarodno dogovorene (v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-prijenosu, tabl. 1) i gdje zbog prirode širenja radio-valova na tim frekvencijama ne postoji veća vjerojatnost neželjenih signala.



Sl. 28. Induktivno spregnuti MF filter



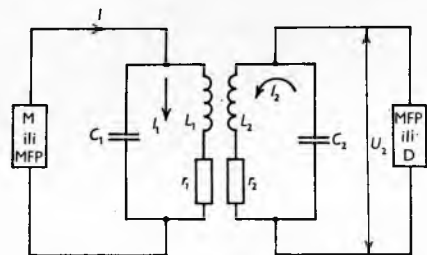
Sl. 29. Kapacitivno (naponski) spregnuti MF filter



Sl. 30. Kapacitivno (strujno) spregnuti MF filter

donjem kraju (strujna veza, sl. 30). Veza između titrajnih krugova može biti i kombinacija ovih triju osnovnih načina veze. Najviše se upotrebljava induktivna sprega.

**Međufrekvencijsko pojačalo s induktivno spregnutim pojasnim filtrom.** Opći slučaj induktivno spregnutog pojasnog filtra, pri čemu je primarni titrajni krug vezan na izlaz prethodnog mješača ili međufrekvencijskog pojačala, a sekundarni titrajni krug vezan na ulaz slijedećeg MF pojačala ili demodulatora, prikazan je na sl. 31. Pri tome se pretpostavlja da su u kapacitetu  $C_1$ ,



Sl. 31. Induktivno spregnuti MF pojاسni filter. M Stepen za miješanje, MFP međufrekvencijsko pojačalo, D demodulator

osim kapaciteta primarnog titrajnog kruga, uključeni i svi paralelni kapaciteti prethodnog izlaza; da su u kapacitetu  $C_2$ , osim kapaciteta sekundarnog titrajnog kruga, uključeni svi paralelni kapaciteti spojeva ulaza koji slijedi pojاسnom filtrom; da  $r_1$  predstavlja serijski zbroj otpornosti samog primarnog titrajnog kruga i u serijski otpor transformirane paralelne otpornosti koja leži paralelno primarnom titrajnom krugu, uključujući i unutrašnji otpor elementa pojačala ili mješača i, konačno, da  $r_2$  predstavlja serijski zbroj otpornosti samog sekundarnog titrajnog kruga i u serijski otpor transformirane paralelne otpornosti koja leži paralelno sekundarnom titrajnom krugu, uključujući i ulazni otpor slijedećeg elementa pojačala ili demodulatora. Ovako definirani pojاسni filter može poslužiti za analizu prvog, drugog ili trećeg stepena međufrekvencijskog pojačala bez obzira na to da li se u njemu primjenjuju elektronke, tranzistori ili diode kao elementi za miješanje, pojačanje ili demodulaciju. Iz osnovnih jednadžbi za prvi i drugi titrajni krug:

$$I_1 \left( r_1 + j \omega L_1 + \frac{1}{j \omega C_1} \right) + I_2 j \omega M = I \frac{1}{j \omega C_1}, \quad (9)$$

$$I_2 \left( r_2 + j \omega L_2 + \frac{1}{j \omega C_2} \right) + I_1 j \omega M = 0, \quad (10)$$



dobije se opći oblik jednadžbe

$$U_2 = j I \frac{\omega_1 \omega_2}{\omega} \frac{k \sqrt{L_1 L_2} Q_1 Q_2}{(1 + j \beta_1 Q_1)(1 + j \beta_2 Q_2) + \frac{\omega^2}{\omega_1 \omega_2} k^2 Q_1 Q_2} \quad (11)$$

pri čemu je  $\beta_1 = \omega/\omega_1 - \omega_1/\omega$  razdešenost primarnog kruga i  $\beta_2 = \omega/\omega_2 - \omega_2/\omega$  razdešenost sekundarnog kruga.  $Q_1 = \omega_1 L_1/r_1$  i  $Q_2 = \omega_2 L_2/r_2$  su kvalitet primarnog i sekundarnog titrajnog kruga smanjeni zbog djelovanja paralelnih otpora prethodnog izlaza i ulaza koji slijedi.

Pri primjeni pojasnih filtara s induktivnom spregom mogu se u međufrekvencijskim pojačalima pojaviti u vezi s jednadžbom (11) ova četiri slučaja:

**Prvi slučaj.** Oba su titrajna kruga podešena na istu frekvenciju  $\omega_1 = \omega_2 = \omega_M$ , a kvalitet krugova je jednak,  $Q_1 = Q_2 = Q$ . To je najjednostavnija varijanta za dalju analizu. Ona dolazi u obzir u praksi u pojasnim filtrima između dva stepena pojačanja s elektronkom, jer se samo kod njih može pretpostaviti da su  $Q_1$  i  $Q_2$  jednaki uslijed toga što se može zanemariti utjecaj razlike paralelnih izlaznih i ulaznih otpora, koji su inače veliki. Ova se varijanta može upotrijebiti i u ostalim slučajevima, tj. poslije mješača ili prije demodulatora ili u međufrekvencijskim stepenima pojačala s tranzistorima, ali samo pod uvjetom da se na pogodan način transformiraju izlazni i ulazni otpor tako da su  $Q_1$  i  $Q_2$  jednaki.

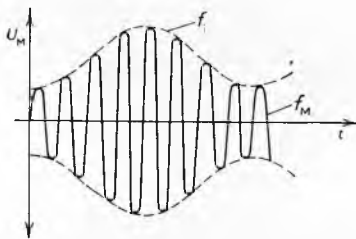
**Drugi slučaj,** u kome je  $\omega_1 = \omega_2 = \omega_M$  i  $Q_1 \neq Q_2$ , najčešća je varijanta u praksi i u daljoj analizi je upotrebljiva za sve induktivno spojene pojasne filtre, bez obzira na to u kojem se stepenu MF pojačala nalaze i bez obzira na to da li se upotrebljavaju elektronke ili poluvodički elementi.

**Treći slučaj,** u kome je  $\omega_1 + \omega_2 \neq \omega_M$  i  $Q_1 = Q_2$ , nastupa samo u specijalnim međufrekvencijskim stepenima pojačanja.

**Četvrti slučaj,** u kome je  $\omega_1 \neq \omega_2 \neq \omega_M$  i  $Q_1 \neq Q_2$ , pojavljuje se također samo u specijalnim slučajevima.

**Demodulatori za amplitudno modulirane signale**

**Demodulacija amplitudno moduliranih signala.** Oscilogram amplitudno moduliranog međufrekventnog signala koji



Sl. 32. Oscilogram amplitudno moduliranog međufrekventnog signala

sadrži niskofrekvencijsku informaciju prikazan je na sl. 32. Za slučaj čisto sinusnih oblika međufrekventnog signala i niskofrekventnog signala informacije koja sadrži samo jednu frekvenciju, krivulja prikazana u ovom dijagramu može se izraziti jednadžbom prema kojoj trenutna vrijednost napona međufrekventnog moduliranog signala iznosi

$$u_M = U_M (1 + m \cos \omega_1 t) \sin \omega_M t, \quad (12)$$

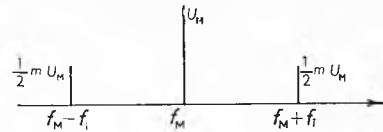
gdje je  $U_M$  amplituda napona međufrekventnog moduliranog signala,  $\omega_M$  kružna frekvencija međufrekventnog signala,  $\omega_1$  kružna frekvencija informacije i  $m = U_i/U_M$  stupanj modulacije međufrekventnog signala.

Razvijanjem jednadžbe (12) dobije se izraz

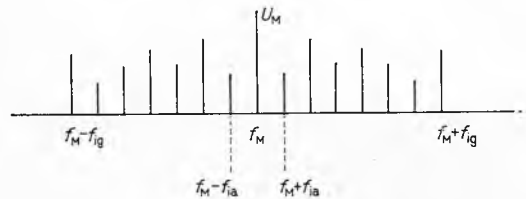
$$u_M = U_M \sin \omega_M t + \frac{1}{2} m U_M \sin (\omega_M + \omega_1) t + \frac{1}{2} m U_M \sin (\omega_M - \omega_1) t. \quad (13)$$

Iz jednadžbe (13) i njezinog pripadnog frekvencijskog spektra (sl. 33) vidi se da ona važi samo za jedan diskretni signal informacije, npr.  $f_1 = 800$  Hz. Pri amplitudnoj modulaciji vrste A3 (gdje se informacija sastoji od govora ili glazbe) jednadžba i frekvencijski spektar su kompliciraniji (sl. 34). U tom slučaju demodulacija mora biti takva da informacija sadrži sve niskofrekventne signale od  $f_{1d}$  do  $f_{1g}$ , npr. od 50 do 4500 Hz.

Amplitudno modulirani signal može se demodulirati pomoću bilo kakvog elementa koji ima nelinearnu karakteristiku. Za tu se svrhu upotrebljavaju poluvodičke diode, elektronke (diode, triode i pentode) i tranzistori. U elektronkama s upravljačkom rešetkom može se demodulacija provoditi na upravljačkoj rešetki (tzv. rešetkina detekcija) ili na anodi (tzv. anodna detekcija).



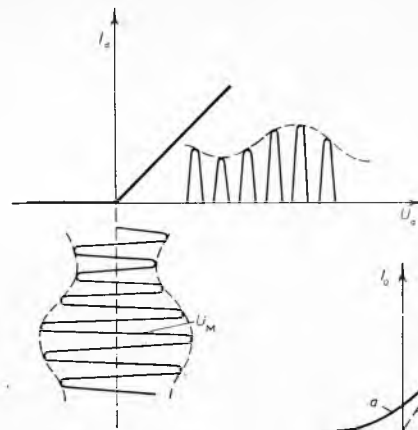
Sl. 33. Frekvencijski spektar amplitudno moduliranog međufrekventnog signala za diskretnu frekvenciju  $f_1$



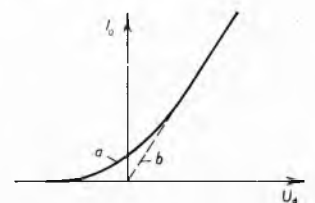
Sl. 34. Frekvencijski spektar amplitudno moduliranog međufrekventnog signala za frekvencije  $f_{1a}$  do  $f_{1g}$

U demodulatorima s tranzistorom demodulacija može se izvršiti u sklopu sa zajedničkim emiterom ili u sklopu sa zajedničkim kolektorom.

Pod uvjetom nelinearnosti karakteristike razumijeva se da je karakteristika elementa nelinearna za cijeli modulirani signal dan jednadžbom  $u_M = U_M (1 + m \cos \omega_1 t) \sin \omega_M t$ , u idealnom slučaju prema sl. 35. Imajući u vidu ovu nelinearnost u cjelini, može se dalje govoriti o linearnoj i nelinearnoj demodulaciji.



Sl. 35. Princip linearne demodulacije



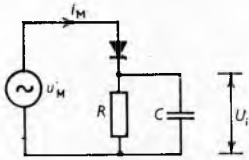
Sl. 36. Nelinearna (a) i linearna (b) karakteristika demodulacije

Za karakteristiku prikazanu u sl. 36 modulacija će za male signale biti nelinearna, a za signale veće amplitude linearna.

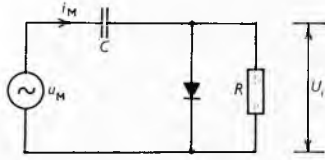
**Diodna demodulacija.** Od svih naprijed navedenih nelinearnih elemenata koji dolaze u obzir za demodulator najviše se upotrebljavaju poluvodičke diode i diode-elektronke. U diodama vakuumskih elektronki linearna demodulacija nastupa pri signalima većim od  $\sim 1$  V i ostaje linearna sve do zasićenja diode, a to u praktičnoj primjeni znači do njezinog maksimalno dozvoljenog napona. U poluvodičkim diodama linearna demodulacija nastupa već pri signalima većim od  $\sim 0,2$  V.

Sklopovi za demodulaciju mogu u principu biti serijski ili paralelni. U serijski spojenom demodulatoru nalaze se izvor signala  $u_M$ , dioda i opteretni otpor  $R$  u seriji (sl. 37). U paralelnom demodulatoru spojeni su izvor signala, dioda i opteretni otpor paralelno (sl. 38). Prednost ima serijski spoj jer manje opterećuje izvor signala, tj. titrajni krug u prethodnom stepenu međufrekvencijskog pojačala. U paralelno spojenom demodulatoru struja  $i_M$

iz titrajnog kruga dijeli se na struju preko diode i na struju preko opteretnog otpora  $R$ , što znatno povećava opterećenje titrajnog kruga i time smanjuje njegovu selektivnost. Stoga se paralelni spoj upotrebljava samo tamo gdje treba galvanski odvojiti titrajni krug od demodulatora ili gdje treba odvojiti diodu od anodnog napona prethodnog stepena.



Sl. 37. Serijski demodulator



Sl. 38. Paralelni demodulator

**Linearna diodna demodulacija.** Za pravilnu linearnu demodulaciju kod serijskog demodulatora treba osigurati da frekvencija ulaznog međufrekventnog signala  $f_M$  bude mnogo veća od gornje frekvencije signala informacije, tj.  $f_M \gg f_{iB}$ ; da minimalna vrijednost amplitude ulaznog međufrekventnog signala bude veća od 0,2 V za poluvodičke diode, odnosno veća od 1 V za diode-elektronke; da kapacitet kondenzatora  $C$  bude dovoljno velik, kako bi se smanjila valovitost napona informacije na kombinaciji  $RC$  i, konačno, da je kapacitet kondenzatora  $C$  toliko mali da ne nastaju frekvencijska izobličenja na gornjim frekvencijama informacije  $f_{iB}$ .

Ako se, osiguravši te uvjete, na ulaz serijskog demodulatora dovede međufrekventni modulirani napon  $u_M$  dan jedn. (12), na izlazu se iz demodulatora na kombinaciji  $RC$  dobije napon informacije koji je prikazan izrazom

$$u_i = \frac{1}{\pi} \frac{R}{R_1} U_M (\sin \vartheta - \vartheta \cos \vartheta) + \frac{1}{\pi} \frac{R}{R_1} m U_M (\sin \vartheta - \cos \vartheta) \cos \omega_1 t, \quad (14)$$

pri čemu je  $2\vartheta$  kut vođenja diode dan jednačbom  $\tan \vartheta - \vartheta = \pi(R_1/R)$ , a  $R_1$  unutarnji otpor diode. Kako se iz jednačbe (14) vidi, rezultat demodulacije su istosmjerna i izmjenična komponenta, dane prvim i drugim članom. Ako je stupanj modulacije  $m = 0$ , na ulaz u demodulator dolazi nedomulirani međufrekventni signal, pa se na izlazu dobije istosmjerna komponenta, jer je drugi član u jednačbi (14) jednak nuli.

Istosmjerna komponenta, koja je proporcionalna amplitudi međufrekventnog signala  $U_M$ , pa prema tome i amplitudi željenog visokofrekventnog signala inducirano u prijemnoj anteni, iskorištava se za *automatsku regulaciju pojačanja*, time da se dovede na upravljačku elektrodu elektronke ili tranzistora u visokofrekvencijskom pojačalu, a eventualno i u stepenu za miješanje.

Iz jednačbe (14) vidi se također da niskofrekventni signal informacije pri linearnoj demodulaciji nema viših harmonika i da je, prema tome, ova demodulacija u idealnom slučaju bez linearnih izobličenja. Međutim, u stvarnoj linearnoj diodnoj demodulaciji ipak postoje izvjesna izobličenja uzrokovana neprikladnom vremenskom konstantom sklopa i prevelikim stupnjem modulacije.

Vremenska konstanta sklopa  $\tau = RC$  mora, s jedne strane, biti toliko mala da može slijediti promjene signala visokofrekvencijske informacije,  $\tau \ll 1/f_{iB}$ , a s druge strane, toliko velika da ne može slijediti promjene međufrekventnog signala,  $\tau \gg 1/f_M$ . U praksi treba između ova dva zahtjeva odabrati kompromisno rješenje. Izbor prikladne vremenske konstante nije težak ako se upotrijebe viša međufrekvencija. Ako je, npr.,  $f_M = 470$  kHz i  $f_{iB} = 4500$  Hz, iznosi odnos  $f_M/f_{iB} = 102$ . Teži je slučaj pri tzv. niskoj međufrekvenciji  $f_M = 127$  kHz, gdje je odnos  $f_M/f_{iB} \approx 28$ .

Do prevelikog stupnja modulacije dolazi zbog velike dinamike govora ili glazbe. Stupanj amplitudne modulacije se u pojedinim momentima približava vrijednosti 1. Tada je amplituda međufrekventnog moduliranog signala vrlo mala i demodulacija se u tom trenutku vrši u zakrivljenom donjem dijelu diodne karakteristike. Stoga nastupa u tom momentu nelinearna diodna demodulacija, odnosno demodulacija malih signala.

## Demodulatori za frekvencijski modulirane signale

**Demodulacija frekvencijski moduliranih signala.** Dijagram frekvencijski moduliranog međufrekventnog signala koji sadrži niskofrekvencijsku informaciju prikazan je na sl. 39. Za slučaj čistog sinusnog oblika međufrekventnog signala i čistog sinusnog oblika niskofrekvencijske informacije, ovaj se dijagram može izraziti jednačbom

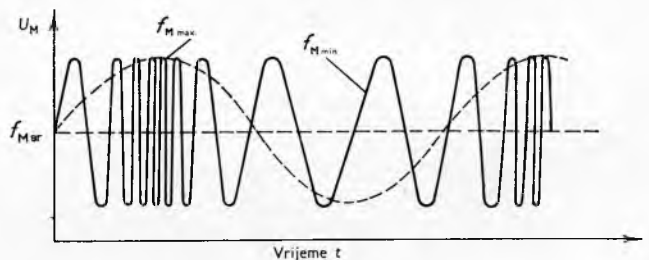
$$u_M = U_M \sin \left( \omega_{Msr} t + \frac{\Delta f_M}{f_1} \sin \omega_1 t \right), \quad (15)$$

pri čemu je  $u_M$  trenutna vrijednost napona moduliranog međufrekventnog signala,  $U_M$  amplituda napona međufrekventnog signala,  $\omega_{Msr}$  kružna frekvencija nedomuliranog međufrekventnog signala,  $f_M$  diskretna frekvencija frekvencijski moduliranog međufrekventnog signala,  $\Delta f_M$  amplituda frekvencijske devijacije nastale zbog modulacije,  $\omega_1$  kružna frekvencija informacije.

*Frekvencijska devijacija*  $\Delta f_M$  maksimalna je vrijednost razlike frekvencija moduliranog i nedomuliranog međufrekventnog signala. Ona je proporcionalna amplitudi niskofrekventnog signala informacije, kojim je frekvencijski moduliran međufrekventni signal, a neovisna je o frekvenciji niskofrekventnog signala informacije.

*Modulacioni indeks* zove se kvocijent  $M_r = \Delta f_M/f_1$ .

*Stupanj modulacije*  $m_r$  kod frekvencijske modulacije predstavlja odnos između određene frekvencijske devijacije  $\Delta f_M$  i maksimalno dozvoljene frekvencijske devijacije  $\Delta f_{Mmax}$  koju prijemnik može demodulirati:  $m_r = \Delta f_M/\Delta f_{Mmax}$ . Prema tome stupanj frekvencijske modulacije  $m_r$  nije osobina samog frekvencijski moduliranog signala, već je vezan za sistem.

Sl. 39. Dijagram frekvencijski moduliranog međufrekventnog signala (Crtnana krivulja prikazuje frekvenciju informacije  $f_1$ )

Razvojem osnovne jednačbe (15) dobije se za  $u_M$  pomoću Besselovih funkcija jednačba:

$$u_M = U_M [ J_0(M_r) \sin \omega_{Msr} t + J_1(M_r) \sin (\omega_{Msr} + \omega_1 t) - J_1(M_r) \sin (\omega_{Msr} - \omega_1 t) + J_2(M_r) \sin (\omega_{Msr} + 2\omega_1 t) - J_2(M_r) \sin (\omega_{Msr} - 2\omega_1 t) + J_3(M_r) \sin (\omega_{Msr} + 3\omega_1 t) - J_3(M_r) \sin (\omega_{Msr} - 3\omega_1 t) + \dots ] \quad (16)$$

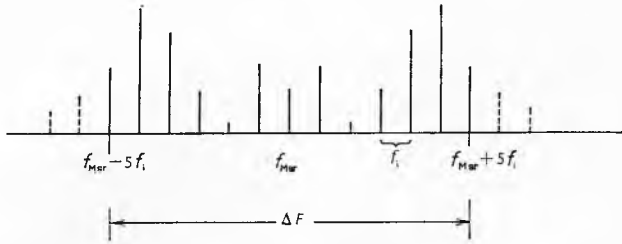
Iz jednačbe (16) vidi se da se međufrekventni signal koji je frekvencijski moduliran signalom informacije čistog sinusnog oblika sastoji od: a) sinusnog signala frekvencije  $f_{Msr}$ , kojemu je amplituda proporcionalna Besselovom koeficijentu  $J_0(M_r)$ ; b)  $k$  puta po dva sinusna signala frekvencije  $f_{Msr} \pm i f_1$  kojima su amplitude proporcionalne Besselovim koeficijentima  $J_i(M_r)$  ( $i = 1, 2, 3, \dots, k$ ).

Besselovi koeficijenti su funkcije modulacionog indeksa  $M_r = \Delta f_M/f_1$  i mogu se izračunati pomoću tablice Besselovih funkcija ili utvrditi iz dijagrama Besselovih funkcija.

Kako je propusna širina pojedinih stepena međufrekvencijskog pojačala konačna, međufrekventni signal koji dolazi na ulaz demodulatora sastoji se od međufrekventnog signala frekvencije  $f_{Msr}$  i određenog broja bočnih međufrekventnih signala među kojima je razlika frekvencije  $f_1$  (sl. 40). Kao potrebna propusna širina prijemnika uzima se  $\Delta F = 2(\Delta f + f_1)$ . Takvom su propusnom širinom obuhvaćeni svi signali koji najviše doprinose ukupnoj snazi moduliranog signala, a ispuštene su komponente s malim amplitudama.

Ako je prenosni signal frekvencijski moduliran većim brojem sinusoidnih signala informacije, npr.  $f_{11}, f_{12}, f_{13}$  itd., što u praksi

uvijek jest pri prenosu govora ili glazbe, frekventni spektar frekventni moduliranog signala postaje vrlo kompliciran. Suprotno amplitudno moduliranom signalu, u kojemu su pojedinačne bočne frekvencije diskretno određene, frekventni modulirani

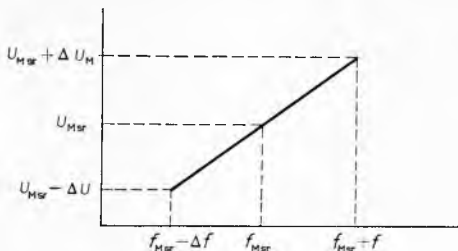


Sl. 40. Frekventni spektar frekventni moduliranog međufrekventnog signala

signal, osim  $f_M \pm kf_{i1}$ ,  $f_M \pm kf_{i2}$ ,  $f_M \pm kf_{i3}$  itd. sadrži još i sve moguće kombinacije od  $f_M \pm k(pf_{i1} \pm qf_{i2} \pm rf_{i3} \pm)$ , gdje su  $p$ ,  $q$  i  $r$  cijeli brojevi. Znači, bočni signali se obrazuju ne samo na frekvencijama na kojima bi se obrazovali kad bi prenosni signal bio moduliran odvojeno frekvencijama  $f_{i1}$ ,  $f_{i2}$ ,  $f_{i3}$ , nego se pojavljuju i kombinacije sumâ i diferencijâ tih frekvencija, kao i njihovih harmonika. Međutim, iako postoji u ovom slučaju znatno veći broj bočnih signala, ipak time nije bitno proširena potrebna propusna frekventna širina prijemnika, dana izrazom  $\Delta F = 2(\Delta f_{Mmax} + f_i)$ , ( $\Delta f_{Mmax}$  maksimalna frekventna devijacija prenosnog signala, a  $f_i$  gornja frekvencija informacije).

**Ograničenje amplitude međufrekventnog signala.** Pod idealnim uslovima amplituda frekventni moduliranog signala bila bi konstantna. Međutim, zbog šuma, različitih atmosferskih i industrijskih smetnji i zbog nepoželjnih pojava prilikom pojačanja i miješanja u samom prijemniku, amplituda frekventni moduliranog međufrekventnog signala stalno se mijenja. Ove nepoželjne promjene amplitude odrazile bi se poslije demodulacije kao nepoželjne niskofrekventne oscilacije u vidu šumova ili smetnji koje bi bile dodane željenom niskofrekventnom signalu informacije. Zbog toga je potrebno ograničiti amplitudu frekventni moduliranog međufrekventnog signala pomoću ograničavačkog sklopa u tolikoj mjeri da se dobije signal konstantnih amplitude (v. *Elektronika, sklopovi*, str. 551).

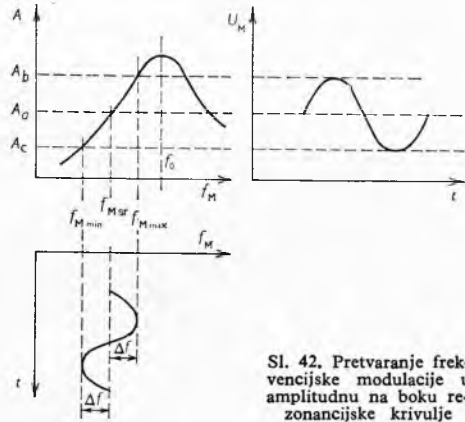
**Princip frekventne demodulacije.** Frekventna devijacija  $\Delta f$  ovisna je o amplitudi niskofrekventnog signala informacije kojim je moduliran međufrekventni signal. Ako je ta ovisnost linearna, treba pri demodulaciji osigurati linearno pretvaranje frekventne modulacije u amplitudnu modulaciju (sl. 41). Rezultat je takvog pretvaranja amplitudno modulirani međufrekventni signal. Pri tome je taj amplitudno modulirani međufrekventni signal zadržao frekventnu modulaciju. Međutim, pri amplitudnoj demodulaciji takvog signala nema poteškoća pod uvjetom da je  $f_{Msr} \gg \Delta f$ , jer će u tom slučaju vremenska konstanta člana  $RC$  amplitudnog demodulatora vršiti svoju funkciju skoro jednako i pri frekvenciji  $f_{Msr} - \Delta f$ , i pri frekvenciji  $f_{Msr}$ , i pri frekvenciji  $f_{Msr} + \Delta f$ .



Sl. 41. Princip pretvaranja frekventni moduliranog međufrekventnog signala u amplitudno modulirani međufrekventni signal

**Prelaz na drugu vrstu modulacije.** Frekventna modulacija može se pretvoriti u amplitudnu modulaciju na boku rezonancijske krivulje. Pretvaranje se u principu može izvršiti bilo ka-

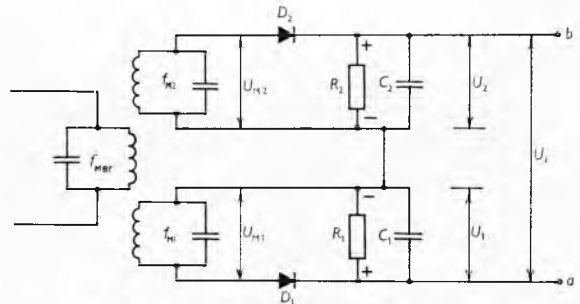
kvim elementom kojemu je otpor frekventni ovisan, kao npr. induktivnim ili kapacitivnim otporom. Efikasnije se pretvaranje postiže spajanjem ovih elemenata u paralelni titrajni krug. Ako se frekventni ovisna impedancija titrajnog kruga uzme kao radna impedancija pojačala, i pojačanje će biti funkcija frekventne devijacije  $\Delta f$ . Paralelni se oscilatorni krug u pojačalu podesi tako da frekvencija  $f_{Msr}$  dođe na sredinu ravnog dijela krivulje selektivnosti, tj. u tačku s ordinatom  $A_a$ . Ovisno o frekventnoj devijaciji mijenjat će se pojačanje između  $A_b$  i  $A_c$  oko srednje vrijednosti  $A_a$ . Time je frekventni modulirani međufrekventni signal pretvoren u amplitudno modulirani međufrekventni signal.



Sl. 42. Pretvaranje frekventne modulacije u amplitudnu na boku rezonancijske krivulje

Kao element za pojačanje u sklopu ovog pretvarača modulacije može se upotrijebiti bilo elektronka bilo tranzistor. Međutim, zbog ograničene duljine linearnog dijela boka rezonancijske krivulje titrajnog kruga, mora biti ograničena maksimalna frekventna devijacija. Bez tog ograničenja nastaje znatno izobličenje pri pretvaranju frekventne modulacije u amplitudnu, što bi se nakon demodulacije ispoljilo kao izobličenje niskofrekventnog signala informacije.

**Diskriminator s razdešenim krugovima.** Veća linearnost nego u prethodnom slučaju može se postići pomoću dva titrajna kruga koji su jedan u odnosu prema drugome razdešeni (sl. 43).



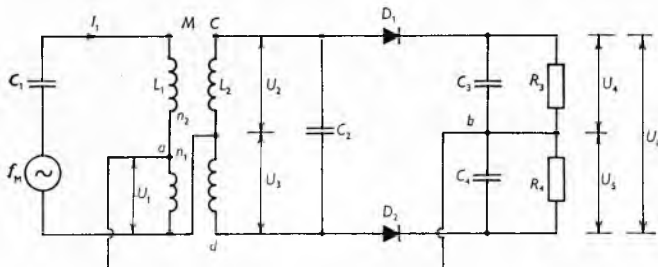
Sl. 43. Diskriminator s razdešenim krugovima

Primarni titrajni krug je podešen na frekvenciju  $f_{Msr}$ , tj. na međufrekventnu, kad je devijacija  $\Delta f = 0$ . Gornji sekundarni titrajni krug se podesi na frekvenciju  $f_{M2}$  koja je za  $\Delta f_{M2}$  viša od  $f_{Msr}$ , a donji se podesi na frekvenciju  $f_{M1}$  koja je za  $\Delta f_{M1}$  niža od  $f_{Msr}$ . Pri tome treba osigurati da je  $\Delta f_{M1} = \Delta f_{M2}$  i da  $f_{Msr}$  pada u tačku infleksije lijevog i desnog boka rezonancijskih krivulja gornjeg i donjeg sekundarnog kruga.

Na frekvenciji  $f_{Msr}$  naponi su  $U_{M2}$  i  $U_{M1}$  jednaki. Nakon ispravljanja ovih napona na pripadnim diodama  $D_2$  i  $D_1$  dobiju se na sklopovima  $R_2 - C_2$  i  $R_1 - C_1$  jednaki naponi  $U_2$  i  $U_1$  suprotnih predznaka. Kombinacija ovih dvaju napona, napon između tačaka a i b (tj. napon informacije  $U_1$ ) bit će u tom slučaju jednaka nuli. Promjenom frekventne devijacije međufrekventnog signala za određeni frekventni pomak  $+\Delta f$ , napon  $U_{M2}$  postat će veći od  $U_1$  i rezultirajući će napon informacije  $U_1$  biti pozitivan.

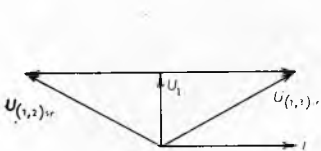
I obratno, pri devijaciji  $-\Delta f$  prevladat će napon  $U_{M1}$ , odnosno  $U_1$ , i rezultat će biti negativni napon informacije  $U_1$ .

**Diskriminator koji se koristi faznim pomakom.** Demodulator s takvim diskriminatorom također u istom sklopu pretvara frekvencijski modulirani međufrekventni signal u amplitudno modulirani međufrekventni signal i diodno demodulira taj pretvoreni signal. Pretvaranje modulacije vrši se pomoću dva titrajna kruga koji su jedan s drugim induktivno spojeni i podešeni su na istu rezonantnu frekvenciju jednaku međufrekvenciji  $f_{Msr}$ . Promjenom trenutne vrijednosti međufrekvencije za određeni iznos  $\Delta f$  mijenjaju se fazni odnosi među pojedinim naponima u diskriminatoru i kao rezultat dobiju se različite amplitude pojedinih kombiniranih napona (sl. 44).

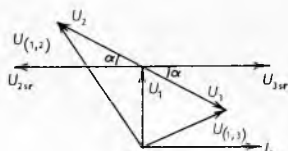


Sl. 44. Frekvencijski demodulator s diskriminatorom u kojem se iskorištava fazni pomak

Primarni titrajni krug  $L_1, C_1$  napaja se iz međufrekvencijskog stepena pojačanja. Sekundarni titrajni krug  $L_2, C_2$  induktivno je spojen s primarnim. Osim toga postoji direktan spoj donjeg dijela primarne zavojnice sa sredinom sekundarne zavojnice. Postoji i direktna veza između tačke, a na primarnoj zavojnici i tačke b koja se nalazi između elemenata  $RC$  demodulatora. Primarni i sekundarni krug podešeni su na istu frekvenciju  $f_{Msr}$ . U slučaju rezonancije postoji između tačaka a i c napon  $U_{(1,2)sr}$  a između tačaka a i d napon  $U_{(1,3)sr}$  (sl. 45). Ispravljanjem ovih napona na diodama  $D_1$  i  $D_2$  dobiju se na sklopovima  $RC$  naponi  $U_4$  i  $U_5$ , koji su jednake veličine ali suprotnog predznaka. Napon informacije  $U_1$  u tom je slučaju jednak nuli.



Sl. 45. Vektorski dijagram za sl. 44 za slučaj rezonancije



Sl. 46. Vektorski dijagram za sl. 44 za slučaj  $\beta > 0$

Jednadžbe za vektorski dijagram glase

$$U_{(1,3)} = I_1 j \omega_M L_1 \frac{n_1}{n_2} + \frac{U_{3sr}}{1 + j \beta Q},$$

$$U_{(1,2)} = I_1 j \omega_M L_1 \frac{n_1}{n_2} + \frac{U_{2sr}}{1 + j \beta Q}.$$
(17)

Vidi se da će se naponi  $U_{(1,3)}$  i  $U_{(1,2)}$  mijenjati u ovisnosti o razdešenosti  $\beta = \omega_M / \omega_{Msr} - \omega_{Msr} / \omega_M$ . Pri pozitivnoj frekvencijskoj devijaciji  $\Delta f$  je  $\beta > 0$ , napon  $U_{(1,3)}$  se smanjuje, a napon  $U_{(1,2)}$  povećava (sl. 46). Pri negativnoj frekvencijskoj devijaciji povećava se napon  $U_{(1,3)}$ , a napon  $U_{(1,2)}$  se smanjuje.

Ispravljanjem ovih napona na diodama  $D_2$  i  $D_1$  dobiju se na sklopovima  $RC$  proporcionalni trenutni istosmjerni naponi  $U_4$  i  $U_5$ . Diferencija ovih napona je napon informacije  $U_1$ . Pri rezonanciji, tj. kad je  $\beta = 0$ , odnosno  $\Delta f_M = 0$ , napon je informacije  $U_1$  također jednak nuli. Kad je  $\beta$  veći od nule, odnosno pri pozitivnoj devijaciji  $+\Delta f_M$ , napon  $U_1$  je pozitivan. Kad je  $\beta$  manji od nule, odnosno pri negativnoj devijaciji  $-\Delta f_M$ , napon informacije je negativan.

**Ratio-demodulator** razvio se je iz frekvencijskog demodulatora s diskriminatorom koji se koristi faznim pomakom. U ratio-demodulatoru primjenjuje se također princip uspoređivanja

amplitudâ kombiniranih napona kojima su amplitudne promjene rezultat mijenjanja faznih odnosa pojedinih napona u titrajnim krugovima uslijed promjene trenutne vrijednosti međufrekvencije za određenu frekvencijsku devijaciju  $\Delta f$  (v. sl. 46). Načelna shema ratio-demodulatora skoro je identična shemi na sl. 44. Bitna je razlika u tome što su u ratio-demodulatoru diode  $D_1$  i  $D_2$  različito polarizirane. Rad pravilno dimenzioniranog ratio-demodulatora gotovo je neovisan o nepoželjnoj amplitudnoj modulaciji frekvencijski moduliranog međufrekventnog signala, pa stoga nije potreban poseban ograničavač amplitude. To nije tako kod svih ostalih ranije opisanih frekvencijskih demodulatora, kod kojih je prijeko potreban stepen za ograničavanje amplitude između posljednjeg međufrekvencijskog stepena i frekvencijskog demodulatora.

### Prijem pri jednobočnom prenosu

Prenos samo jednog amplitudno moduliranog bočnog pojasa, poznat i pod nazivom SSB-prenos (engl. Single SideBand) često se primjenjuje u posljednje vrijeme.

**Princip SSB-prenosa** (v. poglavlje Elektronički uređaji u radio-vezama). Iz jednadžbe (13) za trenutnu vrijednost amplitudno moduliranog međufrekventnog signala vidi se da informacija frekvencije  $f_1$  u prvom članu  $U_M \sin \omega_M t$  uopće nije zastupljena već samo u drugom članu  $\frac{1}{2} m U_M \sin(\omega_M + \omega_1) t$  i u trećem članu  $\frac{1}{2} m U_M \sin(\omega_M - \omega_1) t$ . To znači da je za prenos informacija dovoljno prenositi samo jedan bočni pojas.

Pri čistom se SBB-prenosu predaje i prima visokofrekventni signal samo jednog bočnog pojasa, npr.  $\frac{1}{2} m U_V \sin(\omega_V + \omega_1) t$ , koji se zatim prije miješanja dovoljno pojača. Nakon miješanja dobije se međufrekventni signal  $\frac{1}{2} m U_M \sin(\omega_M + \omega_1) t$ , koji se dovoljno pojača u međufrekvencijskom pojačalu. Tom se signalu neposredno prije demodulacije dodaje «čisti» međufrekventni signal  $U_M \sin \omega_M t$  (kao dodatni prenosni val). Ovo dodavanje prije demodulacije potrebno je zbog toga što se iz samog signala  $\frac{1}{2} m U_M \sin(\omega_M + \omega_1) t$  ne može direktno izdvojiti niskofrekventni signal informacije frekvencije  $f_1$ , jer taj izraz predstavlja čisti sinusni signal frekvencije  $f_M + f_1$ .

Prednosti sistema SSB su znatne. Prije svega, po ovom sistemu modulirani valovi zauzimaju znatno užu pojas u frekvencijskom području predviđenom za radio-saobraćaj. Time se smanjuje međusobno ometanje, odnosno omogućuje rad većem broju stanica. Postiže se znatna ušteda potrebne predajne snage, a potrebna je i manja propusna širina prijemnika. Međutim, velike su poteškoće u stvaranju dodatnog prenosnog vala, tj. međufrekventnog signala  $U_M \sin \omega_M t$ , čija frekvencija  $f_M$  mora biti vanredno tačna i konstantna.

Postoji više vrsta anodne modulacije s prenosom samo jednog bočnog pojasa. Pri vrsti rada A3H se uz bočni pojas prenosi i puni prenosni val, pri vrsti A3A prenosi se i djelomično potisnuti prenosni val, a pri vrsti rada A3J prenosni je val potpuno potisnut i uopće se ne prenosi.

**Prijem.** Signali predajnika vrste rada A3H mogu se primati svakim prijemnikom koji je osposobljen za prijem amplitudno moduliranih signala s prenosnim valom i dva bočna pojasa.

Pri vrsti rada A3A frekvencija se djelomično prigušenog prenosnog vala iskorištava u prijemniku za automatsko usklađivanje frekvencije lokalnog oscilatora kojim se stvara dodatni prenosni val. Time se automatski kompenziraju greške u frekvenciji koje nastaju zbog netačne podešenosti prijemnika na predajnik i zbog nestabilnosti frekvencije bilo predajnika bilo prijemnika. Upotrebom takve tzv. pilot-frekvencije, frekvencijskih i faznih diskriminatora i kapacitivnih dioda za automatsko usklađivanje frekvencija lokalnih oscilatora i višekratnog miješanja, smanjene su greške frekvencije na ispod  $\pm 20$  Hz, što već osigurava kvalitetan prijem.

Pri vrsti rada A3J odstupanje frekvencije od nazivne vrijednosti treba da bude manje od 5 Hz na predajnoj strani i 5 Hz na prijemnoj strani. Prema tome za maksimalno dozvoljeno odstupanje od 5 Hz od nazivne frekvencije, npr. od 2 MHz, tačnost frekvencije mora biti bolja od  $2,5 \cdot 10^{-6}$  ili 0,00025%, a pri nazivnoj frekvenciji 10 MHz ona mora biti bolja od  $5 \cdot 10^{-7}$  ili 0,00005%. Za više frekvencije u području visokih frekvencija,

ili u donjem dijelu vrlo visokih frekvencija, tačnost frekvencije u odnosu prema nazivnoj mora biti još bolja. Tako velika stabilnost frekvencije može se postići samo primjenom sekundarne frekvencijske normale, tj. visokofrekvencijskim kvarcnim oscilatorom ugrađenim u termostat. Frekvencija ove sekundarne frekvencijske normale služi kao osnova za stvaranje svih ostalih potrebnih frekvencija. Dobivene frekvencije, kao rezultat miješanja harmonijskih i subharmonijskih frekvencija osnovne frekvencije frekvencijske normale, imaju istu tačnost kao i frekvencija same frekvencijske normale. Pri tome se primjenjuje direktna frekvencijska sinteza i indirektna frekvencijska sinteza, odnosno frekvencijska analiza.

Razvojem digitalne tehnike, logičkih sklopova, mikroelektronike i integralnih sklopova razvila se i metoda digitalne frekvencijske analize koja dobiva sve veće značenje. Digitalni analizatori, osim frekvencijske stabilnosti kakva se želi i kakva je potrebna, omogućavaju također jednostavno daljinsko upravljanje radio-uređajem, tj. vanredno brzo mijenjanje radne frekvencije i izbor unaprijed programiranih radnih kanala na predajniku i prijemniku, što sve zajedno ima vanredno značenje za brzo i sigurno uspostavljanje radio-veza.

LIT.: *J. Haantjes, F. Otto, I. H. van Suchtelen, Anwendung der Elektronenröhre in Rundfunkempfängern und Verstärkern, 1949. — M. O. Strutt, Verstärker und Empfänger, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1951. — В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, Москва 1954 (нем. prijevod: W. I. Siforow, Funkempfangsgeräte, Berlin 1957). — А. А. Куликовский, Линейные каскады радиоприемников, Москва-Ленинград 1958. — Н. И. Чистяков, В. И. Сифоров, В. С. Мельников, Радиоприемные устройства, Москва 1958. — К. А. Шуцкий, Проектирование радиоприемников АМ и ЧМ сигналов, Москва 1958. — Н. Pitsch, Lehrbuch der Funkempfangstechnik, 2 Bde, Leipzig 1958/60. — В. В. Кобзев, В. Н. Шишмаков, Каскады радиоприемников на транзисторах, Москва-Ленинград 1960. — А. Г. Анисимов и др., Радиоприемные устройства, Москва 1960. — И. Л. Лобанов, А. А. Сагелеев, Г. Н. Тетерин, Основы проектирования радиоприемников, Москва 1960. — В. Л. Лебедев, В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, ч. 1. Москва 1951. — Л. С. Гуткин, В. Л. Лебедев, В. И. Сифоров, Радиоприемные устройства, 2 ч., Москва 1961/63. — S. Albagli, L. Bramel, P. David, Cours de radioélectricité générale, Livre II: La réception, Paris 1963. — В. В. Палликов, Радиоприемные устройства, Москва 1965. — K. R. Sturley, Radio receiver design, Pt. I. Radio frequency amplification and detection, London 1965. — В. Соок, А. Фифе, Frequency modulation receivers, London 1968. — Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. П. Мичурин, Д. П. Николаев, Расчет радиоприемников, Москва 1971. — J. Vastenhoud, Kurzwellenempfangspraxis, Hamburg 1972.*

E. Sibila

## ANTENE

Antena je naprava koja se primjenjuje uz neke elektroničke uređaje (npr. radio- i radarske odašiljače i prijemnike), a služi za pretvaranje elektromagnetske energije vezane za linije i valovode u prostorni elektromagnetski val i obratno.

Prijenos elektromagnetske energije može se, naime, vršiti na dva načina: vođenjem elektromagnetskog vala uzduž jedne materijalne strukture, kao što su linije i valovodi, ili zračenjem elektromagnetskog vala u slobodnom prostoru, pri čemu nije potrebna nikakva materijalna struktura kao posrednik između mjesta odašiljanja i mjesta prijema.

Ovaj drugi način prijenosa zahtijeva posebne geometrijske strukture, izvedene od materijala različitih električnih i magnetskih svojstava, koje se zovu *antene*. Funkcija antene je dvojaka: ona služi kao element za prilagođenje između linije ili valovoda, s jedne strane, i slobodnog prostora, s druge strane, i ona zračenju energiju usmjerava po cijelom prostoru na unaprijed utvrđeni način.

**Podjela antena.** Obje svoje funkcije antena može djelotvorno vršiti samo u određenom području radnih frekvencija (širini frekvencijskog pojasa). Stoga se antene mogu grubo podijeliti na *rezonantne ili uskopojasne* i *aperiodske ili širokopojasne*; za potonje omjer donje i gornje granične frekvencije može doseći i vrijednost 1 : 40. U novije se vrijeme pojavljuju i antene koje u sebi sadrže aktivne elektroničke elemente, npr. tranzistore, Esaki-diode, varaktorske diode, itd. Ti aktivni elementi integrirani u strukturi antene mogu pojačavati signal, transformirati impedanciju, proširiti područje radnih frekvencija i mijenjati prostorni dijagram zračenja s vremenom, ili usmjeravati glavnu laticu uvijek u pravcu primljenog vala, tj. u smjeru korespondenta s kojim se održava veza. Prema tome, druga podjela antena bila bi na antene u klasičnom smislu i antene u širem smislu riječi, ili, drugim riječima, na *pasivne* i na *aktivne*. Na razvoju aktivnih antena vrlo se mnogo radi. Posebno se u modernoj radarskoj tehnici istraživanje prostora ili praćenja cilja ne vrši više

mehaničkim okretanjem i pomicanjem cijele antene, već se njenom glavnom laticom upravlja elektronički, a postoji i mogućnost da se jednom antenom prati više prostorno razmaknutih ciljeva istovremeno. Brzina otkrivanja ciljeva na taj se način jako povećala, jer se pri elektroničkom upravljanju glavnom laticom ona može u prostoru pomicati praktički bez tromosti.

**Primjena antena.** Antene se upotrebljavaju u svim elektroničkim sustavima kojima kao prijenosni medij služi slobodan prostor. One čine vrlo važan element tog sustava, tako da o odabranoj konstrukciji antene ovisi i cjelokupna karakteristika uređaja. Ovisno o namjeni elektroničkog sustava, parametri antena moraju zadovoljavati određene uvjete. Osim njezinih parametara, vrlo je važan i položaj antene u odnosu prema zemlji i okolnim objektima. Kod *usmjerenih veza* zahtijeva se da glavna latica bude vrlo uska, a sekundarne latice što manje, kako bi se postigao što veći dobitak i da bi smetnje uslijed interferencije sa sustavima koji rade na istim ili vrlo bliskim frekvencijama bile što manje. Za *prijenos radio- ili televizijskog programa* zahtijeva se na mjestu odašiljanja približno kružni dijagram zračenja, kako bi se što veći dio jednog geografskog područja prekrio jakošću polja dovoljnom za kvalitetan prijem. Na mjestu prijema programa antene mogu imati bilo usmjereni bilo kružni dijagram, ovisno o tome žele li se primati signali jednog ili više odašiljača. Slično je i kod mreža *fiksnih ili mobilnih veza*. Kod *radara* se zahtijeva vrlo uzak dijagram zračenja, kako bi se određeni dio prostora mogao razložiti u što sitnije dijelove, čime se postiže bolje razlučivanje dvaju vrlo bliskih ciljeva. U *navigacijskim sustavima* redovito ima nekoliko odašiljača za koje su točno poznate lokacije i emitirani signali, a problem je antene zajedno s prijemnikom da utvrdi iz kojeg su smjera primljeni radio-valovi pojedinih odašiljača. *Radio-astronomski sustavi* rade uglavnom kao prijemnici koji utvrđuju stvarne pozicije vrlo dalekih svemirskih izvora radio-valova. To zahtijeva antene velikih dimenzija s vrlo uskim dijagramom zračenja. Cijeli elektronički sustav mora u tom slučaju imati i nisku temperaturu šuma (v. str. 629) zbog niskog nivoa primljenih signala. Zbog velikih fizičkih dimenzija antene postoji problem točnog namještanja antene u određeni smjer i praćenje odabranog radio-izvora. U *znanstvenim istraživanjima* antene se primjenjuju pri mjerenju određenih fizikalnih parametara različitih sredstava, kao što su voda, zemlja, zrak ili plazma. Antena je u tom slučaju vezni element između mjernog sustava i sredstva koje se ispituje, pa ona mora zadovoljavati posebne uvjete diktirane metodom mjerenja.

## Parametri antena

Parametri antene su karakteristične veličine koje ostaju nepromijenjene bez obzira na to da li se antena upotrebljava za odašiljanje ili za prijem. Glavni su parametri: polarizacija, dijagram zračenja, usmjerenost, dobitak, efektivna površina, duljina ili visina, impedancija, temperatura šuma, dozvoljena snaga i mehaničke karakteristike.

**Polarizacija antene.** Ako se promatra elektromagnetsko polje neke antene na velikoj udaljenosti od nje, vektor se električnog polja uvijek nalazi u ravnini okomitoj na smjer širenja vala. Budući da se električno polje mijenja s vremenom, polarizaciju definira krivulja koju opisuje vrh vektora električnog polja u toj ravnini. Općenito polarizacija vala u različitim smjerovima od antene može biti različita. Stoga se pod polarizacijom antene razumijeva polarizacija vala koji se širi u smjeru maksimalnog zračenja. U najopćenitijem slučaju postoji *eliptička polarizacija*, kod koje vrh vektora električnog polja opisuje elipsu, dakle kod koje vektor mijenja i veličinu i kutnu brzinu u ovisnosti o vremenu. Eliptička polarizacija je jednoznačno određena trima veličinama: aksijalnim odnosom (AO), koji je kvocijent velike i male osi ( $1 < AO < \infty$ ), smjerom velike osi u odnosu prema odabranom koordinatnom sustavu i smjerom rotacije gledano u pravcu širenja vala.

Kao dva specijalna slučaja pojavljuju se linearna ( $AO = \infty$ ) i kružna ( $AO = 1$ ) polarizacija. Pri linearnoj polarizaciji vektoru električnog polja je smjer konstantan, a mijenja mu se samo veličina; pri kružnoj polarizaciji, pak, vektoru se mijenja smjer, tj. on rotira konstantnom kutnom brzinom, a veličina mu ostaje konstantna. Pri kružnoj polarizaciji razlikuje se lijeva i desna