

Peta razina logički povezuje korisnike s obiju strana mrežom uspostavljene veze, tj. brine se o uspostavljanju, održavanju i prekidanju dijaloga između korisnika. Ta se razina ostvaruje operacijskim sustavom računala.

Šesta se razina brine za to da podaci budu u takvu obliku koji je razumljiv svim sustavima, za pretvorbu formata podataka i za prikaz znakova na zaslonu ili pisaču.

Šedma razina obuhvaća metode pristupa podacima u strukturiranom zbirniku.

Tendencije daljeg razvoja. Prognoze za dalji razvoj složenih sustava prilično su nesigurne. Ipak se one oslanjaju na utjecaje koji dolaze iz društva, od korisnika i tehnike. Ovisnost društva o računalima i svijest o toj ovisnosti sigurno će rasti, pa će pouzdanost takvih sustava postati važnim društvenim pitanjem. Od takvih se sustava zahtijeva sve veća pouzdanost i raspoloživost, pa to valja i ozakoniti. Društvo isto tako neće biti ravnodušno prema monopoliziranju proizvodnje, upotrebe i pogona takvih sustava. Međunarodna udruženja imat će sve veći utjecaj na složene sustave. Korisnici će prije svega nastojati izbjeći opasnost da budu ovisni o jednom jedinom proizvođaču, pa su zato orijentirani prema otvorenom sustavu.

Složeni sustavi u kojima će biti desetak tisuća do stotinu tisuća računala neće biti rijetkost, a s time će rasti i zahtjevi za pouzdanošću i upravljanjem (planiranje, instaliranje i pogon), te za sve većim brojem izvršenih prijenosa (transakcija) u određenom vremenu.

U tehničkom će dijelu najveći utjecaj imati komunikacijski dio koji će moći osigurati mreže WAN visokog učinka (npr. mreža ISDN s brzinama prijenosa od nekoliko milijuna do 140 milijuna bitova u sekundi i mreže LAN s brzinama prijenosa od nekoliko milijardi bitova u sekundi). Za programsku podršku komunikacijskih funkcija morala bi računalna tehnika osigurati i strojnu opremu, u prvom redu sve složenije mikroprocesore.

Uredska tehnika imat će jak utjecaj na sučelje čovjeka i računala. Ta sučelja moraju se mnogo više prilagoditi ulozi i iskustvu pojedinog korisnika. Sve su važniji grafički prikazi, a i govorne informacije. Međutim, uredi bez papira, a ni uredi u kojima ne bi bilo ljudske komunikacije nemaju budućnosti.

Troškovi tehničkih inovacija složenih sustava računala postat će u budućnosti tako visoki da će i proizvođači sve više težiti otvorenim sustavima, jer će samo tako moći opstati na svjetskom tržištu.

LIT.: Encyclopedia of Telecommunication. Academic Press, New York 1988. – Lexikon – Informatik und Kommunikationstechnik. VDI Verlag, Berlin 1991. – Handbook of Data Communications. NCC Blackwell, Oxford 1992.

Redakcija

TELEKOMUNIKACIJE, RADIOKOMUNIKACIJE, područje znanosti i komunikacijska tehnika koji se bave odašiljanjem, prijenosom i prijmom poruka (tona, slike, podataka) elektromagnetskim valovima uz upotrebu elektroničkih elemenata i sklopova potrebnih za taj proces. Radiokomunikacije prate razvoj radiotehnike, a danas se radioenergija upotrebljava i izvan područja komunikacija u ograničenom prostoru, ali ta upotreba ne ulazi u okvir radiokomunikacija. Bitna je značajka radiokomunikacija da rade u velikom rasponu frekvencija i snaga te upotrebljavaju raznolike uređaje. U okviru radiokomunikacija proučavaju se problemi zračenja (antene) i rasprostiranje elektromagnetskih valova. Radiokomunikacijski uređaji tehnička su osnova svih radiokomunikacijskih službi kao što su zemaljske usmjerene veze (radiorelejne veze), pokretne radiokomunikacijske službe (zemaljske, pomorske i zračne), satelitske radiokomunikacijske službe, radiodifuzija, radioastronomija, radar, radiokomunikacija, daljinsko upravljanje, a slični se uređaji upotrebljavaju i u elektromagnetskom mjerenju električnih i neelektričnih

veličina, te u primjeni visokih frekvencija u industriji i medicini. Elektronički elementi i sklopovi služe u radiokomunikacijama za generiranje signala (oscilatori), procesiranje signala (modulacija), miješanje i transpoziciju frekvencija, te pojačanje i detekciju. Sve se to radi u analognom ili u digitalnom obliku. Optičke komunikacije srodno su granično područje radiokomunikacijama, a rade u frekvencijskom području iznad onoga za radiokomunikacije (v. *Optičke elektrokommunikacije*, TE 9, str. 631).

Danas se u radiokomunikacijama upotrebljavaju elektromagnetski valovi frekvencija od 3 kHz do 400 GHz, pri čemu dio ispod 9 kHz i iznad 275 GHz nije još raspodijeljen. Gornja granica frekvencije za radiokomunikacije od 3000 GHz nije još dostignuta, a moguća upotreba područja iznad 275 GHz, osim u dijelu do 381 GHz u kojem eksperimentalno rade pasivne službe, ovisi o tehnološkom napretku. Odašiljači mogu doseći zračenu snagu od nekoliko gigavata, a prijammnicima u radioastronomiji stoje na raspolaganju snage signala reda 10^{-20} W. Budući da se radi o velikom rasponu snaga i da se elektromagnetski valovi u načelu neograničeno šire, postoji problem međusobnog ometanja radiokomunikacijskih sustava između vrlo udaljenih dijelova Zemlje. Zbog toga se frekvencije i dopuštene snage odašiljača određuju na međunarodnoj razini. To se odvija u Međunarodnom savezu za telekomunikacije (franc. Union International des Télécommunications, UIT, odnosno engl. International Telecommunication Union, ITU) unutar kojeg djeluju Međunarodni savjetodavni odbor za radiokomunikacije (franc. Comité Consultatif International des Radiocommunications, CCIR) i Međunarodni odbor za registraciju frekvencija (engl. International Frequency Registration Board, IFRB). Spomenuti međunarodni odbori donose preporuke i mišljenja koji vrijede za sve zemlje članice a temelje se na znanstvenim istraživanjima i usuglašavanjima u studijskim grupama CCIR-a. Rad se odvija u 13 studijskih grupa koje obuhvaćaju pojedina područja radiokomunikacija. U pojedinim zemljama članicama brigu oko održavanja preporuka vode organizacije kojima je povjerena ta dužnost.

Prva istraživanja u oblasti radiokomunikacija započeli su još u prvoj polovici XIX. st. M. Faraday i J. Henry (1843), a J. C. Maxwell (1864) matematički je formulirao elektromagnetsku teoriju, kojoj je valjanost eksperimentalno dokazao H. Hertz. On je (1888) konstruirao odašiljač s iskrištem koje je pomoću antene generirao elektromagnetske valove valne duljine od 60 cm (500 MHz), i prijammnik s petljom, odnosno dipolom i iskrištem. J. J. Thomson (1893) utvrdio je mogućnost širenja elektromagnetskih valova kroz metalne cijevi, što se može smatrati početkom valovodne tehnike, a 1895. g. V. von Lang je eksperimentalno dokazao mogućnost širenja elektromagnetskih valova kroz valovod, pa je tako utemeljena mikrovalna tehnika. Zbog manjeg prigušenja elektromagnetskih valova velikih valnih duljina i mogućnosti da se za njih izgrade jaki generatori, mogli su se valovi širiti na velike daljine i bili su vrlo dugo jedino sredstvo komuniciranja. Tek dvadesetih godina našeg stoljeća počinje primjena kratkih valova, a zatim i sve kraćih.

Prvu praktičnu primjenu radiovalova i prijenos poruke Morseovim znakovima ostvario je G. Marconi (1901) odašiljačem snage 15 kW, elektromagnetskim valovima valne duljine od 366 m. Nakon toga naglo se razvijaju elektronički elementi i sklopovi za potrebe radiokomunikacija (v. *Elektronika, uređaji. Radio-veze*, TE 4, str. 639). Prvi kristalni detektor konstruirali su neovisno H. Dunwoody i G. Pickard (1906). Iste je godine (24. prosinca) prvi uspješan prijenos govora i glazbe ostvario R. Fessenden u SAD. Odašiljač s rotirajućim generatorom radio je na frekvenciji od 50 kHz, a snaga mu je bila 1 kW. Modulacija je izvedena u krugu antene pomoću mikrofona. Razdoblje suvremenih elektroničkih sklopova započinje 1907, kad je L. de Forest konstruirao vakuumsku triodu (v. *Elektronika, sastavni dijelovi*, TE 4, str. 462). Početne su nedostatke otklonili H. D. Arnold (1912) i A. Wehnelt.

Prva radiostanica koja je odašiljala obavijesti za javnost već sredinom 1915. bila je stanica Sveučilišta u Wisconsinu (SAD). Posebnu je pozornost izazvala radiostanica koja je nešto kasnije bila postavljena u Arlingtonu (SAD). Odašiljač joj se sastojao od 500 paralelno spojenih trioda. Prenosila je i koncert, a mogla se čuti u Parizu i Honoluluu. Prve javne radiofonske emisije ostvario je F. Conrad (1920) u Pittsburghu uz odobrenje američke vlade (v. *Elektronika, uređaji. Radio-veze*, TE 4, str. 653). Paralelno s time razvijale su se pokretne radiokomunikacije, tako da je američka flota već 1914. imala 50 radiostanica na kopnu i 250 na brodovima. Stvarno pokretne radiokomunikacije na kopnu bilo je teže ostvariti zbog glomaznosti uređaja. Policija u Detroitu (SAD) uspjela je 1928. nakon sedmogodišnjih nastojanja, ostvariti jednosmjerne veze od bazne stanice prema prijammnicima u automobilima na cijelome gradskom području. Prva prava dvosmjerna pokretna radioveza ostvarena je tek 1933. godine na frekvenciji 33,1 MHz.

N. Tesla (1900) predložio je upotrebu elektromagnetskih valova za određivanje pozicije, brzine i kursa pokretnih objekata. Ch. Hülsmeier (1903)

prijavio je patent antisudarnog uređaja za brodove s kontinuiranim odašiljanjem signala. H. Loewy (1923) prijavio je patent koji je preteča impulsnog radara, ali taj uređaj može samo zapaziti objekt, a ne može utvrditi njegovu udaljenost. Pri pojavi više objekata taj uređaj zataji. Prvi se upotrebljivi radari pojavljuju sredinom tridesetih godina XX. stoljeća. U to se vrijeme pojavljuju prvi radiogoniometri na tlu (1936) i na avionima (1937).

Prvi eksperimentalni mikrovalni radiorelejni sustav za telefonske i teleprinterske veze ostvario je G. Clavier između Calaisa i Dovera. Snaga odašiljača bila je 1 W, a uređaji su radili na frekvenciji 1,75 GHz s paraboličnim antenama promjera 3 m. Prvi komercijalni radiorelejni sustav postavljen je između Francuske i Velike Britanije 1933. god. i bio je u pogonu do 1940. G. Clavier i V. Altovski tek 1944. objavljuju rezultate istraživanja kojima se dokazuje da je frekvencijska modulacija optimalna modulacija za radiorelejne sustave, iako je bila primjenjivana u Njemačkoj još od 1939. Veza između Njemačke i sjeverne Afrike na udaljenosti od ~5000 km ostvarena je također frekvencijskom modulacijom. Ta se modulacija održala do danas za prijenos analognih signala.

Satelitske radiokomunikacije počinju lansiranjem Sputnika (1957), koji je komunicirao na kratkovalnom području. Prvi aktivni komunikacijski satelit SCORE lansiran je 1958. a već je radio u području 130 MHz, dok je Mjesečeva sonda Pioneer 3, lansirana 1958, imala mikrovalni odašiljač (960 MHz). Prvi aktivni satelit za vezu Zemlja-satelit-Zemlja u današnjem značenju bio je TELSTAR (1962).

Međunarodni dogovori na području radiokomunikacija započinju međunarodnom radiotelegrafskom pretkonferencijom (Berlin, 1903). Tada je postignut dogovor o suradnji među brodovima s radio-uređajima različitih sustava i o sprečavanju međusobnog ometanja.

Međutim, prva međunarodna konferencija koja je potvrdila Konvenciju i međunarodni Pravilnik o radiokomunikacijama održana je u Berlinu 1906. uz sudjelovanje predstavnika 29 zemalja. Ti su dokumenti stupili na snagu 1908. na neodređeno vrijeme. Druga međunarodna radiotelegrafska konferencija održana je u Londonu 1912. U to je vrijeme već postojalo 479 obalnih i 2752 brodske radiostanice. Treća međunarodna konferencija (Washington, 1927), uz sudjelovanje predstavnika 80 zemalja, uvodi radiodifuziju, radioveze u zrako-plovstvu i proširuje frekvencijski opseg do 3000 kHz. Tada se prvi put pojavljuje već spomenuti odbor CCIR. Na četvrtoj konferenciji (Madrid, 1932) osnovan je Međunarodni savez za telekomunikacije (UIT odnosno ITU). Odluke Međunarodne administrativne konferencije za radiokomunikacije (Kairo, 1938) odnosile su se na podjelu frekvencija od 10 kHz do 200 MHz i na uvođenje tehničkih standarda za odašiljače s obzirom na toleranciju frekvencija i dopuštenu širinu pojasa za pojedine vrste emisija. Na toj je konferenciji prvi put utvrđen plan radiokanala za interkontinentalni zračni promet za frekvencije od 6,5...23,38 MHz. Nakon drugoga svjetskog rata održan je niz svjetskih administrativnih konferencija o radiokomunikacijama (engl. World Administrative Radiocommunication Conference, WARC), 1947, 1959, 1979, 1983 i 1985, na kojima su frekvencije raspodijeljene do 275 GHz. Gornja je granica frekvencija od 1938. do 1985. pomaknuta od 200 MHz do 400 GHz, što ukazuje na razvoj radiokomunikacija.

Vrste radiokomunikacijskih sustava. Radiokomunikacijski se sustavi mogu razvrstati prema dijelu frekvencijskog spektra u kojem rade i prema namjeni. Porukama se za prijenos uvijek daje oblik električnog signala (modulacijski signal) iako su oni u svojem izvornom obliku redovito akustički ili svjetlosni valovi. Budući da su modulacijski signali analogni ili digitalni, a radiofrekvencijski signali obuhvaćaju golem raspon frekvencija, u radiokomunikacijskim se uređajima upotrebljavaju mnogi različiti električni elementi i sklopovi, kojima se rad osniva na različitim fizikalnim osnovama. Zbog zahtjeva za proširenjem frekvencijskog spektra za potrebe radiokomunikacija, razvilo se i posebno područje elektronike na višim frekvencijama. U tom se razvoju dešavaju sustinske promjene u konstrukciji električnih elemenata. Od tehnike koncentriranih prešlo se na tehniku raspodijeljenih parametara, od vodova, koaksijalnih vodova i valovoda prešlo se na trakaste linije, te od mehaničke izradbe elemenata i sklopova na fotokemijske postupke. Osim toga, da bi se što bolje iskoristio frekvencijski spektar, pojavio se niz novih modulacijskih postupaka, a za to su potrebni odgovarajući električni sklopovi. Sve je veće uvođenje digitalnih modulacijskih postupaka, u kojima komponente u spektru dosta udaljene od frekvencije vala nosioca imaju znatnu amplitudu, a to povećava mogućnost ometanja drugih sustava. Digitalni modulacijski postupci, međutim, omogućuju veći protok informacija i tako bolje iskorištenje frekvencijskog spektra.

Bez obzira na frekvencijski opseg i na modulacijske postupke, radiokomunikacijski se sustavi mogu razvrstati prema namjeni.

U Pravilniku o radiokomunikacijama odašiljanje ili primanje elektromagnetskih valova za posebnu upotrebu u telekomunikacijama naziva se *radiokomunikacijskim službama*. Sve se te službe razvrstavaju prema svojim svojstvima na zemaljske i satelitske, zatim na stalne i pokretne, na aktivne i

pasivne, te na dvostrane i jednostrane. Prema Pravilniku iz 1982. a obnovljenom 1986. sve su službe zemaljske, ako to nije drugačije određeno. Definirane su 34 službe, od kojih su većina i zemaljske i satelitske. Neke se službe dalje razvrstavaju na podslužbe. Za opću su primjenu važne: *stalne službe* (zemaljske i satelitske), *pokretne službe* na kopnu, moru i u zraku (zemaljske i satelitske), *radiodifuzijske službe* (zemaljske i satelitske), *radionavigacijske službe* i njima srodne službe (zemaljske i satelitske), *služba daljinskog istraživanja Zemljine površine i zračnog omotača* (satelitska pasivna), *meteorološka služba* (satelitska pasivna), *radioastronomija* (pasivna), *radioamaterska služba* (zemaljska i satelitska).

Radiovalovi u frekvencijskom području 9 kHz...275 GHz raspoređeni su za upotrebu u pojedinim službama prema detaljnom međunarodnom dogovoru. U svrhu raspodjele pojedinih frekvencijskih opsega svijet je podijeljen na tri geografska područja, tzv. regije (v. *Elektronika, uređaji. Radio-veze*, TE 4, str. 646). Frekvencijski su opsezi dodijeljeni pojedinim službama, bilo isključivo samo za tu službu, bilo podijeljeno s drugim službama. Dodjela može vrijediti za jedno, dva ili tri geografska područja.

Radiodifuzija obuhvaća prijenos tona, slike ili određenih podataka. Ona pokriva velika geografska područja korisnim signalom i služi za jednosmjerni prijenos od jednog ili više odašiljača na Zemljinoj površini ili na satelitu do mnogo prijammika.

Usmjerene radiokomunikacije ostvaruju se između dvaju mjesta koja mogu biti po volji udaljena, a prenose višekanalnu telefoniju, radiodifuzne signale ili podatke. Ako je udaljenost prevelika za izravno komuniciranje, bilo zbog reljefa, bilo zbog gubitaka rasprostiranja, postavljaju se posredne, tzv. radiorelejne stanice. Ako se veza na veće udaljenosti želi uspostaviti bez relejnih stanica, primjenjuje se troposfersko raspršivanje elektromagnetskih valova kojim se mogu premostiti i udaljenosti od nekoliko stotina kilometara. Za još veće udaljenosti mogu se pomoću tri geostacionarna satelita, razmaknuta za 120°, povezati bilo koja dva mjesta na Zemljinoj površini, ako se nalaze na geografskim širinama unutar 81° N i 81° S.

Pokretni radiokomunikacijski uređaji kojima se služe pokretne radiokomunikacijske službe osiguravaju dvosmjerne veze između stalnih stanica i onih u vozilima na kopnu, moru i u zraku.

Radarski i radionavigacijski sustavi ubrajaju se također među radiokomunikacijske sustave. Istraživanju svemira namijenjene su radioastronomske službe. Iako se u daljinskom istraživanju Zemlje pomoću satelita te u satelitskoj meteorologiji radiokomunikacijama odašilju informacije na Zemlju, te se službe, kao i radioastronomija, ubrajaju u pasivne radiokomunikacijske službe (v. *Telekomunikacije, satelitske, i radioastronomija*).

Vrste modulacija. Postupak kojim se djeluje na amplitudu, frekvenciju ili fazu signala sinusnoga valnog oblika naziva se modulacijom. Vrste se modulacija često označuju kraticama njihovih naziva: AM (amplitudna modulacija), FM (frekvencijska modulacija), PM (fazna modulacija) itd.

Amplitudno modulirani signal može se prenositi s jednim bočnim pojasom (engl. Single Side Band, SSB) ili s dva bočna pojasa (engl. Double Side Band, DSB).

I frekvencijska i fazna modulacija djeluju na argument sinusa, pa su one međusobno povezane. Pri frekvencijskoj modulaciji, frekvencija, tj. derivacija argumenta, proporcionalna je modulacijskom signalu, a pri faznoj modulaciji argument je proporcionalan modulacijskom signalu. To znači da se frekvencijski modulirani nosilac može ostvariti i tako da se integral modulacijskog signala fazno modulira. Analogno, fazno modulirani nosilac može se ostvariti frekvencijskom modulacijom derivacije moduliranog signala. Prvi je postupak vrlo čest, jer se kao frekvencijski moduliran nosilac može upotrijebiti vrlo stabilan generator nosioca.

Umjesto kontinuiranim, dakle neprekidnim nizom harmoničkih titraja, analogni se signali mogu prenositi slijedom impulsa, uz uvjet da im se mijenja jedna od karakterističnih

veličina. Tada postoje sljedeće mogućnosti: promjena amplitude impulsa proporcionalna modulacijskom signalu (engl. Pulse Amplitude Modulation, PAM), promjena trajanja impulsa proporcionalna modulacijskom signalu (engl. Pulse Duration Modulation, PDM), promjena pomaka impulsa od referentnog položaja u vremenu proporcionalna modulacijskom signalu (engl. Pulse Position Modulation, PPM), i nadomještanje trenutne vrijednosti analognog signala kombinacijom impulsa i stanke, uz uvjet da je u svakoj kombinaciji zbroj impulsa i stanke stalan (engl. Pulse Code Modulation, PCM).

Za prijenos digitalnih signala koji imaju samo dva stanja (logička jedinica i nula) mogu se upotrijebiti promjene amplitude, frekvencije i faze nosioca ili njihove kombinacije. Postoje sljedeće mogućnosti: kvantizirana promjena amplitude u ritmu digitalnog signala (engl. Amplitude Shift Keying, ASK), kvantizirana promjena frekvencije u ritmu digitalnog signala (engl. Frequency Shift Keying, FSK), kvantizirana promjena faze u ritmu digitalnog signala (engl. Phase Shift Keying, PSK), te istodobna promjena i amplitude i faze, također u ritmu digitalnog signala (engl. Amplitude Phase Keying, APK). Te vrste modulacija mogu imati više kvantiziranih vrijednosti amplitude, frekvencije ili faze. Broj je kvantiziranih vrijednosti redovito cjelobrojna potencija broja dva. Tako npr. 8PSK znači faznu modulaciju s osam kvantiziranih faznih stanja, a moguće su samo faze koje su višekratnici od 45°. Oznaka BPSK (engl. Binary Phase Shift Keying) istoznačnica je za modulaciju 2PSK, QPSK (engl. Quaternary Phase Shift Keying) istoznačnica je za 4PSK, a MPSK je oznaka za PSK sa M faznih stanja.

Osim navedenih modulacijskih postupaka postoji i niz podvrsta koje se izvode iz glavnih modulacijskih postupaka.

U posljednje su se vrijeme pojavili sustavi s proširenim spektrom koji zauzimaju mnogo širi frekvencijski pojas nego što je to potrebno za prijenos samog modulacijskog signala. Očuvanje tajnosti prenijete poruke i smanjenje smetnja glavni su razlozi za uvođenje takvih modulacijskih sustava. Oni se primjenjuju samo za digitalne signale. Tri su osnovna takva sustava. U prvom se nosilac modulira digitalnom kodnom sekvencijom kojoj je brzina prijenosa mnogo veća od brzine prijenosa digitalnoga modulacijskog signala (DS, Direct Sequence), u drugom se frekvencija vala nosioca mijenja u diskretnim skokovima koji se upravljaju kodnom sekvencijom (FH, Frequency Hopping), a u trećem se val nosilac uključuje ili isključuje u ritmu kodne sekvencije (TH, Time Hopping).

Postoje i hibridni sustavi u kojima se istodobno upotrebljavaju dvije od spomenute tri mogućnosti djelovanja na val nosilac. Najčešće su kombinacije FH/DS, TH/FH i TH/DS.

Nosilac generiran na spomenuta tri osnovna ili na neki od hibridnih načina služi u odašiljačima s proširenim spektrom kao nosilac koji se modulira na bilo koji od prethodno spomenutih klasičnih načina modulacije. Kao primjer navodi se sustav FH-2PSK. Modulacijskim se signalom, koji je u digitalnom obliku, modulira val nosilac tako da logičkoj jedinici odgovara faza 0°, a logičkoj nuli faza 180°. Istodobno se frekvencija vala nosioca mijenja u skokovima. Brzina tog skakanja kao i redoslijed frekvencija na koje se prebacuje val nosilac upravljana je jednom kodnom sekvencijom. Jasno je da su sustavi za takvu modulaciju složeni, a poseban je problem sinkroniziranje odašiljača i prijammnika.

TEORIJSKE OSNOVE RADIOKOMUNIKACIJSKIH SUSTAVA

Radiokomunikacijski sustav sastoji se od tri osnovna dijela: odašiljača, prijenosnog sredstva i prijammnika. Odašiljač služi za transformaciju poruke (modulacijskog signala) u pogodan oblik (modulirani signal) kako bi se što djelotvornije prenio do prijammnika. Transformacija signala poruke naziva se *modulacijom*, a svrha joj je da se odaslani signal što bolje prilagodi uvjetima prijenosa. Prijenosno je sredstvo u kojem se šire elektromagnetski valovi najčešće atmosfera u blizini

Zemljine površine, a pri satelitskim komunikacijama i slobodan prostor. Jedno je od glavnih svojstava prijenosnog sredstva da uzrokuje gubitke snage signala, koji potječu od gušenja i raspršivanja. Zadatak je prijammnika da iz prijenosnog medija izdvoji željeni modulirani signal i iz njega što vjernije rekonstruira izvorno odaslano poruku.

Za vrijeme prijenosa radiokomunikacijskim sustavom javljaju se izobličenja signala, interferencije i šum. *Izobličenje* je pojava odstupanja valnog oblika signala od njegova izvornog oblika. Teorijski je moguće izbjeći izobličenja, ali se radi ekonomičnosti ili zbog tehnoloških ograničenja dopuštaju određena izobličenja koja ovisе o sadržaju poruke i redovito bi trebala ostati u granicama međunarodnih preporuka (CCIR). *Interferencija* je pojava mijenjanja oblika izvornog signala zbog djelovanja signala drugih sustava. I interferencija se teorijski može izbjeći, ali se ipak njeno djelovanje potpuno ne isključuje zbog ekonomskih i tehnoloških razloga. Dopušteni utjecaji interferencije također su dani međunarodnim preporukama (CCIR). *Šum* je neželjeni signal sa slučajnom raspodjelom amplitude koji uvijek prati koristan signal. Šum potječe od gibanja elektrona te ga je nemoguće eliminirati. Izvor šuma u radiokomunikacijskom sustavu može biti u njegovim elementima ili izvan njih i on predstavlja osnovno fizikalno ograničenje komuniciranja. U radiokomunikacijama u užem smislu šum može djelomično ili potpuno prekriti izvorni signal, tako da se u prijammniku ne može rekonstruirati izvorna poruka.

Gotovo uvijek prijenos poruka započinje istodobno s pojavom modulacijskog signala na ulazu odašiljača. To je prijenos u realnom vremenu. Dakako, signal na izlazu prijammnika manje ili više kasni za odaslanim signalom. To kašnjenje može biti zanemarivo maleno (milisekunde), ali i znatno veće kad se signal prenosi preko satelita. Ako se odbaci izobličenje, interferencija i moguće kašnjenje, onda oblik signala u ovisnosti o vremenu mora ostati nepromijenjen nakon prolaza kroz sustav. Vremensko mijenjanje signala uzrokuje, međutim, promjene energije uskladištene u sustavu, a kako se sustav svojom tromošću opire, brzina je promjene signala ograničena parametrom sustava koji se naziva *širinom frekvencijskog pojasa*. Da bi prijenos bio vjeran u realnom vremenu, širina pojasa radiokomunikacijskog sustava mora biti prilagođena modulacijskom, odnosno moduliranom signalu.

Modulator, koji se nalazi u odašiljaču, služi da bi se signal poruke utisnuo u val nosilac i tako prenio do prijammnika. Val nosilac je signal sinusnog oblika kojemu je nakon prolaza kroz modulator amplituda, frekvencija ili faza proporcionalna vremenskoj promjeni modulacijskog signala. Ima više prednosti takva načina prijenosa. Upotrebom prikladne frekvencije vala nosioca olakšana je izradba djelotvornih antena razumnih dimenzija, jer one moraju biti reda veličine valne duljine signala nosioca. Osim toga, neke vrste modulacija imaju svojstvo da je prijenos manje osjetljiv na šum i interferencije, što se može iskoristiti za sustave u kojima se šum i smetnje interferencije ne mogu drugačije umanjiti. Nažalost, takve vrste modulacije načelno zahtijevaju i veću širinu pojasa, pa je to cijena koju treba platiti da bi sustav bio manje osjetljiv na smetnje. Upotrebom vala nosioca omogućava se simultani prijenos više poruka u istom prostoru bez međusobnog ometanja, a izborom pogodne frekvencije nosioca mogu se smanjiti i neke tehnološke teškoće pri izradbi uređaja.

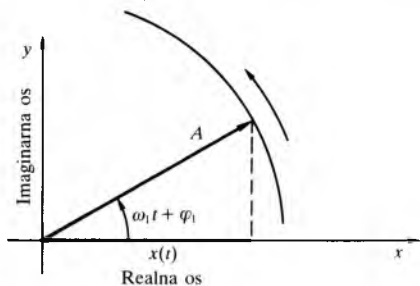
Prikaz signala u vremenskom i frekvencijskom koordinatnom sustavu. Električni signali vremenski su promjenljive veličine (napon, struja, električno i magnetsko polje). Osim kao osnovna funkcija, mogu se predočiti i kao zbroj sinusnih komponenata određene amplitude, frekvencije i faze (Fourierov red ili transformacija). Dakle, moguć je spektralni prikaz. Ako se promatra samo jedan sinusni signal oblika

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad (1)$$

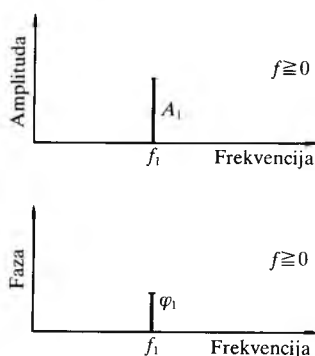
on se može prikazati i kao realni dio (oznaka Re) kompleksne funkcije:

$$x(t) = \text{Re} \{ A \exp [j(\omega_1 t + \varphi_1)] \}. \quad (2)$$

Grafički se u kompleksnoj ravnini jednačba (2) može prikazati tzv. *fazorom* (sl. 1). Fazor je dužina koja rotira suprotno od smjera kazaljke na satu s kutnom brzinom ω_1 uz početni kut φ_1 prema realnoj osi, a jednim je krajem čvrsto vezan za ishodište. Signal $x(t)$ tada je projekcija fazora na realnu os. Fazor je jednoznačno određen amplitudom A_1 , frekvencijom $f_1 = \omega_1/(2\pi)$ i faznim kutom φ_1 u trenutku $t = 0$.



Sl. 1. Prikaz sinusnog signala pomoću fazora u kompleksnoj ravnini

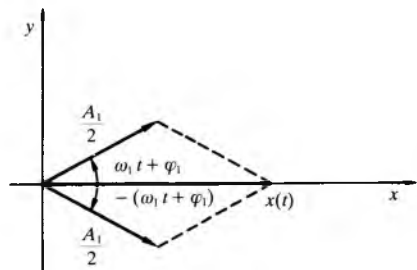


Sl. 2. Prikaz sinusnog signala pomoću jednostranog spektra

Fazor se dakle može prikazati jednom spektralnom linijom (sl. 2). Ako se električni signal sastoji od niza sinusnih komponenata, dobiva se spektar koji se sastoji od mnogo linija koje se pojavljuju samo za pozitivne frekvencije. Signal prema jednačbi (1) može se prikazati i kao zbroj dviju kompleksnih funkcija:

$$x(t) = 0,5 A_1 \{ \exp [j(\omega_1 t + \varphi_1)] + \exp [-j(\omega_1 t + \varphi_1)] \}. \quad (3)$$

Taj se izraz može u kompleksnoj ravnini predočiti pomoću dvaju fazora (sl. 3). Fazori su međusobno konjugirano kompleksni, pa se njihov zbroj, tj. signal $x(t)$, uvijek nalazi na realnoj osi. Oba se fazora mogu prikazati dvostranim spektrom (sl. 4). Za razliku od jednostranog spektra dvostrani se spektar proteže i na negativne frekvencije. Vidi se da je amplituda u spektralnom prikazu parna (tj. funkcija frekvencije), a da je faza neparna (liha) funkcija.



Sl. 3. Prikaz sinusnog signala pomoću dvaju konjugirano kompleksnih fazora

Ako je signal $x(t)$ bilo kakva valnog oblika, ali periodičan s periodom T_0 tako da je $x(t - T_0) = x(t)$, može se prikazati dvostranim linijskim spektrom u obliku Fourierova reda:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n \exp (j n \omega_0 t) \quad (4)$$

gdje je $\omega_0 = 2\pi/T_0 = 2\pi f_0$, a kompleksni koeficijenti

$$C_n = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} x(t) \exp (-j n \omega_0 t) dt. \quad (5)$$

Apsolutna vrijednost koeficijenta C_n daje amplitudu, a njegov argument fazu pojedine spektralne komponente frekvencije $n f_0$. Za općenita se razmatranja pretpostavlja da je signal $x(t)$ napon na jediničnom otporu ili struja kroz jedinični otpor, pa je $x^2(t)$ trenutna snaga signala $x(t)$. Prosječna je snaga

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x^2(t) dt = \langle x^2(t) \rangle = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |C_n|^2. \quad (6)$$

U literaturi se često limes integrala (6) piše skraćeno simbolom $\langle \rangle$. Iz jednačbe (6) proistječe da je prosječna snaga signala jednaka zbroju prosječnih snaga svih komponenata u spektru. Prema tome, postoji diskretan spektar snaga $|C_n|^2$ u kojemu je informacija o fazi signala izgubljena. Za neperiodične se signale umjesto Fourierova reda upotrebljava Fourierova transformacija koja daje kontinuirani spektar. Signal se tada može prikazati integralom:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) \exp (j \omega t) df, \quad (7)$$

gdje je $X(f)$ kontinuirani spektar signala $x(t)$ koji se može izračunati pomoću izraza

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \exp (-j \omega t) dt. \quad (8)$$

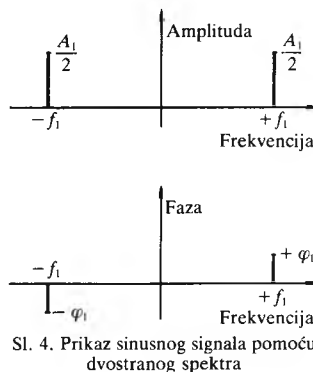
Da bi se pokazala veza između spektra modulacijskog signala $x(t)$ i moduliranog signala $y(t)$, pretpostavit će se da se poruka nalazi u amplitudi nosioca (amplitudna modulacija). Modulirani se signal u vremenskom koordinatnom sustavu može prikazati izrazom

$$y(t) = x(t) \cos \omega_0 t. \quad (9)$$

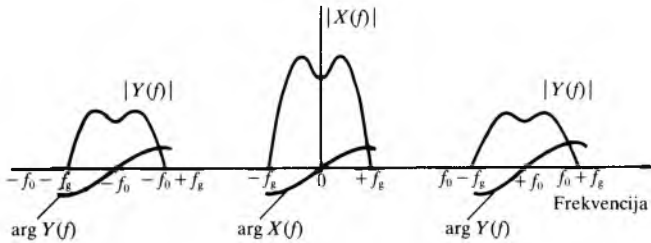
Pomoću jednačbe (8) dobiva se spektar:

$$Y(f) = \frac{1}{2} X(f - f_0) + \frac{1}{2} X(f + f_0), \quad (10)$$

koji se može prikazati slikom 5. To je spektar modulacijskog signala proizvoljno odabranog oblika, ali ograničene širine pojasa, pa je $X(f) \neq 0$ za $|f| < f_g$. Tada će i amplitudno modulirani signal biti ograničenog spektra, tj. $Y(f) \neq 0$ za $f_0 - f_g < |f| < f_0 + f_g$.



Sl. 4. Prikaz sinusnog signala pomoću dvostranog spektra



Sl. 5. Prikaz spektra amplitudno moduliranog signala $Y(f)$ moduliranog signalom spektra $X(f)$

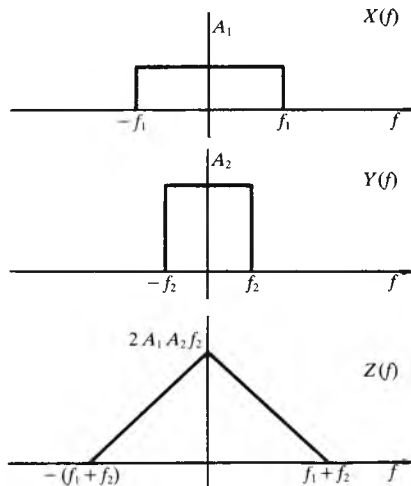
U nekim se sklopovima radiokomunikacijskih sustava vrijednosti dvaju signala množe, pa je izlazni signal $z(t) = x(t)y(t)$. Spektar se takva signala dobiva konvolucijom spektra jednog i drugog signala, a matematički se to izražava integralom:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(F) \cdot Y(f-F) dF. \quad (11)$$

Pomoću simbola $*$ može se jednadžba (11) napisati u skraćenom obliku:

$$Z(f) = X(f) * Y(f). \quad (12)$$

Iz jednadžbe (11) vidi se da u području varijable F treba spektar $Y(F)$ preklopiti preko osi ordinate, pomaknuti za f i pomnožiti s $X(F)$ te integrirati. Na sl. 6 prikazan je spektar dvaju signala i njihova produkta. Ako se spektar signala $x(t)$ proteže do frekvencije f_1 , a spektar signala $y(t)$ do frekvencije f_2 , spektar će njihova produkta sezati do frekvencije $f_1 + f_2$, što znači da se spektar proširio.



Sl. 6. Prikaz spektra $X(f)$ i $Y(f)$ dvaju signala i spektra $Z(f)$ signala nastalog množenjem tih signala u vremenskom koordinatnom sustavu

U mnogim analizama radiokomunikacijskih sustava upotrebljava se autokorelacijska funkcija signala. Matematički se ona izražava jednadžbom:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} x(t)x(t-\tau) dt = \langle x(t)x(t-\tau) \rangle, \quad (13)$$

a predstavlja prosječnu vremensku vrijednost produkta dviju trenutnih vrijednosti signala koje su međusobno vremenski razmaknute za τ . Autokorelacijska funkcija je parna i ima apsolutni maksimum za $\tau=0$ koji je identičan prosječnoj snazi signala $\langle x^2(t) \rangle$. Autokorelacijska funkcija daje statističku vezu između dviju vremenski udaljenih trenutnih vrijednosti nekog signala, pa se zbog toga i ne mogu iz nje

jednoznačno rekonstruirati trenutne vrijednosti signala. Iako svakom signalu odgovara točno određena autokorelacijska funkcija, obratno ne vrijedi, jer istoj autokorelacijskoj funkciji mogu odgovarati različiti signali. Autokorelacijska funkcija nalazi se u vremenskom koordinatnom sustavu, a njoj u frekvencijskom koordinatnom sustavu odgovara spektar snaga $S(f)$ povezan s autokorelacijskom funkcijom pomoću Fourierove transformacije, pa je

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) \exp(-j\omega\tau) d\tau = 2 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega\tau d\tau. \quad (14)$$

Konačan izraz u jednadžbi (14) slijedi iz činjenice da je autokorelacijska funkcija parna. I autokorelacijska funkcija i spektar snaga opisuju isti skup srodnih signala, pa se mogu vrlo uspješno iskoristiti za dimenzioniranje radiokomunikacijskih sustava za prijenos određene vrste signala.

Ako postoje dva signala $x(t)$ i $y(t)$, može se analogno iz jednadžbe (13) definirati križna korelacijska funkcija. Već prema tome koji se signal vremenski pomakne, postoje dvije križne korelacijske funkcije:

$$R_{xy}(\tau) = \langle x(t)y(t-\tau) \rangle, \quad (15)$$

$$R_{yx}(\tau) = \langle y(t)x(t-\tau) \rangle, \quad (16)$$

koje se općenito međusobno razlikuju. Križne korelacijske funkcije mogu poslužiti za utvrđivanje nekoherentnosti dvaju signala. Signali su *nekoherentni* ako je prosječna snaga zbroja dvaju signala jednaka zbroju prosječnih snaga tih signala, a to znači da njihove križne korelacijske funkcije moraju biti jednake nuli. Promatrano u frekvencijskom koordinatnom sustavu, ako spektri dvaju signala nemaju komponente na istim frekvencijama, oni su sigurno nekoherentni, dok obratno ne vrijedi. Naime, ako dva signala imaju neke komponente na istoj frekvenciji, oni mogu biti nekoherentni, ali samo ako je fazni pomak između istofrekvencijskih komponenata 90° .

Vremenski kontinuirani signal kojemu se unaprijed, za bilo koji trenutak t , ne zna točno njegova stvarna vrijednost naziva se slučajnim signalom. Za takav se signal, naime, može samo s nekom vjerojatnošću tvrditi da će u nekom trenutku imati vrijednost između x i $x + dx$, ali se ne može navesti njegova stvarna vrijednost. Ako se promatra skup istovrsnih slučajnih signala, npr. izlazni naponi većeg broja generatora šuma, mogu se u nekom trenutku t_1 izmjeriti trenutne vrijednosti tih signala. Na temelju izmjerenih trenutnih vrijednosti mogu se za taj skup signala odrediti sljedeće srednje vrijednosti:

$$\overline{x(t_1)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n(t_1), \quad (17)$$

$$\overline{x^2(t_1)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n^2(t_1) \text{ itd.} \quad (18)$$

Ako su te srednje vrijednosti razmatranog skupa signala neovisne o odabranom trenutku t_1 , skup je signala stacionaran. To ujedno znači da su statistička svojstva tog skupa signala neovisna o vremenu. Ako se iz skupa slučajnih signala odabere jedan signal i za njega odrede srednje vrijednosti po vremenu $\langle x(t) \rangle$, $\langle x^2(t) \rangle$ itd., pa se utvrdi da su mu srednje vrijednosti po vremenu jednake srednjim vrijednostima po skupu, tj. da je $\langle x(t) \rangle = \overline{x(t)}$, $\langle x^2(t) \rangle = \overline{x^2(t)}$ itd., slučajni je signal ergodičan. Ergodični su signali stacionarni, ali obrnuto ne vrijedi.

Vjerojatnost da je trenutna vrijednost slučajnog signala između x i $x + dx$ može se dobiti pomoću funkcije gustoće vjerojatnosti $v(x)$ koja je karakteristična za određeni skup. U radiokomunikacijama vrlo je važna funkcija vjerojatnosti prekoračenja $v_p(x)$, koja slijedi iz jednadžbe

$$v_p(x) = \int_x^{\infty} v(x) dx. \quad (19)$$

Ako postoji zapis trenutnih vrijednosti slučajnog signala za jedno duže razdoblje T (sl. 7), vjerojatnost se prekoračenja dobiva pomoću izraza

$$v_p(x) = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \Delta T_n}{T} \quad (20)$$

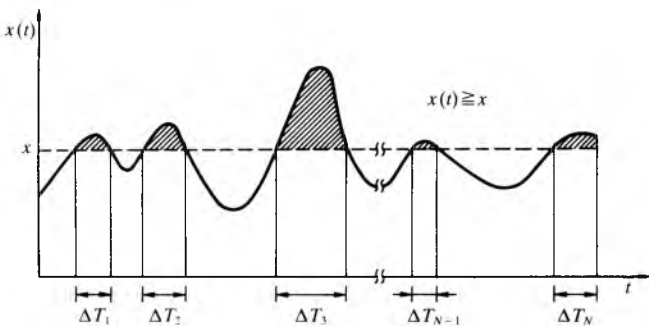
Za stacionarne signale srednja je vrijednost

$$\overline{x(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} x \cdot v(x) dx \quad (21)$$

jednaka istosmjernoj komponenti. Kvadrat srednje vrijednosti jednak je snazi istosmjerne komponente, dok je srednja vrijednost kvadrata

$$\overline{x^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 v(x) dx \quad (22)$$

jednaka prosječnoj snazi signala. Varijanca $\sigma_x^2 = \overline{x^2(t)} - [\overline{x(t)}]^2$ prosječna je snaga izmjeničnih komponenta signala.



Sl. 7. Određivanje vjerojatnosti prekoračenja iz zapisa kontinuiranog signala za duže razdoblje T

Kao što je već spomenuto, u radiokomunikacijskim sustavima za prijenos poruka upotrebljavaju se modulirani, uskopojasni signali, pa je snaga takvih signala koncentrirana u blizini prijenosne frekvencije vala nosioca. Ti se signali mogu izraziti funkcijom oblika

$$x(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (23)$$

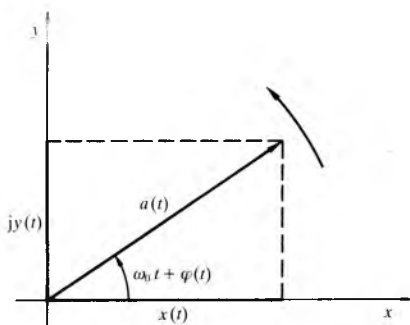
u kojoj se $a(t)$ i $\varphi(t)$ sporo mijenjaju s vremenom i ovise o vrsti modulacije. Analogno prikazu signala fazorima, može se signal $x(t)$ shvatiti kao realni dio kompleksne funkcije $z(t)$:

$$x(t) = \text{Re}\{z(t)\} = \text{Re}\{a(t)[\exp j\omega_0 t + j\varphi(t)]\}, \quad (24)$$

što je prikazano na sl. 8. Funkcija $z(t)$ zove se analitički signal i širi je pojam od fazora. Za razliku od fazora, analitičkom se signalu mijenjaju s vremenom i apsolutna vrijednost i brzina rotacije, odnosno faza. Ako je poznat signal $x(t)$ koji nije izražen u obliku (23), za analitički signal općenito vrijedi

$$z(t) = x(t) + j y(t), \quad (25)$$

uz uvjet da treba $y(t)$ jednoznačno definirati, jer bi inače realnom signalu $x(t)$ odgovaralo više signala $z(t)$. Analogno



Sl. 8. Analitički signal u kompleksnoj ravnini

fazorskom prikazu, analitički signal, osim što mu se smije mijenjati amplituda, mora uvijek rotirati samo suprotno od kazaljke na satu, što znači da mu spektar za negativne frekvencije mora biti jednak nuli. Iz toga se uvjeta može pokazati da funkcija $y(t)$ mora biti Hilbertova transformacija (oznaka $\hat{\cdot}$) od $x(t)$, dakle

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\varepsilon)}{1 - \varepsilon} d\varepsilon = \hat{x}(t). \quad (26)$$

Taj uvjet ujedno osigurava da će za uskopojasni signal $x(t)$ trenutna amplituda biti

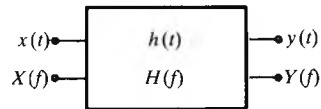
$$z(t) = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}, \quad (27)$$

a trenutna faza

$$\varphi = \arctan \frac{\hat{x}(t)}{x(t)}. \quad (28)$$

Jedan je od karakterističnih uskopojasnih slučajnih signala uskopojasni šum koji se dobiva nakon prolaza tzv. *bijelog šuma* (spektar snaga je konstantan) kroz radiokanal. Prijenosna je karakteristika radiokanala takva da propušta samo uski dio spektra bijelog šuma u blizini prijenosne frekvencije. Može se pokazati da će pri prolazu bijelog šuma kroz radiokanal trenutne amplitude na izlazu imati, bez obzira na oblik prijenosne karakteristike, Rayleighovu razdiobu, a svi će fazni kutovi biti jednako vjerojatni u intervalu od 0 do 2π . Također se može dokazati da su anvelopa i faza međusobno statistički nezavisni slučajni signali.

Prijenosna karakteristika radiokanala. Radiokomunikacijski sustav može se od stezaljki na ulazu odašiljača do stezaljki na izlazu prijavnika prikazati četveropolom vrlo složene prijenosne karakteristike. Ta se prijenosna karakteristika mjeri na gotovim sustavima pomoću određenih ispitnih signala kojima je valni oblik tako odabran da se lako opažaju i mjere odstupanja signala poruke na izlazu od signala poruke na ulazu. Ako je sustav malo složeniji, gotovo je nemoguće napisati ukupnu karakteristiku sustava, pa ga treba podijeliti u nekoliko segmenata, koji se svaki za sebe opet može prikazati četveropolom. Linearni su dijelovi sustava oni u kojima se na izlazu pojavljuju samo one komponente u spektru koje sadrži ulazni signal. Nasuprot tome, nelinearni su dijelovi oni u kojima se na izlazu pojavljuju i nove komponente. Linearni dijelovi mogu se prikazati četveropolom prema sl. 9 i mogu se u frekvencijskom koordinatnom sustavu opisati frekvencijskom karakteristikom $H(f)$, a u vremenskom koordinatnom sustavu impulsnim odzivom $h(t)$.



Sl. 9. Prikaz linearnih dijelova radiokomunikacijskog sustava četveropolom s impulsnim odzivom $h(t)$ i frekvencijskom karakteristikom $H(f)$

Frekvencijska je karakteristika općenito kompleksna funkcija i pomoću nje se dobiva spektar izlaznog signala u obliku

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f), \quad (29)$$

ili izlazni signal u vremenskom koordinatnom sustavu:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) X(f) \exp(j\omega t) df. \quad (30)$$

Frekvencijska karakteristika i impulсни odziv međusobno su povezani Fourierovom transformacijom, pa vrijedi

$$h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f) \exp(j\omega t) df, \quad (31)$$

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (32)$$

U vremenskom koordinatnom sustavu izlazni se signal može prema tome dobiti i iz impulsnog odziva prema izrazu

$$y(t) = h(t) * x(t). \quad (33)$$

U frekvencijskom koordinatnom sustavu često se računa sa spektrima snaga. Tada je spektar snaga izlaznog signala

$$S_y(f) = |H(f)|^2 S_x(f). \quad (34)$$

Nelinearni dijelovi sustava mogu se prikazati četveropolom (sl. 10) kojemu je trenutna vrijednost izlaznog signala $y(t)$ nelinearna funkcija trenutne vrijednosti ulaznog signala $x(t)$. To se može prikazati pomoću reda potencija:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} a_n x^n(t). \quad (35)$$

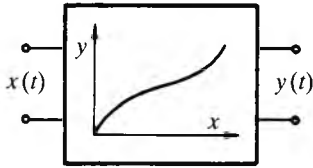
U frekvencijskom koordinatnom sustavu spektar je izlaznog signala

$$Y(f) = a_1 X(f) + a_2 X^{*3}(f) + a_3 X^{*3}(f) + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} a_n X^{*n}(f), \quad (36)$$

gdje je $X^{*n}(f)$ n -terostruka konvolucija ulaznog signala samog sa sobom, pa je

$$X^{*n}(f) = X(f) * X(f) * X(f) * \dots * X(f), \quad (37)$$

gdje je n broj članova na desnoj strani jednadžbe.



Sl. 10. Prikaz nelinearnih dijelova radiokomunikacijskog sustava četveropolom kojemu je trenutna veličina izlaznog signala y nelinearna funkcija trenutne vrijednosti ulaznog signala x

Utjecaj frekvencijske karakteristike na modulacijski signal.

Ako se želi da sustav prenosi sve signale bez izobličenja, onda valni oblik izlaznog signala $y(t)$ mora biti identičan valnom obliku ulaznog $x(t)$, s time da može biti pomnožen bilo kojom konstantom A i da može kasniti za ulaznim signalom za τ , pa vrijedi

$$y(t) = A x(t - \tau). \quad (38)$$

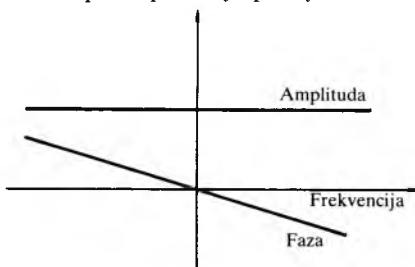
Ako se to prebaci u frekvencijski koordinatni sustav primjenom Fourierove transformacije, dobiva se

$$Y(f) = A \exp(-j\omega\tau) X(f). \quad (39)$$

Usporedi li se to s jednadžbom (29) može se zaključiti da frekvencijska karakteristika sustava mora imati oblik

$$H(f) = A \exp(-j\omega\tau). \quad (40)$$

Dakle, ako je amplituda konstantna, a faza linearna funkcija frekvencije kao na sl. 11, nema izobličenja signala. Amplitudna i fazna karakteristika realnih sustava uvijek se razlikuju od one sa sl. 11, pa se postavlja pitanje kako će to utjecati



Sl. 11. Prikaz frekvencijske karakteristike četveropola koji prenosi sve signale bez izobličenja

na vjernost prenesene poruke. Vrlo je zanimljivo vidjeti kako radiofrekvencijska karakteristika pojedinih dijelova sustava, djelujući na modulirani signal, može izobličiti modulacijski signal. Modulirani su signali uskopojsni, pa frekvencijske karakteristike radiofrekvencijskih dijelova sustava imaju svojstva uskopojsnog filtra. U okolišu prijenosne frekvencije (srednja frekvencija pojasa f_0) mogu se amplitudna i frekvencijska karakteristika izraziti pomoću Taylorova reda, pa je

$$H(f) = A(f) \exp[jb(f)], \quad (41)$$

gdje su

$$A(f) = A(f_0) + (f - f_0)A'(f_0) + \frac{(f - f_0)^2}{2!}A''(f_0) + \dots \quad (42)$$

i

$$b(f) = b(f_0) + (f - f_0)b'(f_0) + \frac{(f - f_0)^2}{2!}b''(f_0) + \dots \quad (43)$$

Tu su: $A'(f_0)$ prva derivacija amplitudne karakteristike uz frekvenciju f_0 , $A''(f_0)$ druga derivacija itd., a $b'(f_0)$ prva derivacija fazne karakteristike uz f_0 , te $b''(f_0)$ druga derivacija itd. Pretpostavi li se najjednostavniji slučaj za koji je u okolišu prijenosne frekvencije amplitudna karakteristika konstantna, a fazna se može izraziti konstantnim i linearnim članom, bit će frekvencijska karakteristika

$$H(f) = \exp[jb(f_0) + j(f - f_0)b'(f_0)], \quad (44)$$

gdje je jednostavnosti radi amplituda jednaka jedan. Ako se pretpostavi najopćenitiji slučaj da je val nosilac i amplitudno i fazno moduliran, onda se on može izraziti analitičkim signalom:

$$x(t) = A(t) \exp[j\omega_0 t + j\varphi(t)]. \quad (45)$$

Prebacivanjem tog signala u frekvencijski koordinatni sustav, uz upotrebu jednadžbe (29) i frekvencijske karakteristike prema jednadžbi (44), dobiva se spektar izlaznog signala $Y(f)$. Prebacivanjem tog spektra u vremenski koordinatni sustav dobiva se

$$y(t) = A(t - \tau_1) \exp[j\omega_0(t - \tau_0) + j\varphi(t - \tau_1)], \quad (46)$$

gdje je

$$\tau_0 = -\frac{b(f_0)}{2\pi f_0} \quad \text{i} \quad \tau_1 = -\frac{b'(f_0)}{2\pi f_0}. \quad (47)$$

Na izlazu val nosilac kasni za τ_0 , a modulacijski signal za τ_1 bez izobličenja. Znači da se u analizi moduliranih signala mogu odbaciti konstantni i linearni član fazne karakteristike, jer oni ne unose nikakvo izobličenje modulacijskog signala. Iz jednadžbe (47) vidi se da je τ_1 derivacija fazne karakteristike po kutnoj frekvenciji ω za ω_0 . Ona se naziva vremenom kašnjenja grupe frekvencija ili, kraće, *grupno kašnjenje*. Često je amplitudna karakteristika valovita u blizini prijenosne frekvencije, pa će se pokazati kako ona utječe na modulacijski signal. Pretpostavit će se prijenosna karakteristika prema sl. 12, koja se može prikazati izrazom

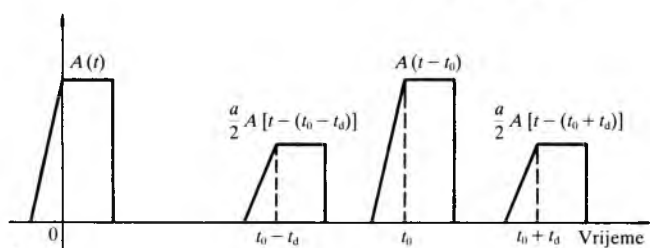
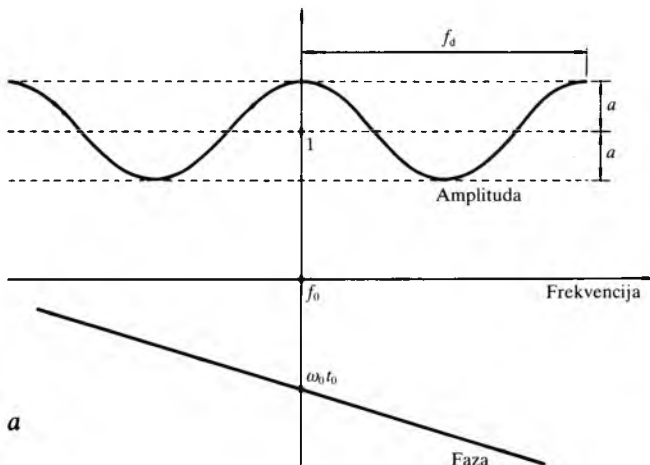
$$H(f) = \left(1 + a \cos 2\pi \frac{f - f_0}{f_d}\right) \exp[-j(\omega - \omega_0)t_0]. \quad (48)$$

Ako se jednostavnosti radi pretpostavi samo amplitudno modulirani signal na ulazu, a u jednadžbi (45) da je $\varphi(t) = 0$, može se postupkom kao u prethodnom slučaju dobiti izlazni signal u obliku

$$y(t) = \left\{ A(t - t_0) + \frac{a}{2} A[t - (t_0 - t_d)] + \frac{a}{2} A[t - (t_0 + t_d)] \right\} \exp(j\omega_0 t), \quad (49)$$

gdje je $t_d = 1/f_d$. Kako je prikazano na sl. 12b, izlazni se modulacijski signal sastoji od jedne komponente identične

ulaznom signalu i dviju manjih komponenata, također po obliku identičnih ulaznom signalu, ali pomaknutih za vrijeme t_d prije i poslije glavne komponente.



Sl. 12. Primjer prijenosne karakteristike i modulacijskog signala. *a* frekventijska karakteristika četveropola koji ima valovitost u blizini prijenosne frekvencije, *b* tri komponente modulacijskog signala s različitim vremenima kašnjenja t_0 , $t_0 + t_d$ i $t_0 - t_d$ nakon prolaza amplitudno moduliranog nosioca kroz četveropol s frekventijskom karakteristikom kao *a*

Modulacijski signal uvijek je s gornje strane ograničen, pa mu je spektar iznad gornje granične frekvencije f_g jednak nuli. Za amplitudnu je modulaciju potrebna širina radiokanala $B_{RF} = 2f_g$, jer se sve spektralne komponente moduliranog signala nalaze samo u pojasu $\pm B_{RF}/2$ oko nosioca. U fazno i frekventijski moduliranim signalima spektralne se komponente protežu u beskonačnost, ali s udaljivanjem od nosioca asimptotski teže nuli. Budući da se spektar moduliranog signala pri prijenosu mora ograničiti, postavlja se pitanje minimalno potrebne širine pojasa za maksimalno dopuštena izobličenja modulacijskog signala. Najčešće se primjenjuje frekventijska modulacija (fazna se uvijek može nadomjestiti ekvivalentnom frekventijskom modulacijom) za koju se definira devijacija Δf , koja predstavlja maksimalni pomak trenutne frekvencije moduliranog signala od nominalne frekvencije f_0 nosioca. Potrebna širina radiokanala može se približno odrediti za $\Delta f \cong 2f_g$, pomoću izraza

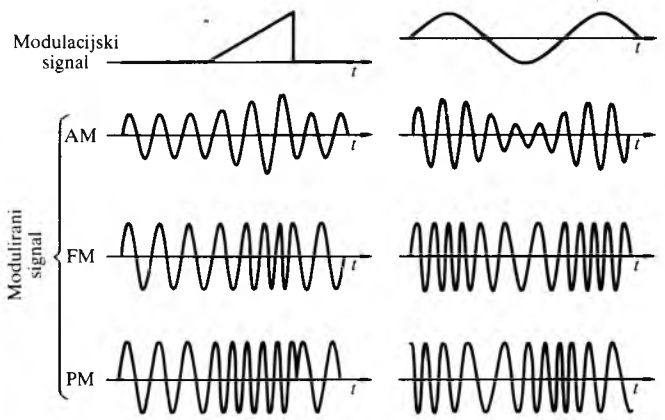
$$B_{RF} = 2(\Delta f + 2f_g). \quad (50)$$

U radiorelejnim sustavima FDM-FM za prijenos više govornih signala ili za prijenos videosignala potrebna je širina radiokanala

$$B_{RF} = 4f_g. \quad (51)$$

Na sl. 13 prikazani su amplitudno, frekventijski i fazno modulirani nosioci dvaju modulacijskih signala.

O izobličenjima modulacijskog signala zbog frekventijske karakteristike radiokanala navest će se samo neki opći zaključci. Pri amplitudnoj modulaciji amplitudna i fazna karakteristika u radiofrekventijskom dijelu mijenjaju raspodjelu amplituda i faza u spektru modulacijskog signala. Linearna izobličenja u radiofrekventijskom dijelu pobuđuju, dakle, samo linearna izobličenja u modulacijskom signalu, što se ne događa pri frekventijskoj modulaciji. To će se pokazati na primjeru radiorelejnih sustava FDM-FM. U njima je



Sl. 13. Vremenski dijagram amplitudno (AM), frekventijski (FM) i fazno (PM) moduliranih nosilaca koji su modulirani pilastim i sinusnim modulacijskim signalom

devijacija malena spram gornje granične frekvencije modulacijskog signala, a izobličenja moraju biti vrlo malena. Frekventijska karakteristika radiofrekventijskog dijela može se napisati u obliku

$$H(f) = [1 + a(f)] \exp[jb(f)], \quad (52)$$

uz uvjet da su $a(f)$ i $b(f)$ mnogo manji od jedan i da se mogu prikazati kao npr. izrazi (42) i (43) redom potencija:

$$a(f) = a_1(f - f_0) + a_2(f - f_0)^2 + a_3(f - f_0)^3 + \dots \quad (53)$$

$$b(f) = b_2(f - f_0)^2 + b_3(f - f_0)^3 + \dots \quad (54)$$

U faznoj karakteristici izostavljeni su konstantni i linearni članovi, jer, kako je već spomenuto, oni ne izobličuju modulacijski signal. Izraz (52) može se razviti u red, pa se, zanemarujući više potencije malenih veličina, dobiva

$$H(f) = 1 + a(f) + jb(f). \quad (55)$$

Iz te jednadžbe proizlazi da se za male varijacije amplitudne i fazne karakteristike unutar radiokanala smije odvojeno razmatrati izobličenje zbog utjecaja jedne i druge karakteristike. Naime, signali smetnje zbog amplitudne i fazne karakteristike koji nastaju na istoj frekvenciji nisu koherentni (razlika je u fazama 90°). Kao polazna točka za određivanje izobličenja poslužit će analitički signal kojim se može prikazati modulirani signal sustava FDM-FM:

$$z(t) = A[\exp j\omega_0 t + jx(t)] = AY(t) \exp j\omega_0 t, \quad (56)$$

uz uvjet da je

$$y(t) = \exp jx(t) = 1 + jx(t) - \frac{1}{2!}x^2(t) - j\frac{1}{3!}x^3(t) + \dots \quad (57)$$

Signal $y(t)$ niskofrekventijski je ekvivalent analitičkog signala $z(t)$, pa su spektri obaju signala povezani relacijom

$$Z(f) = AY(f - f_0). \quad (58)$$

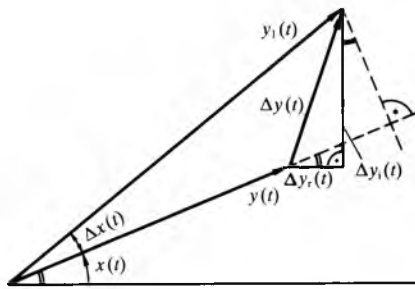
Spektar je signala $y(t)$ izražen pomoću spektra modulacijskog signala $x(t)$:

$$Y(f) = \delta(f) + jX(f) - \frac{1}{2!}X^{*2}(f) - j\frac{1}{3!}X^{*3}(f) + \dots \quad (59)$$

gdje je $\delta(f)$ Diracov impuls. Iz jednadžbi (56) i (57) proizlazi da je apsolutna vrijednost signala $Y(t)$ amplituda, a njegov argument faza moduliranog signala. Prema tome, sve se analize mogu izvršiti na signalu $Y(t)$ uz frekventijsku karakteristiku $H_1(f)$ koja je niskofrekventijski ekvivalent od $H(f)$. Oni su povezani relacijom

$$H(f) = H_1(f - f_0). \quad (60)$$

Trenutna vrijednost niskofrekventijskog ekvivalenta analitičkog signala $z_1(t)$ na izlazu radiofrekventijskog dijela sustava



Sl. 14. Trenutne amplitude i faze niskofrekvencijskog ekvivalenta $y(t)$ analitičkog signala $z(t)$ prije i nakon prolaza moduliranog signala sustava FDM-FM kroz četveropol frekvencijske karakteristike $H(f)$

označit će se sa $y_1(t)$, a može se prema sl. 14 prikazati kao zbroj ulaznog signala $y(t)$ i signala pogreške $\Delta y(t)$:

$$y_1(t) = y(t) + \Delta y(t). \quad (61)$$

Spektar signala pogreške $\Delta y(t)$ može se odrediti pomoću frekvencijske karakteristike $H_1(f)$ napisane u obliku analognom jednadžbi (55). Signal pogreške može se rastaviti na realnu $\Delta y_r(t)$ i imaginarnu $\Delta y_i(t)$ komponentu, a na temelju sl. 14. i osnovnih trigonometrijskih relacija slijedi parazitna fazna modulacija:

$$\Delta x(t) = \Delta y_i(t) \cos[x(t)] - \Delta y_r(t) \sin[x(t)]. \quad (62)$$

Općenit izraz za spektar parazitne fazne modulacije dobio bi se Fourierovom transformacijom jednadžbe (62), što je vrlo teško izvesti, a iz rezultata se ne bi mogli izvući neki određeni zaključci. Srećom je za sustave FDM-FM devijacija malena, pa vrijede aproksimacije $\cos[x(t)] \approx 1$ i $\sin[x(t)] \approx x(t)$, tako da jednadžba (62) dobiva oblik

$$\Delta x(t) = \Delta y_i(t) - \Delta y_r(t)x(t). \quad (63)$$

Tada je spektar parazitne fazne modulacije

$$\Delta X(f) = \Delta Y_i(f) - \Delta Y_r(f) * X(f). \quad (64)$$

Na temelju jednadžbe (64) može se za svaki član reda potencija amplitudne i fazne karakteristike utvrditi vrsta i vrijednost izobličenja. Kad se to izvede do kubnih članova karakteristika (najčešće je to dovoljno zbog oštih zahtjeva koji se postavljaju za frekvencijske karakteristike), može se ustvrditi sljedeće: kvadratni član amplitudne karakteristike i kubni član fazne karakteristike proizvode nelinearna izobličenja trećeg reda, a kubni član amplitudne karakteristike i kvadratni član fazne karakteristike proizvode nelinearna izobličenja drugog reda. Da bi nelinearna izobličenja bila što manja, jer se ona nikakvim korektorima ne mogu kompenzirati, treba frekvencijska karakteristika radiokanala imati simetričnu amplitudnu karakteristiku i neparnu faznu karakteristiku oko sredine kanala.

Smetnje zbog preklapanja spektra. Kad je korisni signal amplitudno moduliran, spektralne komponente smetajućeg signala koje su prodrle u korisni radiokanal direktno se superponiraju na modulacijski signal. U frekvencijskim i fazno moduliranim sustavima situacija je drugačija. Zbog jednostavnosti pretpostavit će se da je korisni signal $y_k(t)$ fazno moduliran, pa je

$$y_k(t) = A_k \cos[\omega_k t + x_k(t)]. \quad (65)$$

Unutar korisnog radiokanala smetajući signal $y_s(t)$ bilo kakve modulacije može se prikazati izrazom

$$y_s(t) = A_s(t) \cos[\omega_s t + x_s(t)]. \quad (66)$$

Pripadni su analitički signali korisnog i smetajućeg signala

$$z_k(t) = y_k(t) + j\hat{y}_k(t), \quad (67)$$

$$z_s(t) = y_s(t) + j\hat{y}_s(t). \quad (68)$$

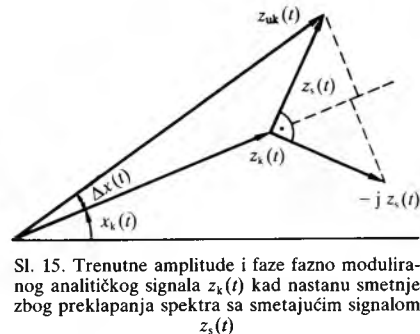
Parazitna fazna modulacija može se odrediti pomoću trenutnih vrijednosti analitičkih signala prema sl. 15 kao skalarni produkt. Budući da smetnja za normalni kvalitetni prijenos mora biti malena, to je $z_s(t) \ll z_k(t)$, a zbog toga i $z_{uk}(t) \approx z_k(t) = A_k$, pa slijedi da je parazitna fazna modulacija

$$\Delta x(t) = \frac{1}{A_k^2} [y_k(t)\hat{y}_s(t) - \hat{y}_k(t)y_s(t)]. \quad (69)$$

Spektar snaga parazitnog signala $\Delta x(t)$ dobiva se pomoću autokorelacijske funkcije:

$$S_{\Delta x}(f) = \frac{4}{A_k^4} S_{y_k}(f) * S_{y_s}(f), \quad (70)$$

gdje su $S_{y_k}(f)$ i $S_{y_s}(f)$ spektri snaga korisnog signala $y_k(t)$, odnosno smetajućega signala $y_s(t)$. Iz jednadžbe (70) vidi se da će parazitni signal sadržavati komponente sve dok spektri korisnog i smetajućeg signala imaju ijednu komponentu na istoj frekvenciji.

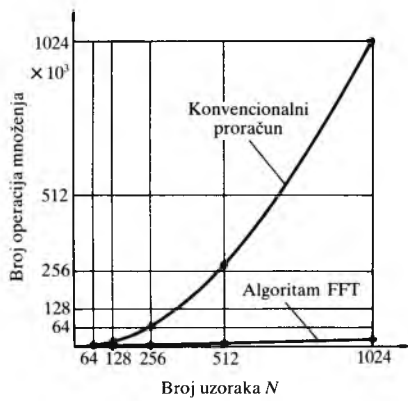


Sl. 15. Trenutne amplitude i faze fazno moduliranog analitičkog signala $z_k(t)$ kad nastanu smetnje zbog preklapanja spektra sa smetajućim signalom $z_s(t)$

Upotreba računala u analizama. Jedno je od ključnih oruđa za analizu radiokomunikacijskih sustava Fourierova transformacija koja povezuje prikaz signala u vremenskome s onim u frekvencijskom koordinatnom sustavu. Ona je, međutim, potpuno neprikladna za proračune pomoću elektroničkog računala, jer se upotrebljavaju kontinuirane funkcije. Diskretna Fourierova transformacija (DFT), koja je poseban slučaj kontinuirane Fourierove transformacije, prikladna je za obradu računalom. Budući da je za proračun potrebno vrlo mnogo matematičkih operacija, od kojih su mnoge jednake ili vrlo slične, izrađen je algoritam za brzu Fourierovu transformaciju (engl. Fast Fourier Transform, FFT). Taj algoritam omogućuje najbrži mogući način proračuna. Funkcije na koje se može primijeniti taj algoritam moraju biti periodičke ili moraju težiti nuli kad argument teži u $\pm \infty$. U radiokomunikacijama te su funkcije signali ovisni o vremenu. Od tih se signala uzima $N = 2^k$ uzoraka, da bi se na kraju proračuna dobilo N uzoraka spektra tih signala. Budući da je transformacija linearna, postoji veza u obliku N linearnih jednadžbi između N uzoraka spektra signala u vremenskom koordinatnom sustavu i N uzoraka spektra signala u frekvencijskom koordinatnom sustavu. Konvencionalnim proračunom pomoću matrica dobivaju se rješenja nakon N množenja i $N(N-1)$ zbrajanja kompleksnih brojeva. U algoritmu FFT matrica se dimenzije $N \times N$ rastavlja u umnožak k matrica, također dimenzija $N \times N$, koje imaju to svojstvo da im se broj operacija množenja i zbrajanja svodi na minimum. Tada se rješenja dobivaju nakon $N \times k/2$ množenja i $N \times k$ zbrajanja kompleksnih brojeva. Može se pretpostaviti da je vrijeme računanja proporcionalno broju operacija množenja. Iz toga se dobiva koliko je puta algoritam FFT brži od konvencionalnog proračuna s matricama, a to je

$$m = \frac{2N}{k}. \quad (71)$$

Na sl. 16 prikazan je dijagram ovisnosti broja potrebnih operacija množenja o broju uzoraka. Vidi se da je za velik broj uzoraka (bolja aproksimacija kontinuirane funkcije) ušteda vremena rada računala izvanredno velika.



Sl. 16. Poredbeni dijagram ovisnosti broja operacija množenja o broju uzoraka N za konvencionalni proračun i brzu Fourierovu transformaciju

Između kontinuirane i diskretne Fourierove transformacije postoji veza. Ako se odabere signal $x(t)$, njemu će odgovarati spektar $X(f)$ u frekvenjskom koordinatnom sustavu koji se dobiva Fourierovom transformacijom (sl. 17a). Taj se signal $x(t)$ mora pomnožiti funkcijom uzorkovanja $h_1(t)$:

$$h_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT), \quad (72)$$

koja je zbroj Diracovih impulsa na razmacima T (sl. 17b). Umnožak u vremenskom koordinatnom sustavu daje konvoluciju u frekvenjskom koordinatnom sustavu, dakle

$$x_1(t) = x(t)h_1(t) \leftrightarrow X_1(f) = X(f) * H_1(f), \quad (73)$$

što je prikazano na sl. 17c. Vidi se da o razmacima uzoraka T ovisi područje preklapanja u okolišu $\pm 1/2T$ u frekvenjskom koordinatnom sustavu, zbog čega nastaje pogreška. Pogreška je to manja što je manji T , dakle kad je broj uzoraka veći. Budući da računalo ne može obraditi beskonačno mnogo uzoraka, treba broj uzoraka ograničiti. Treba, dakle, $x_1(t)$ pomnožiti s pravokutnim impulsom $g(t)$ dovoljno dugog trajanja T_0 da bi se obuhvatili svi važni uzorci. Pravokutnom impulsu odgovara spektar oblika $(\sin x)/x$ (sl. 17d). Produkt u vremenskom i konvolucija u frekvenjskom koordinatnom sustavu prikazani su na sl. 17e, a matematički se mogu izraziti vezom

$$x_2(t) = x_1(t) \cdot g(t) \leftrightarrow X_2(f) = X_1(f) * G(f). \quad (74)$$

Na sl. 17e vidi se da funkcija u frekvenjskom koordinatnom sustavu ima pogrešku u obliku valovitosti. Tada se $X_2(f)$ mora pomnožiti funkcijom uzorkovanja $H_2(f)$ u frekvenjskom koordinatnom sustavu (sl. 17f), koja ima oblik

$$H_2(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nF_0), \quad (75)$$

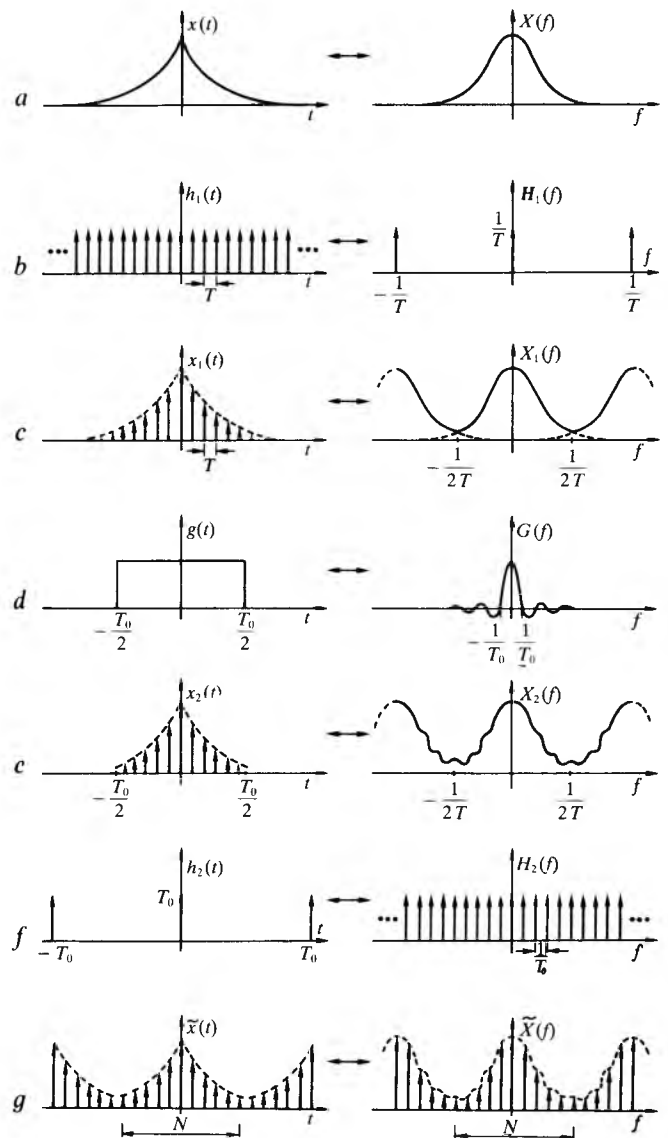
što u vremenskom koordinatnom sustavu odgovara konvoluciji. Konačno se dobiva diskretna Fourierova transformacija, dakle veza

$$\tilde{x}(t) = x_2 * h_2(t) \leftrightarrow \tilde{X}(f) = X_2(f) \cdot H_2(f), \quad (76)$$

što je prikazano na sl. 17g. Vidi se da su funkcije u vremenskom i frekvenjskom koordinatnom sustavu periodičke i predstavljene s N uzoraka u jednoj periodi. Da bi se u frekvenjskom koordinatnom sustavu izbjegla pogreška zbog valovitosti, razmak uzoraka u frekvenjskom koordinatnom sustavu treba biti

$$F_0 = \frac{1}{T_0}, \quad (77)$$

jer upravo na takvim razmacima funkcija $G(f)$ ima nultočke, pa su vrijednosti na tim mjestima $X_2(f) = X_1(f)$ i nema pogreške zbog valovitosti.



Sl. 17. Veza između kontinuirane i diskretne Fourierove transformacije. a kontinuirani signal $x(t)$ i njegov spektar $X(f)$, b funkcija uzorkovanja u vremenskom koordinatnom sustavu $h_1(t)$ i njen spektar $H_1(f)$, c signal $x_1(t)$ dobiven uzorkovanjem signala $x(t)$ i njegov spektar $X_1(f)$, d signal oblika pravokutnog impulsa $g(t)$ i njegov spektar $G(f)$, e signal $x_2(t)$ dobiven kao umnožak signala $x_1(t)$ i $g(t)$ i njegov spektar $X_2(f)$, f funkcija uzorkovanja u frekvenjskom koordinatnom sustavu $H_2(f)$ i njoj pripadna vremenska funkcija $h_2(t)$, g konačan prikaz uzoraka signala u vremenskom i frekvenjskom koordinatnom sustavu za diskretnu Fourierovu transformaciju

Kako će dobro diskretna Fourierova transformacija aproksimirati kontinuiranu Fourierovu transformaciju, ovisi o vremenskoj funkciji koju treba analizirati. Kad je signal periodička vremenska funkcija ograničenog spektra, diskretna će se Fourierova transformacija egzaktno poklapati s kontinuiranom, ako se uzorkuje repeticijskom frekvencijom barem dva puta većom od najviše frekvencije koja se pojavljuje u signalu. Osim toga, mora se uzorkovati točno jedna perioda signala, tako da bude $T_0 = NT$. Ako ti uvjeti nisu ispunjeni, mogu nastati znatna odstupanja. Kad je signal konačna trajanja, treba uzorkovati samo dok je signal različit od nule. Pogreške zbog preklapanja u frekvenjskom koordinatnom sustavu, kao na sl. 17c, ostaju i mogu se smanjiti samo povećanjem broja uzoraka.

Korelacijske su funkcije također vrlo važne u analizama radiokomunikacijskih sustava. U vremenskom i frekvenjskom koordinatnom sustavu one imaju oblik

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t + \tau) dt \leftrightarrow X(f)Y^*(f), \quad (78)$$

gdje* označuje konjugirano kompleksnu vrijednost. Ako su signali $x(t)$ i $y(t)$ različiti, jednadžba (78) prikazuje križnu korelacijsku funkciju, a ako su jednaki, to je autokorelacijska funkcija. Vidi se da diskretna Fourierova transformacija može poslužiti i za brzo računanje korelacijskih funkcija pomoću spektralnog prikaza u kojemu treba svim imaginarnim komponentama spektra jednog od signala samo promijeniti predznak (dobivaju se konjugirano kompleksne vrijednosti).

RASPROSTIRANJE ELEKTROMAGNETSKOG VALA I OSNOVE PLANIRANJA RADIOKANALA

Radiokomunikacijski sustavi mogu se, s obzirom na usmjeravanje elektromagnetske energije cijelim prostorom, razvrstati u sustave s usmjerenim i sustave s radijalnim zračenjem. Usmjerenost se zračenje upotrebljava u radiorelejnima sustavima kad se povezuju samo dva prostorno udaljena mjesta. Radijalno zračenje s velikim horizontalnim kutom zračenja (vrlo često 360°) upotrebljava se u radiodifuziji i za pokretne radioveze. Utvrđivanje vrijednosti električnog polja ili gušenja signala donekle ovisi o navedenim oblicima zračenja. Prva procjena o vrijednosti električnog polja na mjestu primanja temelji se u oba slučaja na rasprostiranju elektromagnetskog vala u prostoru bez zapreka.

Prijenos energije elektromagnetskim zračenjem opisuje veličina koja se naziva Poyntingovim vektorom (v. *Elektrotehnika*, TE 5, str. 159):

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}, \quad (79)$$

gdje su E i H jakosti električnog, odnosno magnetskog polja. Njihov omjer ima dimenziju otpora pa se naziva valnim otporom $Z_v = E/H$. Razradom te jednadžbe dobiva se da je za neko sredstvo magnetske permeabilnosti μ i dielektričnosti ϵ valni otpor $Z_v = \sqrt{\mu/\epsilon}$. Uvrštavanjem vrijednosti za vakuum (μ_0, ϵ_0) slijedi da je valni otpor vakuuma (a približno i zraka) $Z_{v0} \approx 377 \Omega$.

Poyntingov vektor ima dimenziju površinske gustoće snage. Iz točkastog izotropnog zračenja energija se raspoređuje ravnomjerno u prostoru, pa je površinska gustoća snage na udaljenosti d jednaka

$$S = \frac{P}{4\pi d^2}, \quad (80)$$

gdje je P izračena snaga, a d polumjer kugle sa zračilom u središtu.

Iz jednadžbe (79), koja se za dovoljno velike udaljenosti može uzeti u skalarnom obliku, te iz jednadžbe (80) slijedi da je jakost električnog polja na udaljenosti d od točkastog izotropnog zračenja u prostoru bez prepreka

$$E = \frac{\sqrt{kP}}{d}, \quad (81a)$$

gdje je $k = 377\Omega/(4\pi) = 30\Omega$.

Za usmjereno zračilo, kakva je većina antena, mora se uzeti u obzir dobitak antene g (v. *Elektronika, uređaji. Antene*, TE 4, str. 605), pa je jakost polja u smjeru maksimalnog zračenja

$$E = \frac{\sqrt{kP_0g_0}}{d}, \quad (81b)$$

gdje je P_0 snaga privedena odašiljačkoj anteni, d udaljenost promatrane točke od odašiljača, a g_0 dobitak antene kad se točka nalazi u smjeru maksimalnog zračenja. Pri radijalnom zračenju nije zanimljivo samo električno polje u smjeru maksimuma, nego i za sve kutove po azimutu. Tada se umnožak P_0g_0 nadomješta ekvivalentnom izotropno zračenom snagom P , koja se dobiva množenjem umnoška P_0g_0 i podatka iz horizontalnog dijagrama zračenja odašiljačke antene.

Vrlo se često u proračunima uzima u obzir gušenje u slobodnom prostoru. Ono se definira kao omjer snage privedene odašiljačkoj anteni i raspoložive snage na stezalj-

kama prijamne antene, uz pretpostavku da su obje antene izotropni radijatori.

Snaga je na prijamnoj anteni umnožak površinske gustoće snage S i efektivne ploštine antene (v. *Elektronika, uređaji. Antene*, TE 4, str. 605), a za izotropni radijator iznosi

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} = \frac{c^2}{4\pi f^2}, \quad (82)$$

gdje je λ valna duljina, f frekvencija, a $c = f\lambda$ brzina rasprostiranja elektromagnetskog vala. Slijedi da je snaga na prijamnoj anteni

$$P_p = SA_p, \quad (83)$$

gdje je A_p efektivna ploština prijamne antene.

Omjer je snage na prijamnoj i odašiljačkoj anteni

$$\frac{P_p}{P_o} = \left(\frac{c}{4\pi fd} \right)^2. \quad (84)$$

Taj se podatak obično izražava pozitivnom razinom, te se naziva *gušenjem snage* u slobodnom prostoru:

$$a = 10 \lg \frac{P_o}{P_p} \text{ dB}. \quad (85a)$$

Uvrštavanjem (84) u (85a) te prilagodavanjem za praktičnije jedinice gušenje iznosi

$$a = \left(32,44 + 20 \lg \frac{f}{\text{MHz}} + 20 \lg \frac{d}{\text{km}} \right) \text{ dB}. \quad (85b)$$

Vidi se da se za svako udvostručenje frekvencije ili udaljenosti primljena snaga smanjuje za ~ 6 dB.

Elektromagnetsko polje kao statistička veličina. Ako se pri rasprostiranju uzmu u obzir atmosfera i konfiguracija tla, prijamno će se polje kolebati. Statistička zakonitost tog kolebanja može se utvrditi samo na temelju velikog broja mjerenja i statističke obradbe tih podataka. Za vrijeme kolebanja polja nastaju i velika smanjenja jakosti polja nazvana *feedingom*. Prema trajanju razlikuju se kratkotrajni i dugotrajni feeding. Dubina i učestalost feedinga povećavaju se s frekvencijom, dok je trajanje dosta neovisno o frekvenciji, ali ipak raste pri vrlo visokim frekvencijama (iznad ~ 10 GHz) zbog oborinske apsorpcije. Učestalost i dubina feedinga izravno utječu na kvalitetu prijensa u radiokomunikacijskom sustavu. S povećanjem dubine feedinga smanjuje se omjer signala i šuma, veza postaje sve lošija, a pri vrlo dubokom feedingu potpuno se prekida. Zbog toga, već prema vrsti radioveze, postotak ostvarenih kvalitetnih veza iznosi od 50 % za pokretne sustave na granici dometa, do gotovo 100 % za usmjerene radiorelejne sustave.

Mjerenja jakosti polja radi utvrđivanja statističkih zakonitosti i dobivanja krivulje razdiobe mogu trajati nekoliko dana, mjeseci, pa i godina. Dakako, duža mjerenja daju točnija predviđanja. Pri mjerenju izravno se registriraju ili jakosti polja ili učestalosti pojedinih jakosti polja. Iz tih se podataka određuju krivulje razdiobe trenutnih vrijednosti ili pak srednjih vrijednosti, odnosno medijana unutar određenog razdoblja (minuta, sat, dan, itd.). Redovito se upotrebljava funkcija vjerojatnosti prekoračenja jakosti električnog polja. Naime, uz konstantan šum iz nje se izravno dobiva podatak o postotku vremena za koje je omjer signal/šum jednak unaprijed utvrđenoj vrijednosti koja još omogućuje kvalitetan prijenos, ili je veći od te vrijednosti. Za radiorelejne sustave koji redovito rade uz optičku vidljivost između odašiljačke i prijamne antene upotrebljavaju se razdiobe koje su samo funkcije vremena. Naime, odašiljačke i prijamne antene tih sustava postavljene su čvrsto, pa im se lokacije za vrijeme rada ne mijenjaju. U radijalnim pak sustavima redovito su čvrsto postavljene samo antene centralnih odašiljača da bi pokrivala određeno područje dovoljnom jakošću polja. Antene su perifernih prijamnika smještene slučajno unutar toga geografskog područja, pa se u bilo kojoj njegovoj točki mora