

1. Noțiuni generale

1.1. Sistemul de radiocomunicație

- în cadrul sistemului de radiocomunicație, transmiterea informației se realizează folosind propagarea undelor electromagnetice (UEM) din gama RF (undele hertziene având frecvențele în gama $3 \cdot 10^4 \dots 4 \cdot 10^{10}$ Hz);
- sistemul de radiocomunicație realizează radio-legături care pot fi de tip:
 - simplex;
 - duplex;
 - simplex pe două frecvențe;
 - semiduplex (half/full).
- pe această cale se asigură servicii de radiocomunicații;
- cele mai simple sisteme de radiocomunicație asigură legături radio între două puncte fixe conform schemei simplificate din figura 1.1.1.

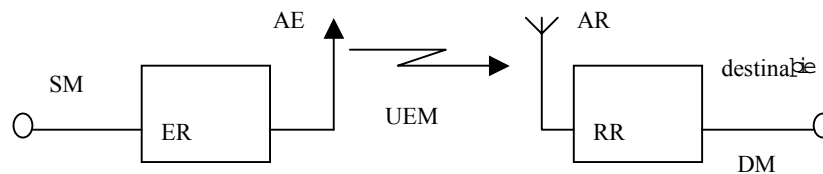


Figura 1.1.1. Sistem de radiocomunicație punct la punct

- în prezent cele mai multe sisteme sunt organizate în rețele de radiocomunicație, adică sisteme complexe în care legătura se poate realiza între diverse puncte. De remarcat că într-o măsură tot mai mare rețeaua de radiocomunicație este integrată, ca o secțiune a unei rețele mai complexe incluzând și secțiuni pe cablu pe fibră optică, etc.

Clasificarea rețelelor de comunicație.

De regulă, rețelele de radiocomunicație se clasifică **după modul de alocare a resurselor pentru utilizatori** în:

- **stabile;**
- **comutate;**

după cum anumite secțiuni sunt permanent alocate unui utilizator (grup de utilizatori) sau configurația depinde de momentul analizei.

Exemplu:

- **radiotelefonie clasică:** se alocă unul sau două canale radio unui grup de utilizatori.
- **radiotelefonie celulară sau radiotelefonie trunking:** se alocă un grup de canale, iar utilizatorii folosesc canalul liber în momentul inițierii legăturii

de comunicație.

După modul în care circulă informația, rețelele radiocomunicație se mai pot clasifica în rețele de:

- **difuzare;**
- **colectare;**
- **bilaterale;**
- **multilaterale.**

În exemplele anterioare a fost utilizată noțiunea de **canal radio**; ce este?

Domeniul frecvență se împarte în benzi înguste, funcție de tipul de semnal modulat. Această bandă de frecvență alocată comunicației împreună cu o serie de echipamente (echipamentele de transmisie și recepție) și cu mediul de transmisiune constituie **canalul radio**. Adeseori termenul este folosit și pentru a desemna numai banda alocată, celelalte elemente fiind implicite.

1.2. Comunicații mobile

- Comunicații mobile – orice sistem de comunicație la care cel puțin unul dintre terminale se poate deplasa chiar dacă la un moment dat nu este în mișcare;
- Interfața radio;
- Canalul de comunicație – frecvența, mediul de transmisiune, echipamentele;
- Clasificare:
 - a. după modul de constituire a canalului de comunicație:
 - diviziune în frecvență, FD;
 - diviziune în timp, TD;
 - diviziune în cod, CD;
 - b. după structura legăturii de comunicație:
 - unilaterală
 - bilaterală
 - simplex
 - duplex
 - semiduplex.
 - c. după relația cu alte sisteme de comunicație:
 - deschise
 - închise
 - d. după procedeul folosit pentru acoperirea radio a teritoriului:
 - celulare
 - necelulare

- Exemple de sisteme de CM:
 - Telefonie fără cordon
 - Radiotelefonie convențională
 - Radiotelefonie dedicată (trunking)
 - Radiotelefonie celulară
 - Radioapel selectiv, radiopaging.

1.3. Undele radio

Undele electromagnetice (UEM) sunt clasificate în:

- 1 - unde hertziene
- 2 - unde infraroșii
- 3 - unde optice
- 4 - unde ultraviolete
- 5 - unde x
- 6 - unde cosmice

Undele Hertziene au frecvența cuprinsă între $3 \cdot 10^3 \dots 3 \cdot 10^{12}$ Hz; dintre acestea numai undele radio sunt folosite în mod curent pentru comunicații (cu frecvența cuprinsă între $3 \cdot 10^4 \dots 4 \cdot 10^{10}$ Hz). Domeniul undelor radio este împărțit pe subgame funcție de frecvență sau funcție de lungimea de undă (între cele două mărimi există relația $\lambda = \frac{c}{\varphi}$).

Exemple:

- Gama 4 – 3kHz – 30kHz (VLF) - milimetrice
- Gama 5 – 30 kHz – 300 kHz (LF) - kilometrice
- Gama 6 – 300 kHz – 3000 kHz (HF) - decametrice
- Gama 7 – 3 – 30 MHz (VHF) - metrice

De remarcat că această împărțire în game de frecvențe este oarecum relaționată și cu caracteristicile de propagare.

Așa cum s-a mai specificat, în vederea transmiterii mesajul modulează frecvența purtătoare. Semnalul modulat ocupă o bandă de frecvență. Deci, pentru o legătură de comunicație se alocă nu numai o frecvență, ci și o bandă care depinde de tipul și de parametrii semnalului modulat.

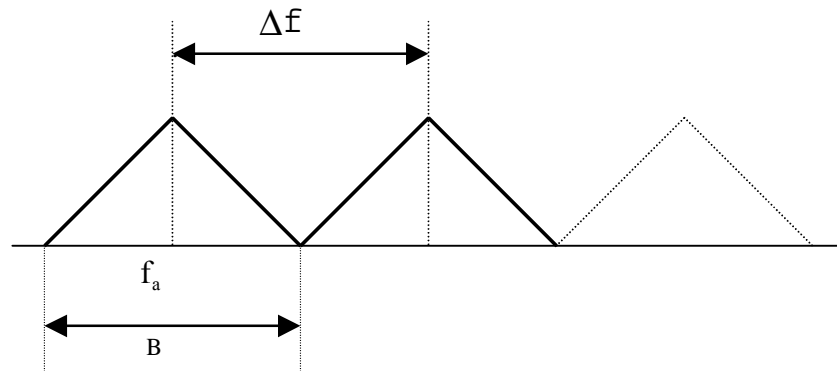


Figura 1.3.1. Împărțirea gamei de frecvențe

Exemple:

Semnale	MA	$B = 9 \text{ kHz}$	$\Delta f = 9 \text{ kHz}$
	MF (bandă largă)	$B = 225 \text{ kHz}$	$\Delta f = 300 \text{ kHz}$
	MF (bandă îngustă)	$B = 20 \text{ kHz}$	$\Delta f = 25 \text{ kHz}$
	MA-BLU	$B = 3,4 \text{ kHz}$	$\Delta f = 4 \text{ kHz}$

1.4. Parametrii caracteristici sistemelor de radiocomunicație

Frecvențe:

- **frecvența alocată** f_a - centrul benzii alocate;
- **frecvența de referință** f_r - o frecvență cu o poziție bine determinată față de f_a ;
- **frecvența emisiunii** f_e - centrul benzii ocupate;
- **frecvența caracteristică** f_c - o frecvență ușor de identificat în spectrul semnalului emis;
- **toleranța de frecvență** δf – măsurată în Hz, ppm.

Benzi de frecvență:

- **banda alocată;**
- **banda necesară;**
- **banda ocupată.**

Emisia electromagnetică (EER):

- **Radiația neesențială** - puterea emisă pe una sau mai multe frecvențe în afara benzii alocate; această putere poate fi redusă prin măsuri tehnice fără a afecta calitatea semnalului util.
- **Bruiajul** - reprezintă deteriorarea calității, stânjenirea sau întreruperea repetată a unei transmisiuni de radiocomunicație din cauza unei radiații oarecare.

Se mai disting o serie de parametri legați de echipamentele folosite (secțiunea

de emisie sau de recepție) care vor fi prezentați odată cu acestea.

1.5. Dezvoltarea radiocomunicațiilor. Scurt istoric

- 3 iunie 1898, Guglielmo Marconi fondatorul companiei *Wireless Telegraph and Signal Co. Ltd*, transmite un mesaj RTF la cererea lui W. Thomson (Lord Kelvin) care a plătit pentru acest serviciu. Acesta este primul serviciu de radiotelegrafie.
- În același an, (o lună mai târziu) Marconi asigura transmiterea mesajelor prin radiotelegrafie între nava *Flying Huntress* și nava jurnalului *Daily Express* din Dublin. *În acest an s-a semnat actul de naștere al comunicațiilor mobile.*
- Legăturile radio – telegrafice cu navele s-a dezvoltat rapid în mai multe țări din Europa și foarte curând și în America.
- Progresele științifice care au stimulat dezvoltarea comunicațiilor radio mobile: descoperirea electronului, a receptorului coerent și a amplificatoarelor cu tuburi electronice.
- Dezvoltarea este stimulată de cerințe comerciale, dar și de obiective militare.
- În primele decenii ale acestui secol centrul a fost America.
- Primele comunicații mobile terestre au fost dezvoltate în benzi de frecvență situate la 2MHz ajungându-se în preajma celui de al doilea război mondial în banda de 40MHz.
- Serviciile radiomobile publice și private au folosit la început canale radio cu banda 60kHz.
- ulterior, datorită creșterii cerințelor pentru aceste servicii, printr-o utilizare mai eficientă, banda a fost redusă la 25kHz în Europa și 30kHz în SUA.
- Primele legături se făceau în modul de lucru simplex cu operatori umani.
- Principalele momente istorice care marchează această perioadă sunt următoarele:
 - 1921 Detroit un serviciu de dispecerat pentru poliție;
 - În 1946 apare primul serviciu radiotelefonice mobil în St. Louis (Missouri, SUA). La scurt timp serviciile radiotelefonice mobile se extind și în Europa.
 - Cerințele de CM în creștere conduc la dezvoltarea rețelelor de tip dispecer.
 - În 1956 se inaugurează primul dispecer automat în banda 150MHz, full-duplex.
 - Datorită cererii pentru astfel de servicii, se constată proliferarea CM între anii 1956 – 1969.
 - Totuși posibilitățile de satisfacere a cerințelor de CM au rămas limitate, iar dezvoltarea lor a condus la deteriorarea calității serviciilor.
- Caracteristicile și limitările primelor sisteme de comunicații mobile pot fi enumerate astfel:
 - sistemele erau închise (o celulă);

- operarea era manuală;
 - gabaritul și greutatea erau mari;
 - prețul de cost ridicat;
 - folosirea ineficientă a spectrului de frecvențe radio;
 - calitatea redusă a serviciului (timp de așteptare: zeci de minute, chiar ore).
- deceniul '60: integrarea pe scară largă și miniaturizarea, au contribuit la reducerea prețului de cost, a gabaritului și a consumului de energie electrică.
- În anii '70 apare o "epuizare a posibilităților comunicațiilor mobile" de a satisface solicitările. Pentru acoperirea unor suprafețe extinse în care sunt situați utilizatorii se cer stații centrale de putere tot mai mare.
- Numărul mare de utilizatori creează o criză de frecvențe disponibile. Pe vehiculele mobile, terminalele rămân grele, incomode și scumpe ceea ce face din *comunicațiile mobile un produs de lux*.
- **Conceptul de telefonie celulară** (figura 1.5.1) propus și introdus de Bell Labs a fost revoluționar pentru dezvoltarea CM.
- *Principiul rețelei celulare*: fiecărei arii hexagonale marcată cu o literă i se alocă o frecvență purtătoare.
- Topologia rețelei face să nu apară arii vecine funcționând pe aceeași frecvență.

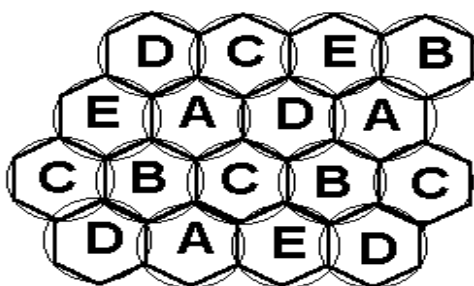


Figura 1.5.1. Ilustrarea conceptului de acoperire celulară

- La trecerea utilizatorului mobil dintr-o celulă în alta, el este preluat de stația vecină.
- Emițătoarele au putere mică și se poate îmbunătăți calitatea convorbirilor.
- Crește complexitatea stațiilor, a rețelei și a terminalului mobil și întreaga infrastructură a rețelei devine foarte complexă.
- Această creștere a complexității este compensată prin utilizarea noilor tehnologii care reduc prețul de cost al echipamentelor și permit o utilizare eficientă a frecvențelor purtătoare.
- Tehnicile moderne de control și protecție a semnalului asigură o calitate sporită a comunicațiilor.
- Se poate spune că *istoria sistemelor CM celulare începe în anii '70*.
- Evenimente remarcabile:
 - 1979 - primul sistem realizat de AT&T pe baza brevetului Bell Labs în

Chicago – Illinois în banda 800MHz, operațional și astăzi: AMPS (*Advanced Mobile Phone Service*).

- În același an și în Japonia, apare un sistem de CM realizat pe principii asemănătoare;
 - 1981 în Europa un consorțiu din țările nordice introduce sistemul: NMT (*Nordic Mobile Telephone*) în două variante pe 450 și 900MHz.
- Apare astfel *prima generație a sistemelor CM celulare analogice* cu multiplexare / acces multiplu în frecvență (FDMA).

1.6. Dezvoltarea comunicațiilor celulare analogice

- Comunicațiile mobile celulare au depășit rapid limitările anterioare și s-au impus în anii '80 cunoscând o dezvoltare rapidă în toate țările cu economie dezvoltată.
- Principalele caracteristici ale primei generații:
- rețeaua celulară hexagonală;
 - transmisie MF în benzile 450 sau 960 MHz;
 - banda canalului radio: 20/10; 25; 30KHz;
 - distanța duplex între canale: 5 respectiv 45MHz;
 - selectivitatea receptoarelor față de canalele adiacente, de minimum 60 – 70dB;
 - standarde definite de producători la nivel național, (excepție NMT);
 - terminalele sunt portabile dar grele; au apărut în 1985;
 - din 1990 apar terminalele de buzunar cu preț de cost tot mai redus.
- Parametri care permit aprecierea gradului de dezvoltare a CM:
- *Acoperirea* - procentajul din aria țării (regiunii) acoperită de serviciul CM celular.
 - *Capacitatea* - numărul de apeluri satisfăcute într-o anumită arie a sistemului, într-un interval dat de timp.
 - *Densitatea* - procentajul de abonați pe 100 de locuitori.
- În majoritatea țărilor care le-au adoptat acoperirea este națională.
- În afara Europei sistemele de CM analogice instalate folosesc în principal variante dezvoltate pe baza sistemului AMPS .
- AMPS este instalat în: SUA, Canada, Mexic, Australia, Taiwan, Coreea de Sud, Hong Kong, Thailanda, Brazilia. Acoperirea este totală la nivel național.
- TACS (*Total Access Communication System*), varianta engleză a AMPS, devine operațională din 1985 în banda de 900MHz.
- Sistemul a fost adoptat în Emiratele Arabe Unite, Bahrain, Kuwait, Egipt. În primele 3 țări acoperire totală.

Tabelul 1.6.1. Principalele sisteme celulare din Europa existente la începutul deceniului '90

Țara	Sistemul	Banda de frecvență (MHz)	Banda canal radio (KHz)	Data lansării	Numărul de abonați (mii)
Marea Britanie	TACS	900	30	1985	1200
Norvegia Suedia; Finlanda; Danemarca	NMT	450 900	25	1981 1986	1300
Franța	Radiocom 2000 NMT	450, 900 450	25	1985 1989	300 90
Italia	RTMS TACS	450 900	25	1985 1989	60 560
Germania	C – 450	450	20/10	1985	600
Elveția	NMT	900	25	1987	180
Olanda	NMT	450 900	25	1985 1989	130
Austria	NMT TACS	450 900	25	1984 1990	60 60
Spania	NMT TACS	450 900	25	1982 1990	60 60

- În acest tabel se observă sistemele menționate anterior la care se adaugă Radiocom – 2000, RTMS, C450 care reprezintă adaptări locale ale NMT.
- Cea mai extinsă rețea de CM analogice din Europa există în Anglia, iar densitatea cea mai mare de abonați, 8%, în Suedia.
- Datorită creșterii cererii de servicii mobile la sfârșitul deceniului precedent au apărut limitări insurmontabile prin tehnologii analogice.
- De aceea s-a trecut la tehnologii digitale;

1.7. Factori care au determinat trecerea de la sistemele analogice la sistemele digitale

- Se constată că principalele limitări ale sistemelor analogice sunt:
 1. *Limitări în creșterea capacității:*
 - spectrul disponibil pentru CM fiind limitat impune o folosire cât mai

eficientă: bandă ocupată de un canal radio trebuie să fie cât mai îngustă;

- inflexibilitate în re folosirea canalelor radio la transferul între celule;
- existența unor sectoare neacoperite în celulele mari;
- existența unor sectoare “supraacoperite” în celulele mici;
- alte dezavantajele legate de multiplexarea căilor în frecvență;

2. Limitări în asigurarea calității

- protecția redusă a semnalelor analogice în raport cu cele digitale la perturbații, fading, interferențe;
- protejarea prin codare și corecție a erorilor este mult mai eficace în cazul folosirii semnalelor digitale;
- rigiditatea în raport cu dezvoltarea unor noi servicii;
- dificultăți în conlucrarea cu rețelele de telecomunicații digitale.

- Au existat și factori sociali și economici care au stimulat trecerea la CM digitale:
 - necesitatea unor standarde naționale și internaționale care să permită conlucrarea sistemelor CM din diferite țări;
 - interesul producătorilor pentru piețe mari și avantajoase din punct de vedere economic (aspect favorizat de tehnologiile digitale);
 - cerințele utilizatorilor pentru servicii de calitate, la preț de cost redus.

1.8. Modalități de trecere la comunicațiile mobile digitale

Calea americană - caracterizată prin menținerea și perfecționarea AMPS cu adaptare la tehnologiile digitale.

- Aici:
 - industria concepe și produce sistemul;
 - urmează standardizarea locală și națională.
- Specific: elaborarea de sisteme cu căile radio analogice multiplexate cu diviziune în timp.
- Standardul IS-54 - sistemul D-AMPS sau ADC (*American Digital Cellular*), sistem cu căi radio analogice duplex cu multiplexare/acces multiplu în timp TDMA (*Time Division Multiple Access*).
- Standardul IS-95, variantă mai recentă, sistemul: N-CDMA – cu căi radio analogice duplex CDMA (*Code Division Multiple Access*).

Calea europeană - mai multe state care trebuie să colaboreze.

- Etape:
 - se creează organisme internaționale ale Comunității Europene, constituite din operatori naționali, cercetători, industrie;
 - elaborarea standardelor (internaționale);
 - se trece la realizarea sistemului.
- Cerințele majore impuse în Europa:

- acoperire pe arii cât mai extinse;
 - servirea a regiunilor cu populație densă dar și rară;
 - servirea a “mobilelor” cu viteze de deplasare diferite (automobile, dar și pietoni!);
 - servirea pietonilor în interiorul unor microcelule cu trafic mare;
 - funcționare în interiorul unor clădiri cu condiții de propagare dificile (blocuri, parking-uri, aeroporturi).
- A rezultat sistemul digital de CM cu cea mai largă răspândire – GSM.

Calea asiatică, pacifică - mult mai diversificată:

- Japonia care posedă CM analogice (foarte dezvoltate) a urmat calea americană. Varianta japoneză a sistemelor CM digitale este: JDC (*Japanese Digital Cellular*) și a cunoscut o dezvoltare explozivă.
- În Pacific și Asia coexistă sistemele AMPS, TACS, NMT și în ultimi ani pătrunde energic GSM (China).

Restul lumii adoptă sistemele menționate în funcție de relațiile politice și economice cu furnizorii din alte țări.

1.9. Tendințe în comunicațiile mobile la început de mileniu

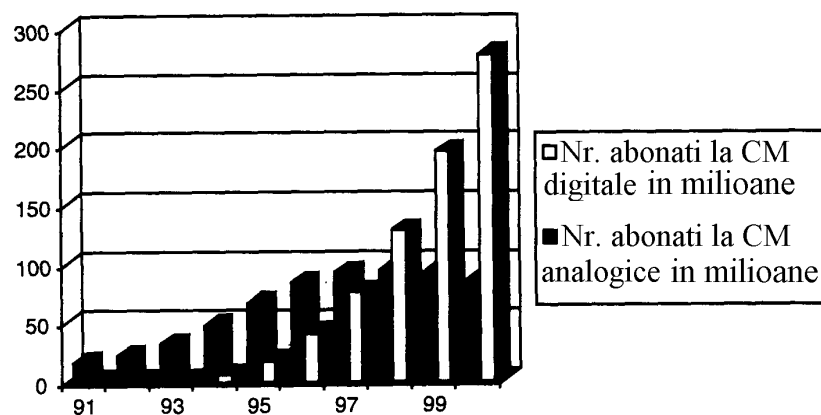


Figura 1.9.1. Creșterea numărului de abonați mobili la CM analogice și digitale

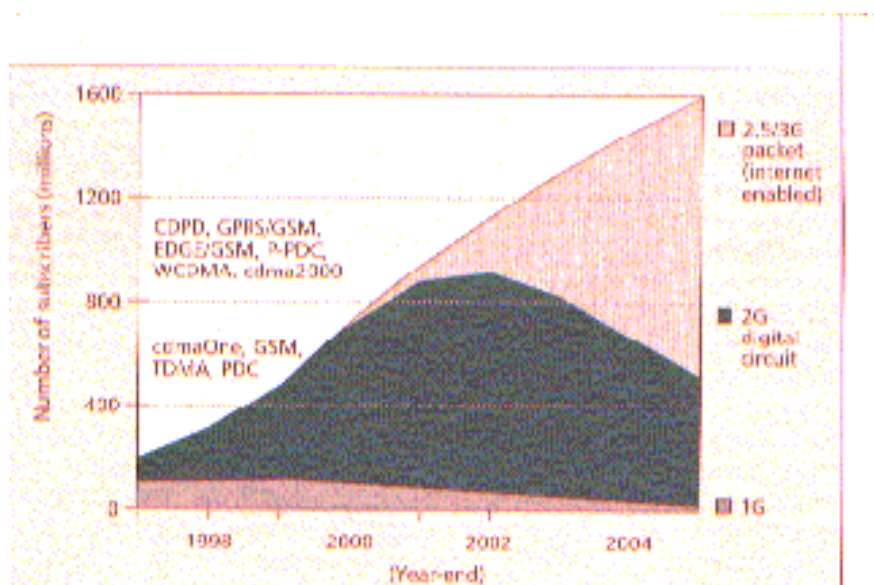


Figura 1.9.2. Creșterea numărului de abonați mobili la CM analogice și digitale

- Analizând datele care au stat la baza predicției realizate în 2001 (figura 1.9.2) se constată că previziunile anterioare (280.000.000 utilizatori la nivelul anului 2000 au fost depășite 700.000.000 utilizatori).
- A fost introdusă o componentă importantă – **serviciul de transmitere de date**.
- Acesta capătă contur odată cu standardizarea GPRS în sistemul GSM (**generația 2.5**) și apoi crește mult ca pondere în sistemele de generația 3 (IMT 2000).
- Un studiu statistic realizat la nivelul anului 2001 a evidențiat interesul de care se bucură transmisiunile mobile de date
 - iunie 2000 – 8 miliarde SMS.
 - un provider TDM - MOBITEX - a crescut în 1999 cu același procent ca în precedenții trei ani.
 - Japonia – abonați la *e-mobile*: 17 milioane și rata de creștere de cca 1 milion / an;
 - WAP – 10.000 site-uri în 95 țări, și peste 50 milioane de echipamente.
- Se întrevide o evoluție interesantă pentru Internet-mobil.
- În următorii ani traficul de date va depăși traficul de voce (figura 1.9.2).
- Se estimează că pentru SUA timpul de conectare va crește de la 200 min (lună/utilizator) la 600 (lună/utilizator).
- Orientarea noilor servicii:
 - **comunicare socială și siguranță**: videotelefoane, transmisiuni foto, mesaje, alarme, localizări de urgență.
 - **economisirea timpului utilizatorului**: cumpărături, bancă, căutare pe internet;
 - **divertisment**: jocuri, muzică, informații sportive.

1.10. Tendințe în comunicațiile mobile la început de mileniu

- A doua generație de CM a fost introdusă în jurul anului 1991.
 - Așa cum am menționat, generația digitală (2) a asigurat: creșterea capacității, reducerea costului (pentru operatori), au fost introduse noi servicii pentru utilizatori: SMS și date de viteză redusă.
 - GSM care există practic pe tot globul (excepție Japonia) a introdus roaming-ul pe arii extinse.
 - Trecerea spre o nouă generație a fost marcată de introducerea GPRS.
 - Operatorul – face investiții suplimentare pentru a crea o rețea – nucleu orientată pe comutare de pachete.
 - La nivelul rețelei de acces radio –se face numai un up-grade soft.
 - Pentru utilizatori: GPRS asigură conectarea permanentă on-line și plata pentru datele transferate.
 - Rata de transmisie cca 20kb/s per segment temporal utilizat.
 - În prezent asistăm la trecerea spre generația a III-a de CM prin:
 - Japonia și apoi Europa - WCDMA;
 - SUA – GSM + TDMA care evoluează spre EDGE; respectiv **CDMA-one** care evoluează spre **CDMA 2000**;
 - WCDMA așa cum a fost specificat de proiectul pentru SCM din generația III (3GDP):
 - este un sistem care lucrează într-o bandă de 5MHz;
 - poate lucra cu rată variabilă (384kb/s pe arii largi și 2Mb/s pe arii locale);
 - poate suporta o mare varietate de servicii;
 - EDGE – o evoluție a GPRS – 60kb/s și o eficiență spectrală ameliorată – folosește tehnici de modulație de ordin superior.
 - În paralel au fost concepute și sunt foarte răspândite sisteme de CM având ca rol principal transmiterea de date.
 - Prima soluție – standardizată: IEEE 802.11- în banda ISM - 2,4GHz- rata de (1/2)Mb/s.
 - Noi soluții: IEEE 802.11 – OFDM – 54Mb/s.
 - HIPERLAN – HIPERLAN II – încorporează o abordare mai consistentă a mobilității și a QOS.
 - Au fost concepute și sisteme de foarte mică putere cu arie de acoperire redusă (metri-zeci de metri cum este BLUE-TOOTH)
- Acestea pot fi folosite ca rețele locale de acces la rețele cu arie mai largă de acoperire.

Cuprinsul cursului:

1. Canalul radio mobil
2. Echipamente de radioemisie
2. Echipamente de radiorecepție
3. Sisteme de comunicație celulare
4. Sisteme de comunicație cu acces multiplu
5. Sisteme de comunicație cu spectru împrăștiat

Bibliografie:

1. I.Marghescu, N.Coțanis, St. Nicolaescu, **Comunicații Mobile Terestre**, Ed. Tehnică
2. Ad. Mateescu și colaboratorii, **Rețele și Sisteme GSM**, Ed. Tehnică

2. Canale radio mobile

2.1. Noțiuni fundamentale de propagare a semnalului radio

2.1.1. Propagarea în spațiul liber

➤ Definirea unor parametri caracteristici antenelor:

- **directivitatea antenei sau câștigul în putere pe direcția de radiație maximă, G :**

$$G = \frac{W_{\max|d}}{W|d} = \frac{W_{\max|d}}{\frac{P_T}{4\pi d^2}}; \quad (2.1.1)$$

- **aria efectivă a antenei:**

$$A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}. \quad (2.1.2)$$

➤ În aceste expresii unde $W|d$ = densitatea de putere la distanța d , iar P_T - puterea furnizată de emițător la baza antenei;

➤ Pe direcția de radiație maximă se obține

$$W_{\max|d} = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2}. \quad (2.1.3)$$

➤ Puterea disponibilă la ieșirea unei antene de recepție caracterizată de aria efectivă A este:

$$P_R = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi}, \quad (2.1.4)$$

unde G_R este câștigul antenei de recepție.

➤ De aici rezultă relația fundamentală de propagare în spațiul liber cunoscută sub denumirea de **ecuația Friis**:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2. \quad (2.1.5)$$

➤ Exprimând în dB:

$$L = 10 \lg \frac{P_R}{P_T} = 10 \lg G_T + 10 \lg G_R - 20 \lg f - 20 \lg d + k \quad (2.1.6)$$

unde $k = 20 \lg \frac{c}{4\pi} = 147,6$.

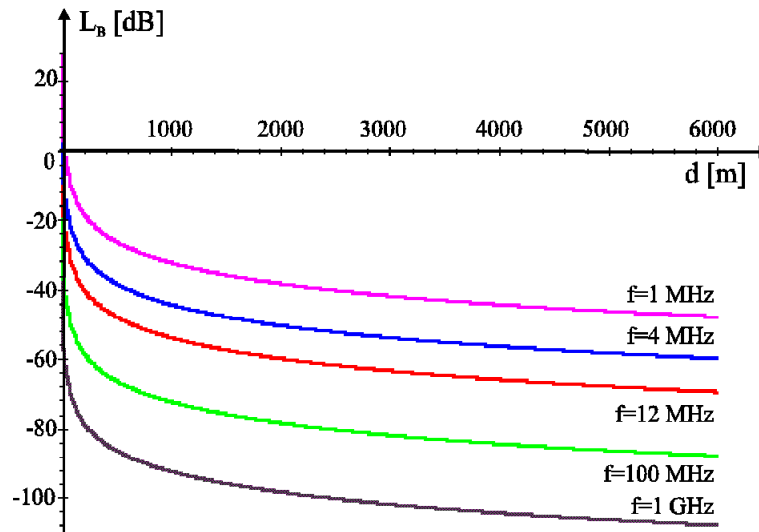


Figura 2.1.1. Variația pierderilor de propagare funcție de distanță având frecvența ca parametru.

- **Ecuția Friis** poate fi rescrisă utilizându-se relația dintre intensitatea câmpului și densitatea de putere:

$$W = \frac{E^2}{Z_0}, \quad (2.1.7)$$

sub forma:

$$P_R = \frac{E^2 A}{Z_0} = \frac{E^2 \lambda^2 G_R}{Z_0 4\pi} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{\pi G_R}{Z_0} = \left(\frac{E\lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_R}{120}. \quad (2.1.8)$$

2.1.2. Propagarea deasupra suprafețelor reflectante curbe

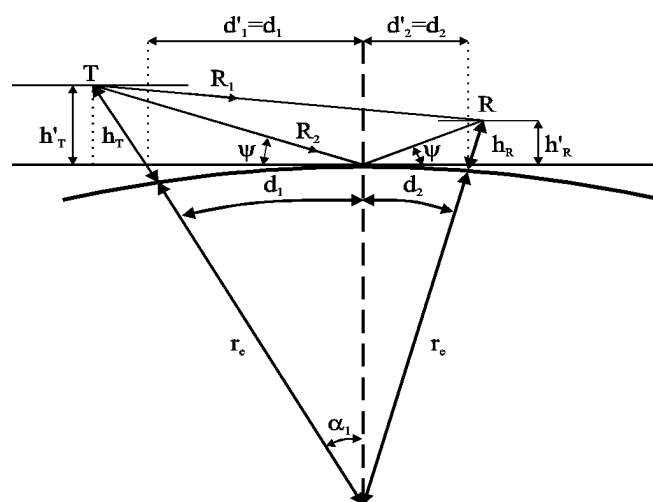


Figura 2.1.2. Cazul reflexiei pe suprafețe curbe pentru două antene ‘în vizibilitate’.

- Înălțimile antenelor situate deasupra suprafeței Pământului sunt h_T și h_R , iar deasupra planului tangent în punctul de reflexie h_T' și h_R' .
- Considerând un unghi α la centru foarte mic și scriind relațiile geometrice corespunzătoare se determină expresia diferenței de fază.
- Notând cu E_d intensitatea câmpului la antena receptoare datorată unei directe, puterea totală la recepție este:

$$E = E_d (1 + \rho \exp(-j\Delta\phi)) \quad (2.1.9)$$

unde ρ este coeficientul de reflexie al pământului.

- Coeficientul de reflexie al pământului $\rho = \rho(\sigma, \epsilon, \psi)$ depinde de asemenea, de polarizarea undei, (orizontală sau verticală).
- Se ajunge la expresia pierderilor de propagare scrise în funcție de coeficientul complex de reflexie:

$$L = \frac{P_T}{P_R} = \frac{G_R G_T}{4d^2} \left(\frac{c}{2\pi f} \right)^2 (1 + |\rho| \exp(-j\Delta\phi - \theta))^2. \quad (2.1.10)$$

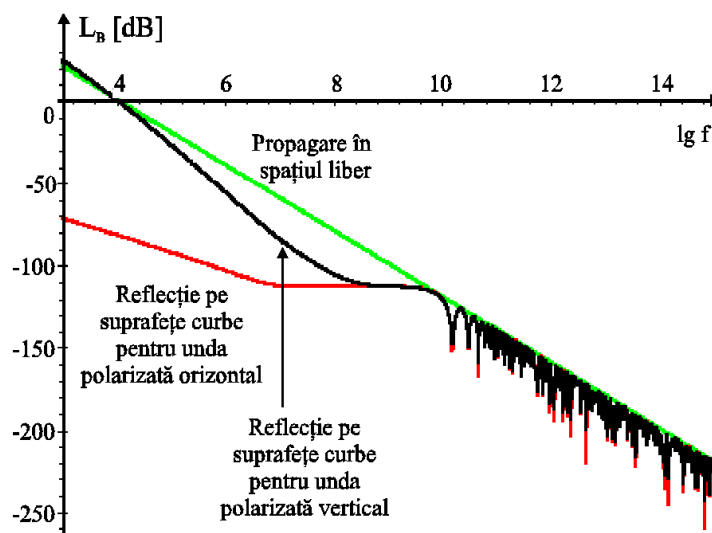


Figura 2.1.3. Comparație între pierderile de propagare în spațiul liber și în apropierea suprafețelor reflectante curbe.

2.1.3. Propagarea deasupra suprafețelor reflectante plane

- Reprezintă o particularizare și o simplificare a situației propagării deasupra suprafețelor reflectante curbe.

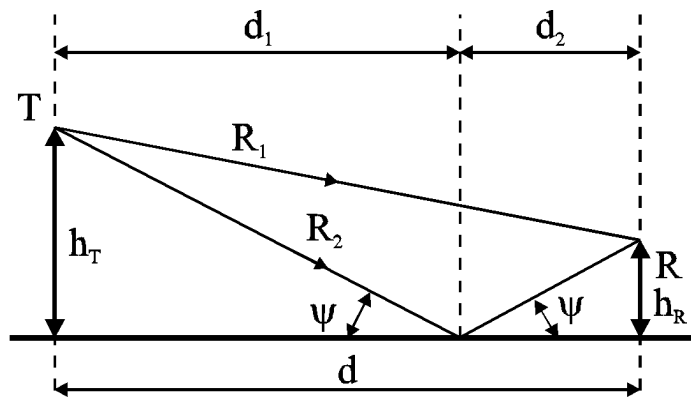


Figura 2.1.4. Propagarea deasupra unei suprafețe plane.

➤ Ipoteze:

- pentru distanțe mai mici de câteva zeci de km este adeseori permis să se negligeze curbura Pământului și se poate presupune că suprafața este netedă;
- se poate admite că unghiul ψ este foarte mic deci se va considera $\rho = -1$.

➤ În aceste condiții ecuația (2.1.9) devine

$$E = E_d (1 - \exp[-j\Delta\phi]) = E_d (1 - \cos\Delta\phi + j\sin\Delta\phi) \quad (2.1.11)$$

➤ De aici rezultă:

$$|E| = 2|E_d| \sin\frac{\Delta\phi}{2} = 2|E_d| \sin\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right). \quad (2.1.12)$$

➤ Deoarece puterea recepționată este proporțională cu pătratul intensității câmpului, după înlocuiri succesive se obține:

$$P_R = 4P_T G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d}\right)^2 \sin^2\left(\frac{2\pi h_T h_R f}{c d}\right). \quad (2.1.13)$$

➤ Dacă $d \gg h_T$ și $d \gg h_R$, ecuația (2.1.13) devine:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2}\right)^2. \quad (2.1.14)$$

➤ Ecuația este cunoscută sub numele de **ecuația de propagare deasupra suprafețelor netede**. Aceasta diferă de ecuația de propagare în spațiul liber sub două aspecte esențiale:

- deoarece $d \gg h_T$ și $d \gg h_R$, unghiul $\Delta\phi$ este mic și ecuația (2.1.14) devine independentă de λ și, implicit, de frecvență;
- dependența cu d^{-4} față de dependența cu d^{-2} .

➤ Ecuația (2.1.14) poate fi scrisă sub formă logaritmică

$$L_p = 10\lg G_T + 10\lg G_R + 20\lg h_T + 20\lg h_R - 40\lg d. \quad (2.1.15)$$

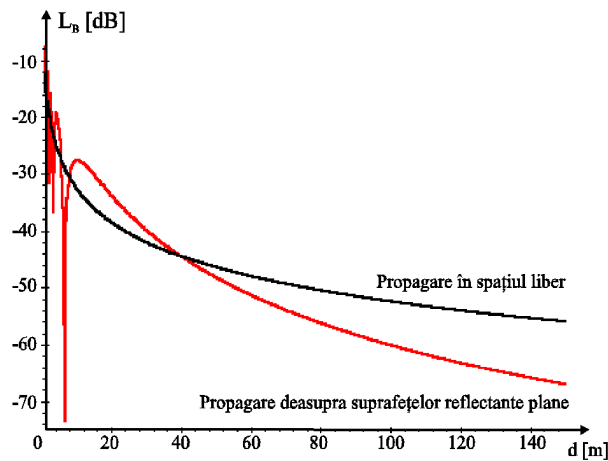
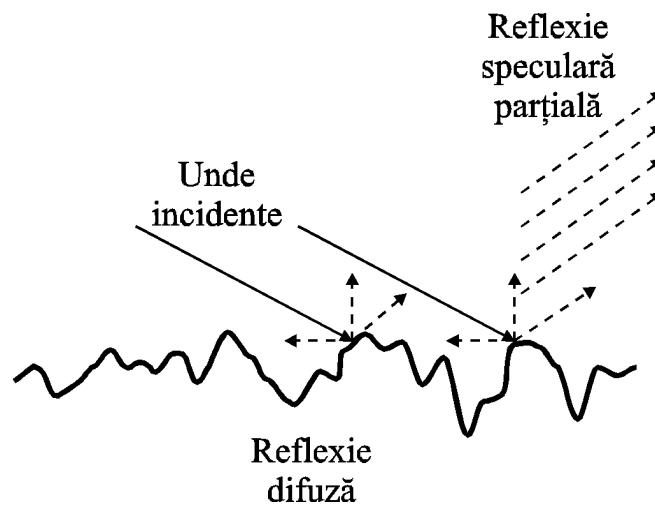
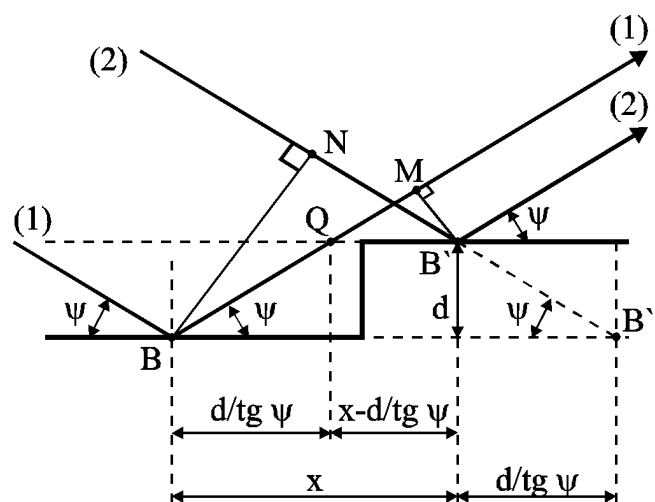


Figura 2.1.5. Variația pierderilor de propagare pentru $f = 100$ MHz.

2.1.4. Reflexia pe suprafețe cu rugozități



a) situația reală



b) modelul idealizat

Figura 2.1.6. Reflexie pe o suprafață cu rugozități.

- Un criteriu practic pentru delimitarea suprafețelor cu rugozitate accentuată de cele netede este de a le defini în funcție de valoarea diferenței de fază, $\Delta\theta$.
- Astfel, pentru

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = \frac{4\pi d \sin \psi}{\lambda} > \frac{\pi}{2}, \quad (2.1.16)$$

se consideră că suprafața are o rugozitate accentuată, notațiile fiind cele din figura 2.1.6.b.

Din (2.1.16) rezultă **criteriul Rayleigh**:

$$d_R \geq \frac{\lambda}{8 \sin \psi} \cong \frac{\lambda}{8\psi} \quad (2.1.17)$$

deoarece în situația comunicațiilor radio mobile unghiul ψ este foarte mic și se admite aproximarea $\sin \psi \approx \psi$.

- În practică, valoarea utilizată ca măsură a ondulațiilor terenului este σ , deviația standard a iregularităților terenului relativ la înălțimea medie.
- Prin rescrierea ecuației (2.1.17) criteriul Rayleigh devine:

$$C = \frac{4\pi \sin \psi}{\lambda} \approx \frac{4\pi\psi}{\lambda}. \quad (2.1.18)$$

- Pentru $C < 0,1$ se consideră că fenomenul este de reflexie speculară și suprafața poate fi considerată netedă.
- Pentru $C > 10$, fenomenul de reflexie difuză este accentuat și intensitatea unde reflectate este suficient de mică pentru a fi neglijată.
- Spre exemplu, la 900 MHz valoarea σ necesară pentru ca o suprafață să fie considerată cu rugozități pentru $\sigma \approx 15$ cm.

2.1.5. Pierderile de difracție

- Pentru a evidenția aspectele specifice difracției deasupra terenurilor cu obstacole, se consideră situația din figura 2.1.7.

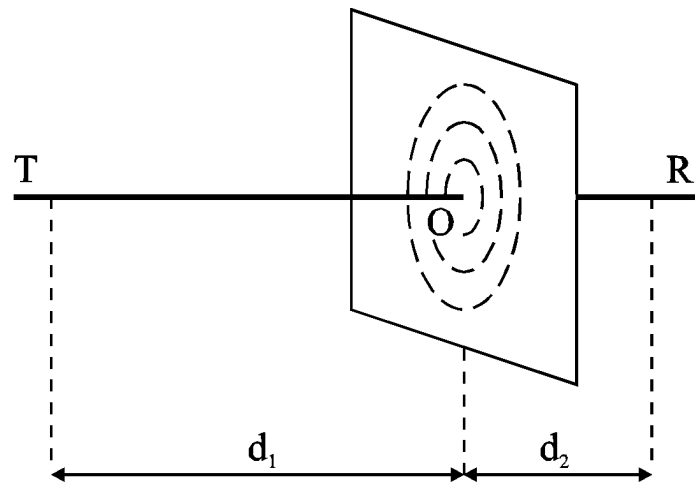


Figura 2.1.7. Familia cercurilor ce definesc zonele Fresnel .

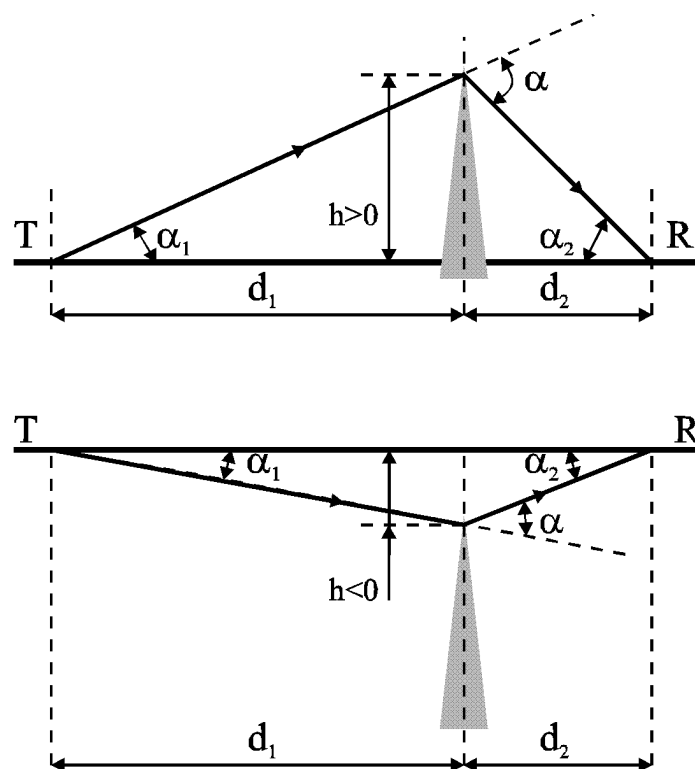


Figura 2.1.8. Geometria difracției în vârf ascuțit ("muchie de cuțit").

➤ În condițiile în care $h \ll d_1$ și $h \ll d_2$, rezultă:

$$\Delta = \sqrt{h^2 + d_1^2} + \sqrt{h^2 + d_2^2} - d_1 - d_2 \approx \frac{h^2 (d_1 + d_2)}{2d_1 d_2}. \quad (2.1.19)$$

➤ Diferența de fază corespunzătoare se scrie

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{2\pi h^2}{\lambda} \frac{d_1 + d_2}{2d_1 d_2} = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (2.1.20)$$

unde v este **parametrul de difracție Fresnel-Kirchoff**

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad (2.1.21)$$

- Raza oricărui cerc Fresnel funcție de n , d_1 și d_2 poate fi scrisă:

$$h = r_n = \sqrt{n\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \quad (2.1.22)$$

rezultă parametrul de difracție Fresnel-Kirchoff $v_n = \sqrt{2n}$.

- Expresiile au fost deduse în ipoteza $d_1, d_2 \gg r_n$, deci acestea sunt valabile mai puțin în apropierea terminalelor.
- Spațiul cuprins în prima elipsă definită prin $n=1$ este cunoscut ca prima zonă Fresnel; volumul cuprins între aceasta și elipsoidul definit prin $n=2$ este cea de-a doua zonă Fresnel.
- Ecuația de definire a acestor elipsoide se scrie plecând de la (2.1.22)

$$\frac{n\lambda}{df} \left(\frac{d}{2} - x \right)^2 + y^2 + z^2 = \frac{n\lambda d}{4} \quad (2.1.23)$$

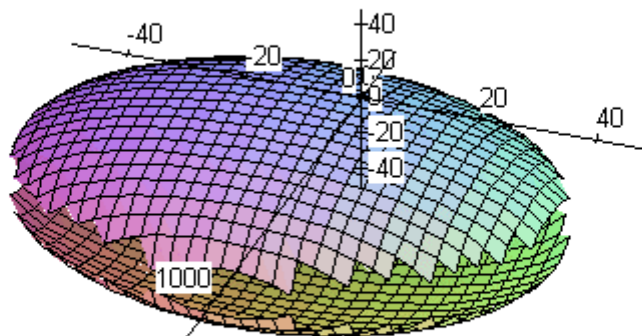


Figura 2.1.9. Elipsoidul ce definește zona Fresnel pentru: $n = 3$, $f = 100$ MHz.

- **Pentru a se considera propagare în undă directă, se impune ca prima zonă Fresnel să nu fie obturată.** Practic, pentru a se îndeplini acest criteriu, se mărește înălțimea antenei până la obținerea vizibilității necesare. Dacă terminalele nu sunt în vizibilitate directă cu antena sau chiar dacă, în vizibilitate directă fiind, există obstacole foarte apropiate de calea directă de propagare, atunci pierderile de

propagare vor fi considerabil mai mari față de situația propagării directe.

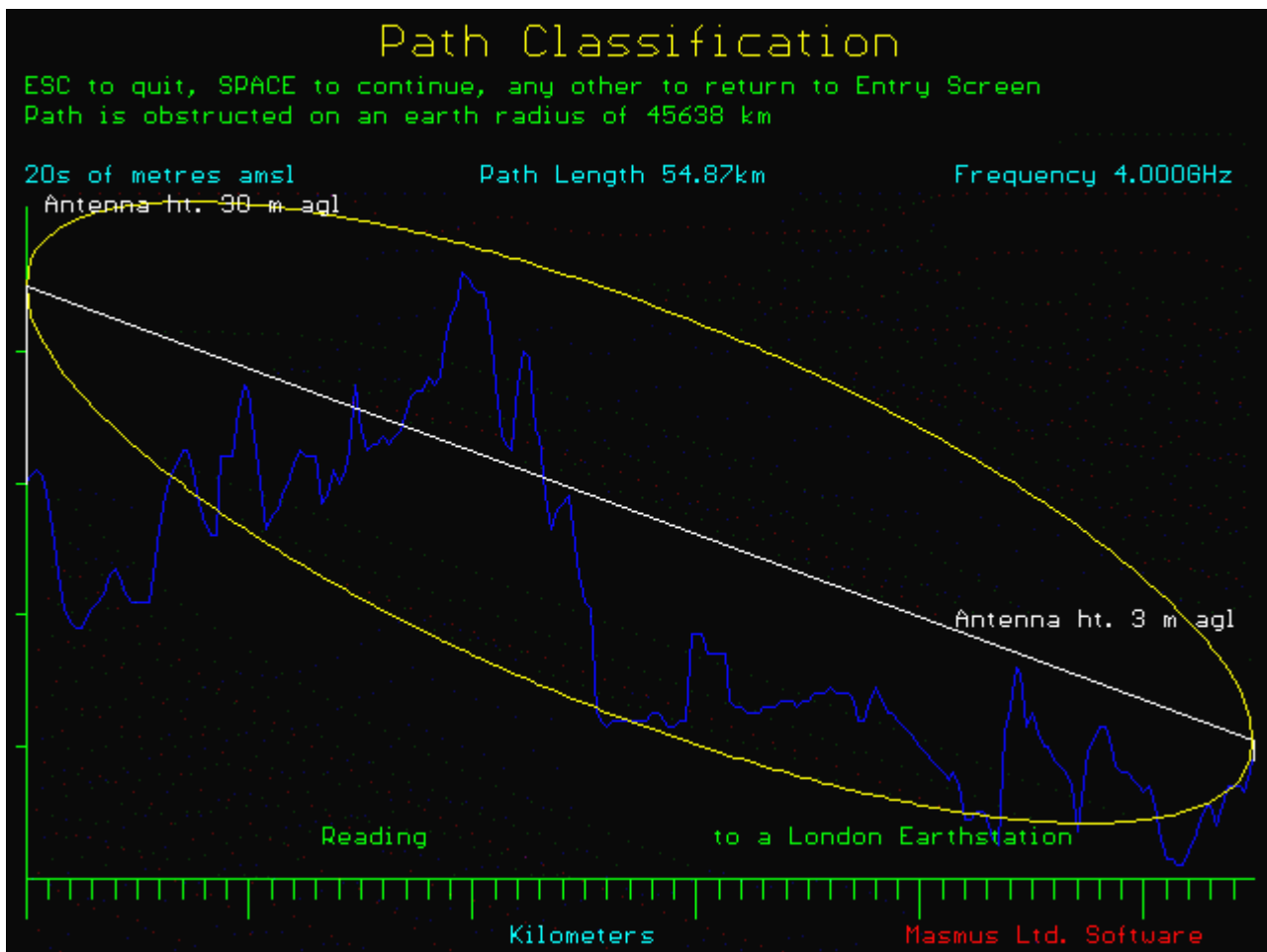


Figura 2.1.10. Impunerea condiției de neobturare a primei zone Fresnel.

- Expresia intensității câmpului la receptor se determină ca suma tuturor surselor Huygens secundare în planul de deasupra construcției:

$$\frac{E}{E_0} = \frac{1+j}{2} \int_v^{\infty} \exp\left(-j\frac{\pi t^2}{2}\right) dt. \quad (2.1.24)$$

- Considerând funcțiile cosinus și sinus integral definite prin

$$C(v) - jS(v) = \int_0^v \exp\left(-j\frac{\pi t^2}{2}\right) dt, \quad (2.1.25)$$

pierderile de propagare relativ la propagarea în spațiul liber sunt:

$$L_{\text{KnifeEdge Rel}}(v) = \frac{\frac{1}{2} - C(v) - S(v) + C^2(v) + S^2(v)}{2}. \quad (2.1.26)$$

- Expresia (2.1.26) fiind relativ complicată se pot utiliza relațiile aproximative:

$$L_{\text{KnifeEdge Rel}}(v) \approx \begin{cases} 20 \lg(0,5 - 0,62v), & \text{pentru } -0,8 < v \leq 0 \\ 20 \lg(0,5 \exp(-0,95v)), & \text{pentru } 0 < v \leq 1 \\ 20 \lg\left(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2}\right), & \text{pentru } 1 < v \leq 2,4 \\ 20 \lg\left(\frac{0,225}{v}\right), & \text{pentru } 2,4 < v \end{cases} \quad (2.1.27)$$

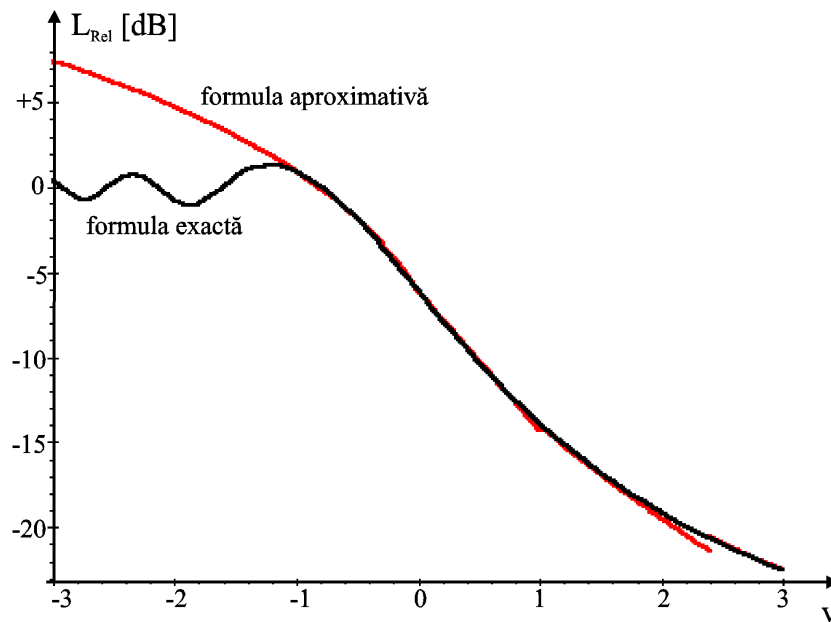


Figura 2.1.11. Comparație între evaluarea exactă și cea aproximativă.

- Calculul integralei Fresnel, fie și cu relațiile aproximative, poate fi realizat mai expeditiv grafic cu ajutorul unor nomograme; se poate utiliza nomogram Bullington sau spirala Cornu.

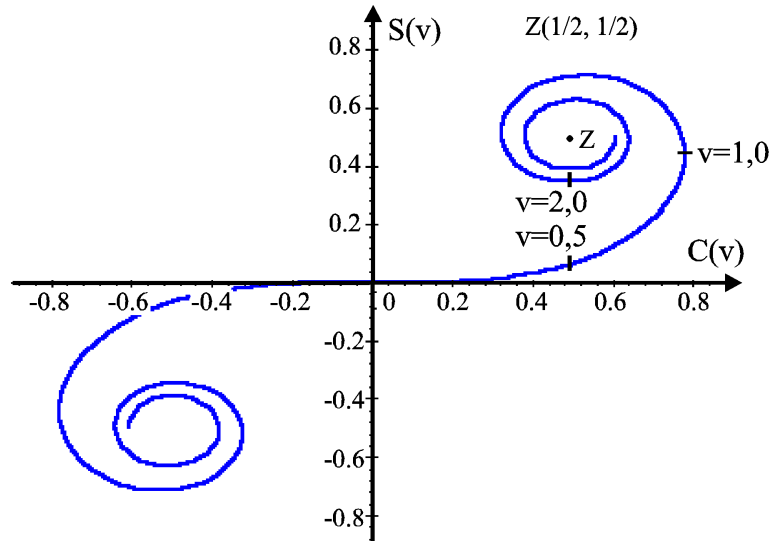


Figura 2.1.12. Graficul integralei Fresnel în termenii parametrului de difracție Fresnel-Kirchoff v (spirală Cornu).

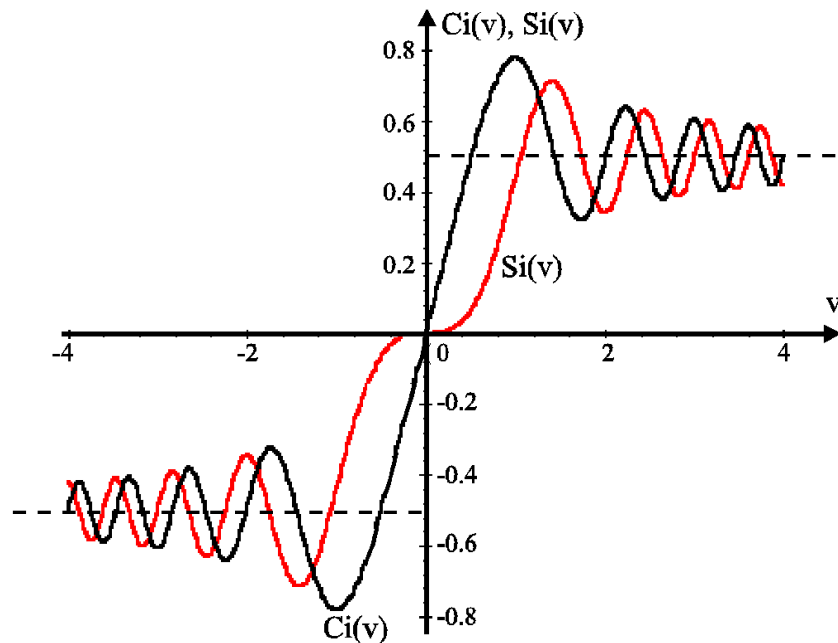


Figura 2.1.13. Graficele funcțiilor cosinus și sinus integral Fresnel.

- Se observă următoarele:
 - pe curba din figura 2.1.12 valorile v pozitive apar în cadranul I, iar cele negative în cadranul III. Spirala Cornu se bucură de următoarele proprietăți:
 - un vector trasat din origine la orice punct de pe curbă reprezintă amplitudinea și faza integralei din ecuația (2.1.25);

- lungimea arcului măsurat din origine pe curbă este egal cu v . Pe măsură ce v diverge la $\pm\infty$, curba se înfășoară de un număr infinit de ori în jurul punctului $(1/2, 1/2)$, respectiv $(-1/2, -1/2)$.
- este evident că $(1/2 - C(v))$ și $(1/2 - S(v))$ reprezintă părțile reală, respectiv imaginară, ale unui vector trasat din punctul $(1/2, 1/2)$ la un punct de pe spirală. De aceea, valoarea lui $|E|$ corespunzătoare unei valori particulare a lui v , și fie v_0 aceasta, este proporțională cu modulul vectorului ce unește $(1/2, 1/2)$ și $(C(v_0), S(v_0))$. Ca urmare, spirala Cornu oferă indicații vizuale ale modului de variație a modulului $|E|$ ca funcție de parametrul Fresnel v ;
- funcțiile cosinus și sinus integral tind către $1/2$ atunci când $v \rightarrow \infty$; când $v \rightarrow -\infty$ atunci funcțiile cosinus și sinus integral tind către $-1/2$. Faptul că cele două funcții tind asimptotic către $1/2$, respectiv $-1/2$, explică faptul că spirala Cornu se înfășoară de un număr infinit de ori în jurul punctului $(1/2, 1/2)$, respectiv $(-1/2, -1/2)$;
- ambele funcții integrale Fresnel sunt funcții impare;
- din graficul **2.1.11** se observă faptul că atunci când înălțimea semiplanului obturant este $h=0$ pierderile relative cauzate de difracție sunt de -6 dB (puterea semnalului recepționat este redusă la un sfert);

2.1.6. Difracția deasupra obstacolelor cu margini rotunjite

- În practică multe obiecte au dimensiuni mult mai mari comparativ cu lungimea de undă.
- Se constată că pierderile de propagare sunt mult mai mari decât în cazul difracției pe “muchie de cuțit”.

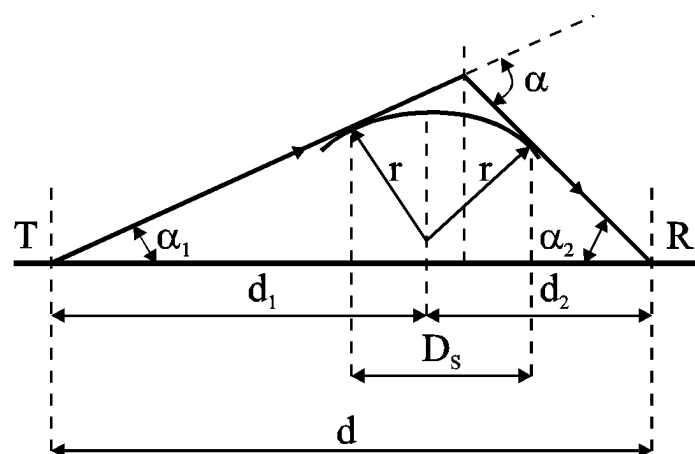


Figura 2.1.14. Geometria difracției pe un cilindru.

➤ Există două metode de predicție a pierderilor de propagare prin difracție pe un cilindru:

- **modelul Hacking:**

$$L_{\text{Hacking}}(\lambda) [\text{dB}] = L_{\text{KnifeEdge}}(\lambda) [\text{dB}] + 11,7 \sqrt{\frac{\pi r}{\lambda}} \alpha [\text{dB}]; \quad (2.1.29)$$

- **modelul Dougherty:**

$$L_{\text{Dougherty}}(\lambda) [\text{dB}] = L_{\text{KnifeEdge}}(\lambda) [\text{dB}] + A(0, \rho(\lambda)) [\text{dB}] + U(v(\lambda) \rho(\lambda)) [\text{dB}]; \quad (2.1.30)$$

➤ Aici ρ este un parametru adimensional

$$\rho = \sqrt[6]{\frac{\lambda}{\pi}} r^{\frac{1}{3}} \sqrt{\frac{d_1 + d_2}{d_1 d_2}},$$

iar funcțiile $A(v, \rho)$ și $U(v\rho)$ sunt determinate empiric;

$$A(0, r) = 6 + 7,19r - 2,02r^2 + 3,63r^3 - 0,75r^4, \quad r < 1,4; \quad (2.1.31)$$

$$U(v\rho) = \begin{cases} (43,6 + 23,5v\rho) \log_{10}(1 + v\rho) - 6 - 6,7v\rho, & v\rho < 2 \\ 22v\rho - 20 \log_{10}(v\rho) - 14,13, & v\rho \geq 2 \end{cases} \quad (2.1.32)$$

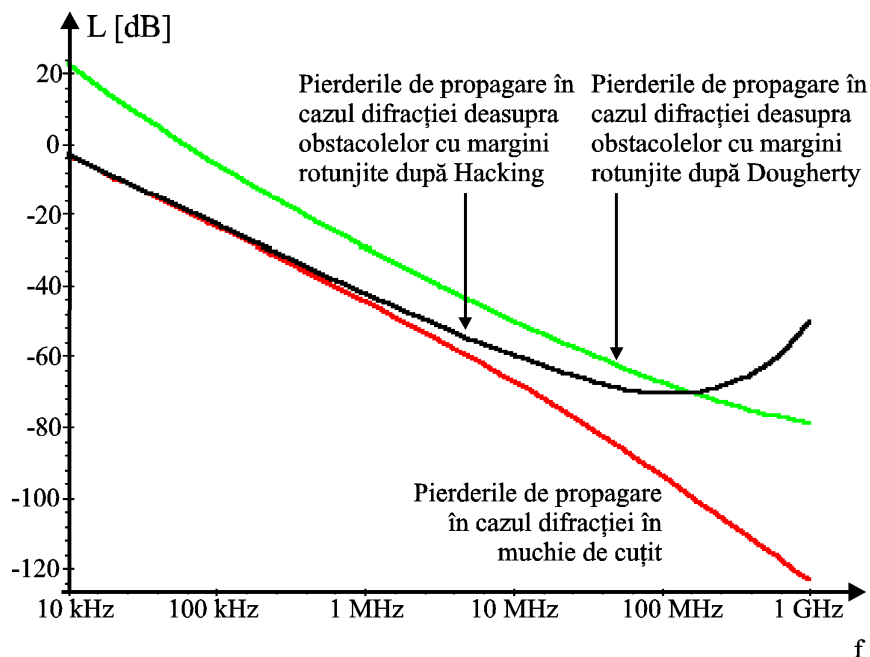


Figura 2.1.15. Pierderile de propagare după Dougherty și Hacking .

2.2. Modele de predicție a propagării

➤ Rolul predicției pierderilor datorate propagării în proiectarea unui sistem radio mobil: permite determinarea parametrilor optimi ai sistemului de comunicație radio

- în vederea asigurării unei legături eficiente în zona de interes;
- Propagarea semnalului este influențată de o serie de factori:
 - în zonele urbane, efectul clădirilor și al altor obstacole,
 - în zonele rurale: umbrirea, absorbția și dispersia produse de copaci și vegetație
- De exemplu vegetația poate cauza pierderi substanțiale, în special la frecvențe înalte.

2.2.1. Modele de predicție a pierderilor în zone cu iregularități

2.2.1.1. Modelul Egli

- Modelul își propune predicția pierderilor medii, adică pierderile care nu depășesc pe mai mult de 50% din locații și / sau pentru mai mult de 50% din timp.
- Modelul Egli are la bază ecuația de propagare prin reflecție pe suprafețele plane; în această ecuație s-au introdus coeficienți de corecție.
- Expresia pierderilor de propagare medii după Egli este:

$$L_{50} = G_R G_T \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2 \beta, \quad (2.2.1)$$

β este un factor care ține cont de pierderile suplimentare și de dependența de frecvență

$$\beta = \left(\frac{40}{f [\text{MHz}]} \right)^2. \quad (2.2.2)$$

- S-a constatat faptul că valoarea lui β depinde de neregularitățile terenului, relația (2.2.2) reprezintă o valoare medie.
- Curbele din figura 2.2.1 reprezintă abaterea lui β de la valoarea medie la 40 MHz, în funcție de teren în ipoteza că înălțimea acestuia este distribuită lognormal în jurul valorii medii, și de frecvență.

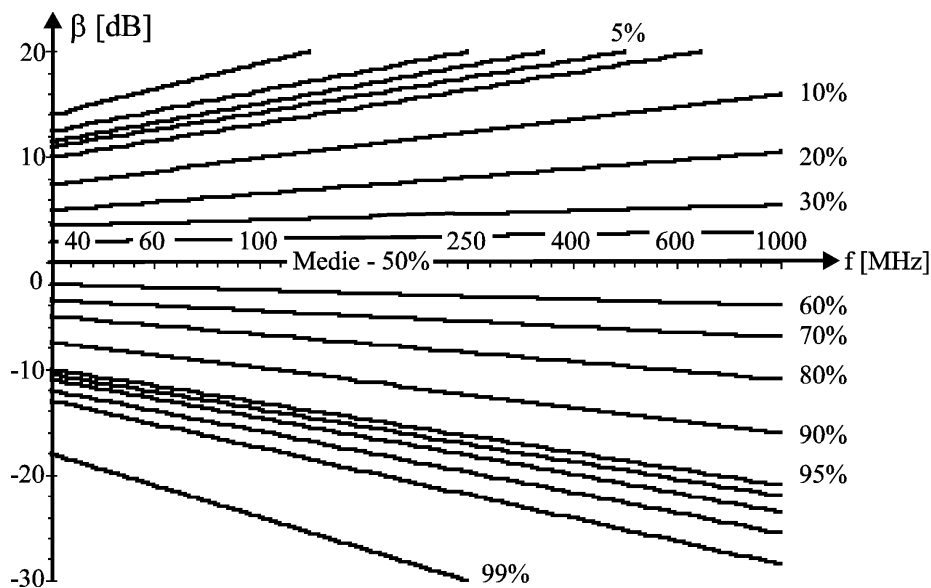


Figura 2.2.1. Factorul de teren pentru propagarea bază-mobil.

2.2.1.2. Modelul CCIR și aproximarea Carey

- Un exemplu de metodă de predicție a intensității câmpului îl constituie curbele publicate de CCIR. Acestea sunt bazate pe analize statistice a unei mari cantități de date strânse din multe țări și sunt aplicabile pe multe zone deluroase din Europa și America de Nord pentru care iregularitatea terenului, Δh , este tipic de 50 m, în condițiile în care frecvența semnalului este cuprinsă între 450...1000 MHz. Date fiind curbele intensității câmpului, pentru a determina valoarea acestuia pentru o situație specifică, se utilizează un coeficient de corecție a atenuării ce este funcție de distanța d și iregularitatea terenului Δh . Curbele de referință CCIR prezintă variația intensității câmpului depășită la recepție pentru 50 % din spațiu și 50 %, 10 % și 1 % din timp, pentru teren uscat și pentru mare, pentru antena mobilă de înălțime 1,5 m, 3 m sau 10 m și antena stației de bază de înălțime cuprinsă între 30...1200 m.
- Curbele de referință au fost construite în presupunerea că valorile câmpului sunt distribuite lognormal în jurul valorii medii prezise (intensitatea câmpului în dB urmărește o distribuție gaussiană). Valorile deviației standard, exprimate ca funcție de distanță și iregularitățile terenului, permit estimarea intensității câmpului în termenii de interes, procente din spațiu și timp.
- Iregularitatea (neuniformitatea) Δh a reliefului este definită ca fiind diferența (exprimată în m) între planele deasupra cărora se află 10 %, respectiv 90 %, din traseul cuprins între 10 km și 50 km pornind de la punctul de plecare către punctul de recepție (vezi figura 2.2.2). Utilizarea definiției de mai sus poate deveni improprie pentru cazul în care punctul de recepție este situat la distanțe mai mici de 50 km față de punctul de emisie, mai ales în cazul în care profilul

terenului se abate mult de la neuniformitatea standard de 50 m a terenului pentru care s-au determinat curbele în discuție, chiar și în cazul aplicării corecțiilor propuse pentru Δh .

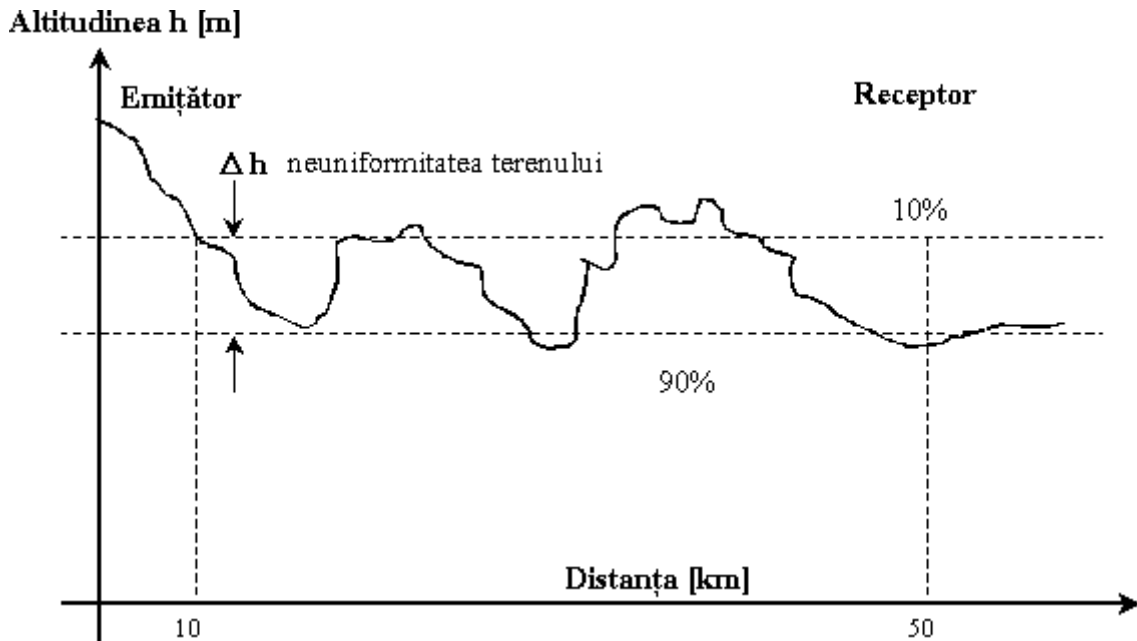


Figura 2.2.2. Definierea neuniformității terenului Δh .

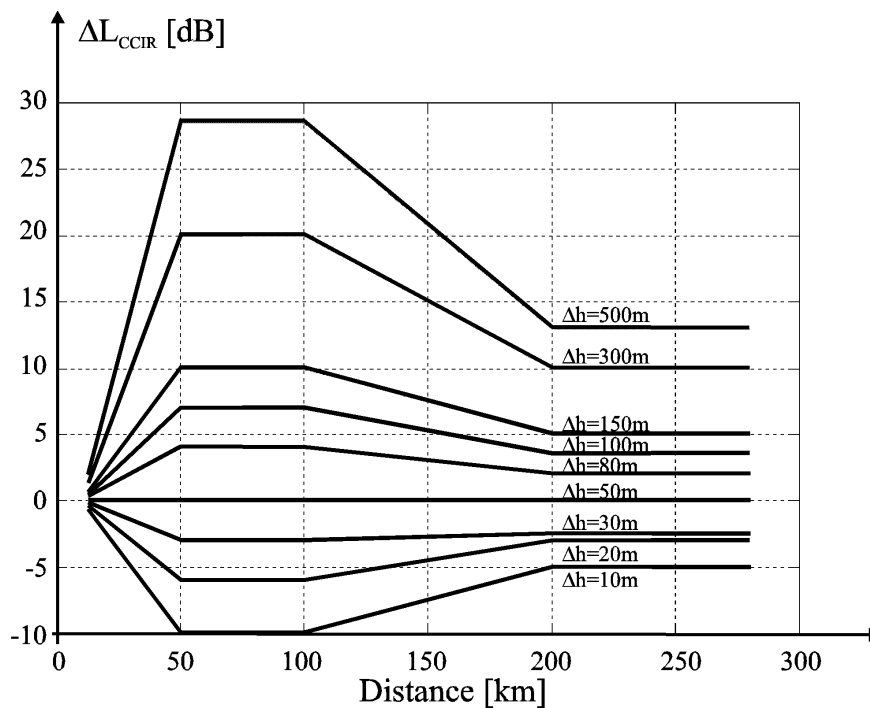


Figura 2.2.3. Corecția atenuării introdusă de neuniformitatea terenului Δh .

Deoarece puterea semnalului la recepție este dată de

$$P_m = \frac{E^2 A}{Z_0} = \frac{E^2 c^2 G_m}{4\pi f^2 Z_0}, \quad (2.2.3)$$

se determină expresia pierderilor ca fiind

$$L = 10 \lg \frac{P_m}{P_b} = 10 \lg \frac{E^2 c^2 G_m}{4\pi f^2 Z_0 P_b}. \quad (2.2.4)$$

Prin logaritmare se obține

$$L[\text{dB}] = 20 \lg E + 10 \lg \frac{c^2 G_m}{4\pi f^2 Z_0 P_b}, \quad (2.2.5)$$

deci

$$L[\text{dB}] = E[\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})] - 120 \text{dB} + 10 \lg \frac{c^2 G_m}{4\pi f^2 Z_0 P_b}. \quad (2.2.6)$$

- Deși curbele CCIR au o largă utilizare, din literatura de specialitate au putut fi extrase o serie de critici ale metodei. În principal, metodei i se reproșează faptul că utilizarea unui singur parametru, Δh , este inadecvată pentru a defini cu suficientă acuratețe factorul de corecție necesar. În plus, variațiile terenului în imediata vecinătate a mobilului nu sunt luate în calcul în mod explicit, rezultând că pentru orice locație specifică nu este neobișnuit să se facă o predicție cu o eroare de aproximativ 10 dB.
- Forma curbelor CCIR este prezentată în figurile 2.2.4 și 2.2.5; în figura 2.2.4 (reprodusă după Parsons) este prezentată intensitatea câmpului la recepție în funcție de distanța dintre emițător și receptor, curbele fiind trasate pentru 50% din timp și 50% din spațiu, o putere la emisie de 1KW ERP, un factor de denivelare a terenului de $\Delta h = 50\text{m}$ și o înălțime a antenei receptoare $h_m = 1.5\text{m}$. În figura 2.2.5 (reprodusă după normele CCIR) se prezintă intensitatea câmpului la recepție în condițiile 50% timp și 50% spațiu, pentru o aceeași putere la emițător de 1KW ERP și același factor de denivelare $\Delta h = 50\text{m}$, dar pentru o înălțime a antenei receptoare $h_m = 10\text{m}$.
- În banda de 450MHz, pentru serviciile analogice de comunicații mobile și bazat pe recomandările CCIR s-a dezvoltat modelul Carey. Cum curbele CCIR pe baza cărora s-a dezvoltat acest model sunt valabile în banda de frecvențe 450–1000MHz, relațiile stabilite de Carey sunt valabile și în banda de 900MHz. Este vorba de aproximarea analitică a curbelor de propagare 50% din locuri, 50% din timp, cu relații de forma

$$L[\text{dB}] = \begin{cases} 110,7 - 19,1 \lg h_b [\text{m}] + 55 \lg h_m [\text{km}], & \text{pentru } 8 \leq d[\text{km}] < 48 \\ 91,8 - 18 \lg h_b [\text{m}] + 66 \lg h_m [\text{km}], & \text{pentru } 48 \leq d[\text{km}] < 96 \end{cases} \quad (2.2.7)$$

În mod evident, modelul nu aduce nimic în plus față de curbele CCIR dacă nu se ține seama de faptul că prin aproximarea analitică, curbele pot fi ușor cuprinse într-un program de calcul. Aproximarea este realizată pentru neuniformitatea

standard a terenului, pentru alte neuniformități fiind necesare corecții suplimentare.

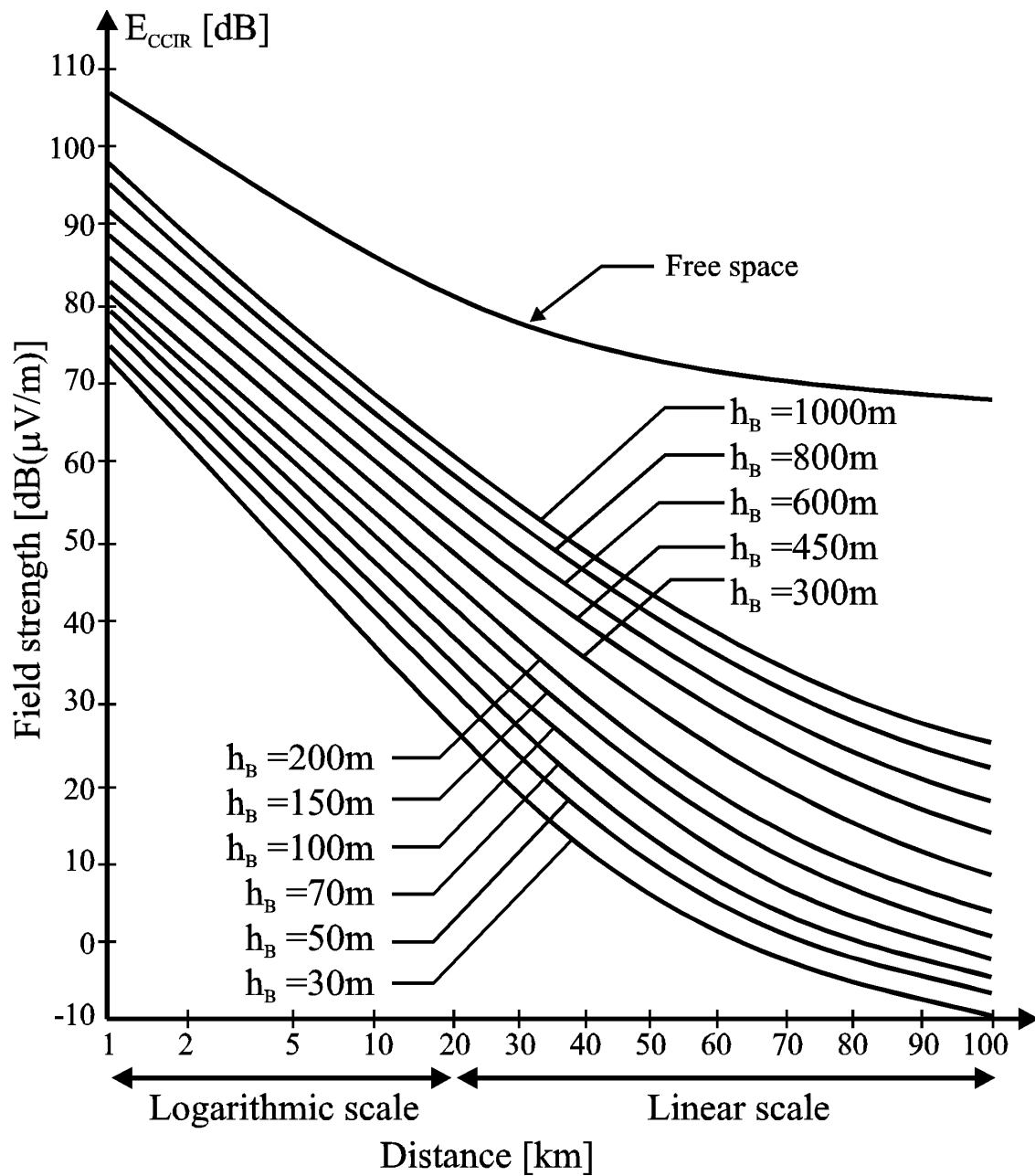


Figura 2.2.4. Intensitatea câmpului la recepție funcție de distanța dintre emițător și receptor; curbele sunt trasate pentru 50% din timp și 50% din spațiu, o putere la emisie de 1KW ERP, neuniformitatea terenului $\Delta h = 50\text{m}$ și o înălțime a antenei receptoare $h_m = 1.5\text{m}$ (după Parsons).

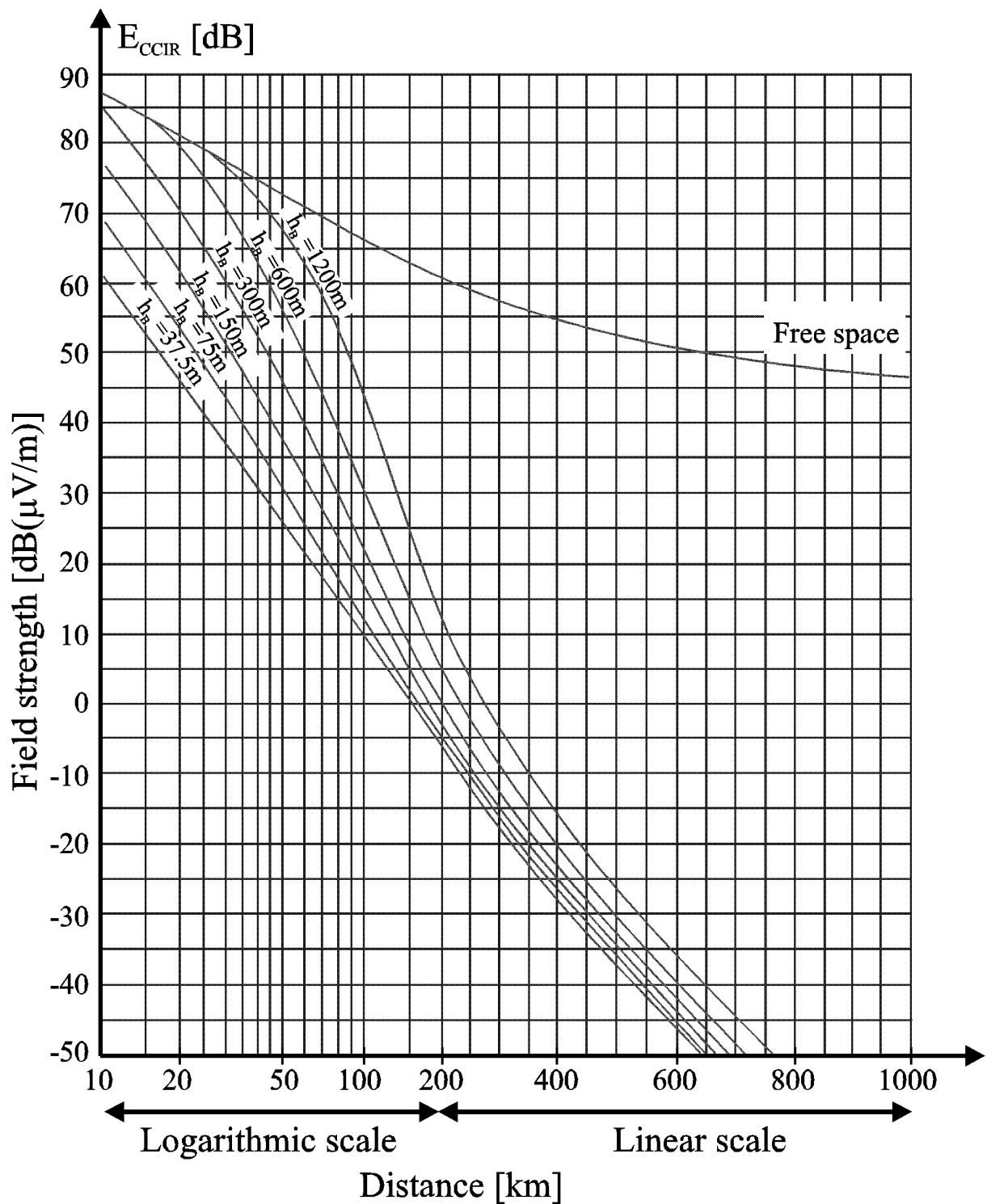


Figura 2.2.5. Intensitatea câmpului la recepție; curbele sunt trasate pentru 50% timp și 50% spațiu, puterea emițătorului de 1KW ERP, neuniformitatea terenului $\Delta h = 50\text{m}$, înălțimea antenei receptoare $h_m = 10\text{m}$.

2.2.2. Modele de predicție a pierderilor în zone populate

2.2.2.1. Modelul Okumura

➤ Metoda Okumura are la bază relația:

$$L_{50\%} = L_{\text{Free Space}} + A_{\text{mu}}(f,d) + H_{\text{tu}} + H_{\text{ru}} \quad (2.2.8)$$

unde:

- $A_{\text{mu}}(f,d)$ atenuarea medie în mediul urban relativ la propagarea în spațiul liber pentru mediul cvasi-neted (caracterizat de iregularități sub 20m) figura 2.2.6:
 - H_{tu} - factorul de câștig dependent de înălțimea efectivă a antenei stației de bază și de distanță (relativ la $h_{b_0} = 200\text{m}$);
 - H_{ru} - factorul de câștig dependent de înălțimea antenei mobilului h_m și de frecvență (relativ la $h_{m_0} = 3\text{m}$).
- Hata a dat o formulare empirică pentru relațiile ce descriu curbele folosite de Okumura; ea este limitată la domenii stricte ale parametrilor de intrare.

Tabelul 2.2.1. Comparație între diferite metode de predicție.

	Spațiu liber	CCIR 370	CCIR 370 +	Okumura-Hata	Longley-Rice
Frecvența [MHz]	-	450-1000	450-1500	150-1500	
h_T [m]	-	37.5-1200	10-1200	30-200	
h_R [m]	-	10	1.5 sau 10	1 sau 10	
Aplicabilitate	-	fixe	mobile sau fixe	mobile sau fixe	
Distanță [km]	-	10-1000	2-1000	0-20	
Utilizarea iregularităților terenului	NU	Δh	Δh	NU	Este necesar profilul complet al terenului

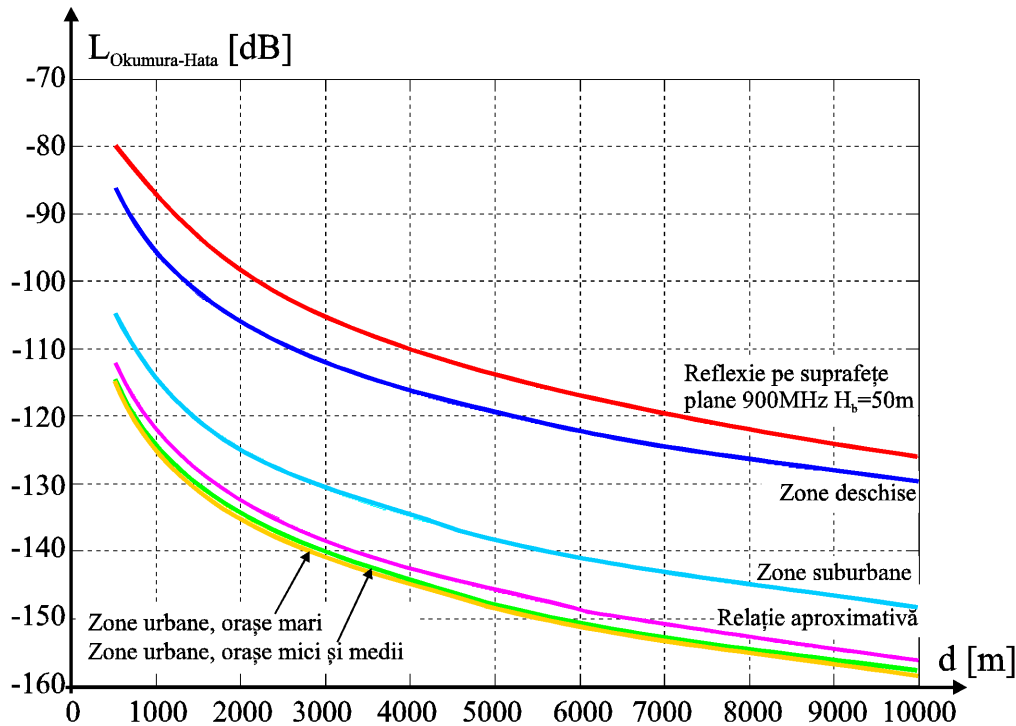


Figura 2.2.6. Pierderile de propagare după Okumura-Hata funcție de distanță pentru diferite zone (reprezentare liniară).

2.2.2.2. Metoda COST

- Comitetul European de cercetări COST-231 a stabilit un model de calcul a atenuării de traseu având la bază o serie de relații stabilite de Walfish-Bertoni și Ikegami.
- Model utilizabil pentru:
 - Celule de dimensiuni mici (de ordinul a 200-5000m), și
 - Înălțimi ale antenelor stațiilor de bază de ordinul a 4-50m și stațiilor mobile de ordinul a 1-3 m.
- Atenuarea de traseu este formată din trei componente și este dată de relația

$$L_{\text{COST}} = \min \{ L_{\text{FreeSpace}}; L_{\text{FreeSpace}} - L_1 - L_2 \}. \quad (2.2.9)$$

- S-au utilizat următoarele notații:
 - L_1 - atenuarea rezultată ca efect al difracției câmpului electromagnetic pe acoperișurile clădirilor către stradă, cumulat cu efectul de dispersie a undelor electromagnetice;
 - L_2 - reprezintă atenuarea datorată ecranărilor multiple care se produc pe traseul de propagare.

2.2.2.3. Metoda McGeehan-Griffits

- Această metodă se bazează pe ecuația reflexiei pe suprafețe plane la care a fost

adăugat un factor dependent de mediu

$$\boxed{\phantom{L_{\text{McGeehan-Griffits}}}} \quad (2.2.10)$$

unde

$$A [\text{dB}] = A^* [\text{dB}] - 30 \lg f [\text{MHz}] \quad (2.2.11)$$

➤ Unde pentru diferite medii $A^* [\text{dB}]$ este:

- 45 ± 5 dB pentru orașe vechi cu străzi înguste, întortocheate;
- 55 ± 5 dB pentru orașe moderne cu străzi lungi, late, drepte;
- 65 ± 5 dB pentru zone tipic suburbane și unele zone rurale;
- 75 ± 5 dB pentru zone deschise neobstrucționate.

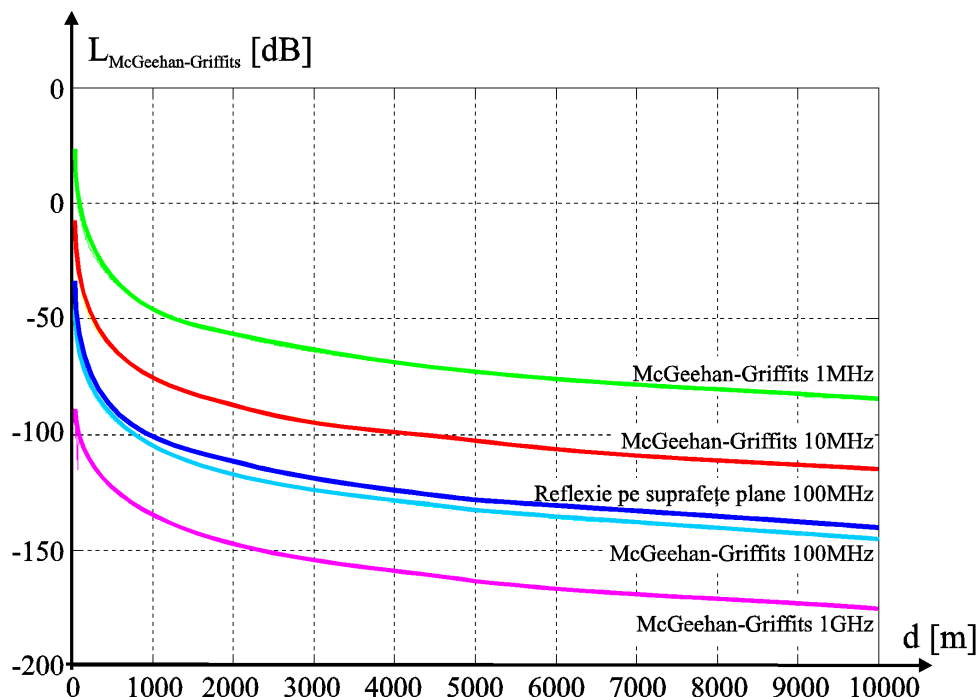


Figura 2.2.7. Pierderile de propagare după McGeehan-Griffits funcție de distanță considerând frecvența parametru (reprezentare liniară).

2.2.2.4. Modelul Walfish-Ikegami

- Acest model ia în considerare în mod explicit pierderile de difracție, fiind deci un model potrivit pentru zone urbane cu construcții dense.
- Modelul presupune că antena de emisie a stației de bază este înălțată peste nivelul acoperișurilor și că prin propagarea câmpului electromagnetic peste nivelul acoperișurilor, peste un număr de șiruri de clădiri paralele și echidistante, de înălțimi identice, șiruri considerate cu lungime infinită,
- În aceste condiții atenuarea poate fi exprimată de relația lui Bertoni:

$$L_{\text{Walfish-Ikegami}} [\text{dB}] = L_{\text{Free Space}} [\text{dB}] + 20 \lg Q + 20 \lg P_1 \quad (2.2.12)$$

unde:

- Q reprezintă pierderile prin difracție datorate tuturor acoperișurilor dintre stația de bază și clădirea imediat vecină stației mobile;
- P_1 reprezintă pierderile de propagare corespunzătoare traseului dintre ultimul acoperiș și stația mobilă.

2.2.2.5. Modelul Ibrahim-Parsons

- În modelul propagării Ibrahim-Parsons zonele de test au fost caracterizate introducându-se doi parametri:
 - **factorul de utilizare a terenului** \square (**Land Usage Factor**) - procentajul din zona de test care este acoperită cu clădiri, indiferent de înălțimea lor;
 - **gradul de urbanizare** \square (**Degree of Urbanization**) - procentul din clădirile zonei de test ce au o înălțime de 4 sau mai multe etaje; valoarea de 4 etaje a fost aleasă ca referință în urma măsurărilor experimentale.
- Gradul de urbanizare poate varia între 0% și 100%, o valoare apropiată de 0% indică o zonă suburbană, în timp ce o valoare apropiată de 100% indică o zonă urbană intens dezvoltată.
- Au existat două abordări ale modelării:
 - prima expresie a fost derivată din rezultatele practice prin analiză regresivă multiplă, fiind în esență empirică;
 - a doua expresie a plecat de la ecuația pierderilor de propagare în cazul reflexiei pe suprafețe plane.
- Diferența fundamentală între cele două modalități de abordare constă în faptul că în cea de-a doua expresie s-a considerat că pierderile de propagare depind de distanța sub forma $1/d^4$.
- Una dintre cele mai bune expresii folosită acolo unde există hărți pe carouri de 500m este:

$$L_{IP} = 20 \lg(0.7h_b) + 8 \lg(h_m) - \frac{f}{40} - 26 \lg \frac{f}{40} + 86 \lg \frac{f+100}{156} - \left(40 + 14.15 \lg \frac{f+100}{156} \right) \lg(d \cdot 1000) - 0.265L + 0.37H - 0.087U + 5.5 \quad (2.2.13)$$

- Unde alături de U și L definiți ca mai sus apare și H care reprezintă diferența de înălțime între careul care conține mobilul și cel care conține stația de bază;
- Expresia a fost verificată pentru frecvențe cuprinse între 150MHz și 1000MHz, $h_m < 3m$, $h_b = 30...300m$, $L = 3...30\%$, $d < 10km$;
- Erorile depind de frecvență variind de la 2.1dB la frecvențe mici la 4.2dB la frecvențe mari.

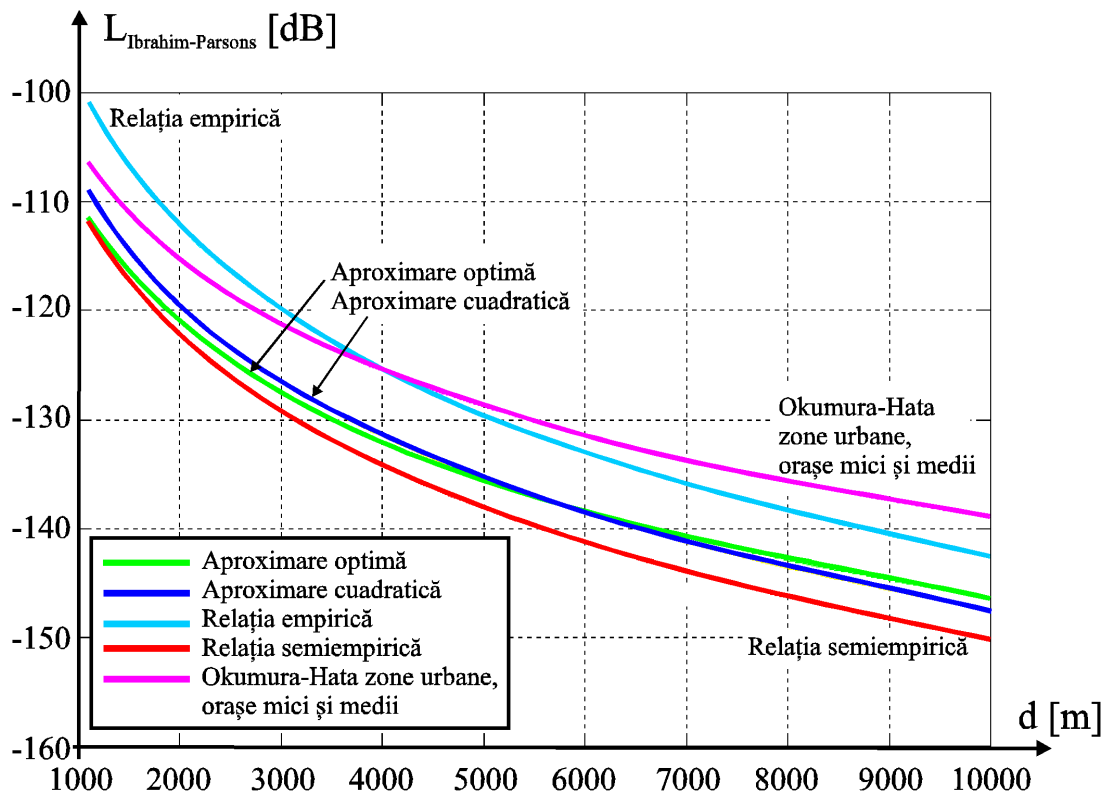


Figura 2.2.8. Pierderile de propagare după Ibrahim-Parsons funcție de distanță pentru diferite abordări la 168 MHz (representare liniară).

2.2.2.6. Modelul Lee

- Recomandat pentru gama de 900MHz;
- Prezintă două moduri de operare:
 - Arie la arie
 - Punct la punct
- În prima variantă parametrii implicați sunt:
 - atenuarea mediană la $d = 1\text{km}$, L_0 ;
 - panta de creștere atenuării, γ ;
 - un factor de corecție L_0 ;
- Valorile pentru variabilele γ și L_0 au fost deduse pe bază experimentală.

2.3. Caracterizarea fenomenului de propagare pe căi multiple

2.3.1. Fenomenul propagării pe căi multiple. Fadingul

- Fluctuațiile semnalului sunt cunoscute sub numele de **fading**;
 - fluctuațiile rapide ale semnalului cauzate de propagarea multiplă sunt cunoscute sub numele de **fading rapid**. Fadingul rapid este observat la

distanțe de aproximativ $\lambda/2$, fiind frecvente scăderi de -20 dB, și chiar -30 dB în unele situații.

- variațiile lente ale mediei amplitudinii semnalului recepționat sunt cunoscute sub numele de **fading lent**, **umbrire** sau **fading lognormal** datorită distribuției lognormală a mediei pierderilor de propagare.
- În practică, există câteva unde sosite pe căi de propagare diferite ce se combină în diferite moduri, în funcție de amplasament, ducând la o anvelopă a semnalului mult mai complicată.
- Variațiile temporare sau schimbările dinamice ale căilor de propagare sunt în strânsă legătură cu deplasarea receptorului și, indirect, cu efectul Doppler care apare.
- Rata schimbării fazei (ce apare datorită deplasării) este aparent o deplasare Doppler în frecvență pentru fiecare cale de propagare.
- Pentru a ilustra acest fenomen se consideră un mobil ce se deplasează cu viteza v de-a lungul traseului AA' , primind semnal din punctul de dispersie S . Distanța incrementală d este dată de $d = v\Delta t$ și, din geometria figurii, este evident faptul că modificarea relativă a căii de propagare este $\Delta l = d \cos \alpha$.
- Valoarea defazajului se determină ca fiind

$$\Delta\varphi = -\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l = -\frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \alpha, \quad (2.3.1)$$

iar schimbarea aparentă a frecvenței (deplasarea Doppler) este

$$f = -\frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha. \quad (2.3.2)$$

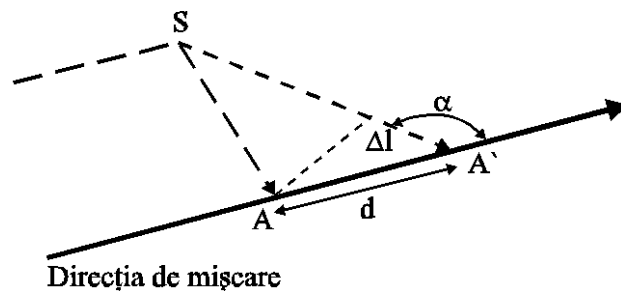


Figura 2.3.1. Efectul Doppler.

2.3.2. Metode de modelare matematică a fadingului

- Pentru a explica caracteristicile statistice observate ale câmpului electromagnetic, precum și ale anvelopei și fazei semnalului asociat, au fost propuse succesiv câteva modele de propagare pe căi multiple.
- Primul dintre aceste modele se datorează lui **Ossana** care a încercat explicarea fenomenului prin interferența undelor incidentă și reflectate de clădirile amplasate aleator.

- Se impunea ca urmare adoptarea unui model pentru care fenomenul de bază ar fi fost difuzia.
- Pe baza sugestiilor lui Gilbert, **Clarke** a dezvoltat un model în care se presupunea că la antena mobilului câmpul incident este compus dintr-un număr de unde plane de faze aleatoare.
- Dezavantajul principal al modelului Clarke constă în restricția impusă de presupunerea că undele sosesc orizontal, modelul fiind deci în esență unidimensional.
- Un model mai recent, datorat lui **Aulin**, încearcă să coreleze aceste neconcordanțe generalizând modelul Clarke prin considerarea unor traiectorii tridimensionale pentru undele polarizate vertical.
 - Un model mai recent, modelul Parsons este mult mai laborios din punct de vedere matematic și conduce la rezultate aproximativ similare.

2.3.2.1. Modelul de difuzie

- În fiecare punct de recepție se presupune că semnalul este rezultatul compunerii a N unde plane.
- Unda de indice n este caracterizată de următorii parametrii aleatori și statistic independenți:
 - amplitudinea C_n ;
 - defazajul Φ_n față de o referință arbitrară;
 - unghiurile spațiale α_n și β_n .

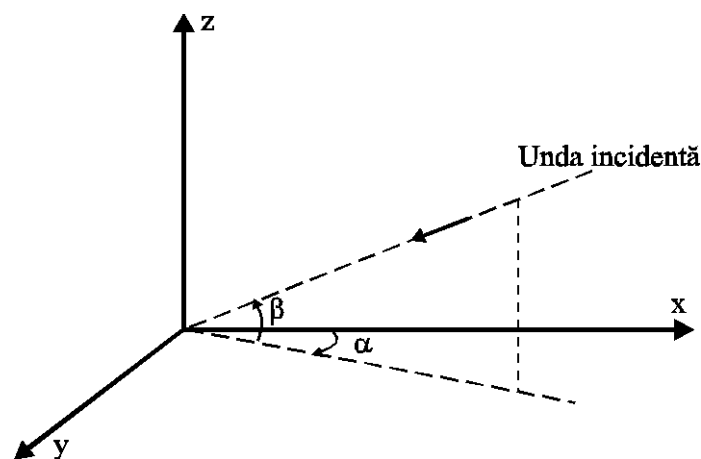


Figura 2.3.2. Cadrul spațial de referință. Unghiul α este în planul orizontal Oxy , iar β este în planul vertical.

2.3.2.2. Unghiul de dispersie al semnalului recepționat

- Dacă emițătorul sau receptorul sunt în mișcare, componentele semnalului recepționat vor fi deplasate Doppler, schimbarea frecvenței fiind funcție de

unghiurile spațiale de sosire ale undei α_n și β_n , precum și de direcția de deplasare.

- În termenii cadrului de referință din figura 2.3.2 unda de indice n suferă o modificare a frecvenței dată de

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{v}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos \beta_n. \quad (2.3.3)$$

- Toate componentele spectrale ale semnalului transmis vor fi afectate de efectul Doppler deci, pentru studiul fadingului, este suficientă studierea comportării purtătoarei nemodulate.
- Receptorul trebuie să dispună de o bandă suficient de largă pentru a se permite recepția corectă în situațiile extreme.

Tabelul 2.3.1. Expresia PDF pentru unghiul de sosire al undelor în plan vertical β .

Model	Expresia PDF pentru unghiul de sosire al undelor în plan vertical β
Clarke	$p_\beta(\beta) _{\text{Clarke}} = \delta(\beta)$
Aulin	$p_\beta(\beta) _{\text{Aulin}} = \begin{cases} \frac{\cos \beta}{\sin \beta_m}, & \beta \leq \beta_m \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & \text{in rest} \end{cases}$
Parsons	$p_\beta(\beta) _{\text{Parsons}} = \begin{cases} \frac{\pi}{4 \beta_m } \cos\left(\frac{\pi \beta}{2 \beta_m}\right), & \text{pentru } \beta \leq \beta_m \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & \text{in rest} \end{cases}$

- Funcția densitate de probabilitate a unghiului α este propusă de Clarke, perpetuându-se și în modelele Aulin și Parsons

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{1}{2\pi}. \quad (2.3.4)$$

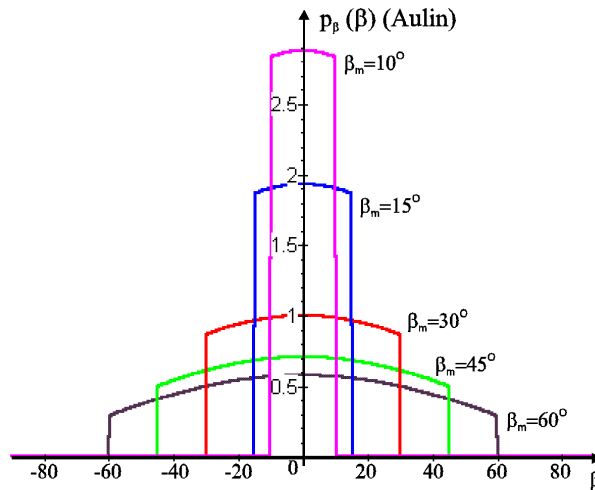


Figura 2.3.3. PDF pentru unghiul β în modelarea Aulin.

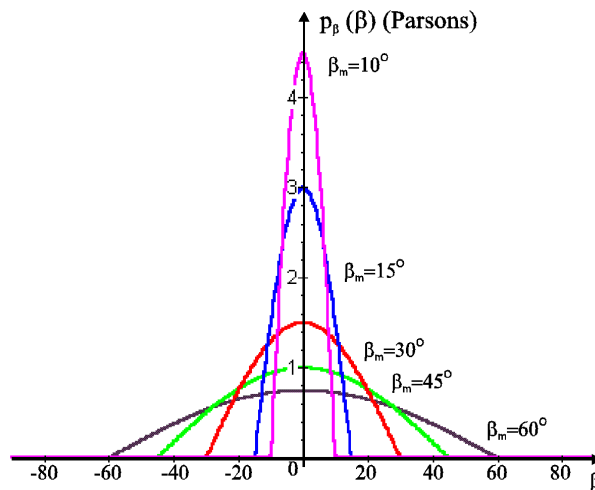


Figura 2.3.4. PDF pentru unghiul β în modelarea Parsons.

2.3.3. Fadingul modelat Rayleigh

2.3.3.1. Amplitudinea semnalului recepționat

- Anvelopa $r(t)$ a semnalului complex recepționat are funcția densitate de probabilitate

$$p_r(r) = \frac{r}{r^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2r^2}\right). \quad (2.3.5)$$

- Probabilitatea ca anvelopa să nu depășească o valoare R dată este dată de funcția de distribuție cumulativă

$$P(r \leq R) = P_r(R) = \int_0^R p_r(r) dr = 1 - \exp\left(\frac{-R^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.3.6)$$

- O serie de alți parametri statistici ai anvelopei pot fi exprimați în funcție de constanta σ (dispersia componentelor în fază și cuadratură ale semnalului), fiind prezentați în tabelul 2.3.2.

Tabelul 2.3.2. Expresiile parametrilor statistici ai anvelopei semnalului recepționat.

Valoarea medie a anvelopei	$\bar{r} = E\{r\} = \int_0^{\infty} r p_r(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma$
Valoarea medie pătratică	$E\{r^2\} = \int_0^{\infty} r^2 p_r(r) dr = 2\sigma^2$
Dispersia	$\sigma_r^2 = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2$
Valoarea mediană	$r_M = \sqrt{2\sigma^2 \ln 2} = 1.1774\sigma$

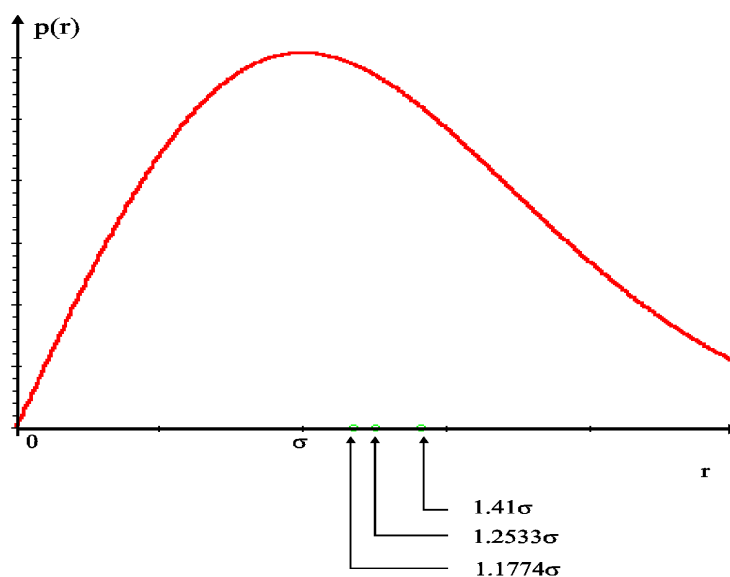


Figura 2.3.5. Funcția densitate de probabilitate a distribuției Rayleigh; valorile mediană, medie și pătratică - medie.

- În multe situații este mult mai comodă exprimarea funcției densitate de probabilitate și a probabilității relativ la valorile \bar{r} , $\overline{r^2}$ și r_M (tabelul 2.3.3).

Tabelul 2.3.3. Expresiile funcției densitate de probabilitate și ale probabilității

relativ la \bar{r} , \bar{r}^2 și r_M .

	Funcția densitate de probabilitate $p_r(r)$	Probabilitatea $P_r(r)$
Valoarea medie \bar{r}	$p_r(r) = \frac{\pi r}{2\bar{r}^2} \exp\left[-\frac{\pi r^2}{4\bar{r}^2}\right]$	$P_r(r) = 1 - \exp\left[-\frac{\pi R^2}{4\bar{r}^2}\right]$
Valoarea pătratică medie \bar{r}^2	$p_r(r) = \frac{2r}{\bar{r}^2} \exp\left[-\frac{r^2}{\bar{r}^2}\right]$	$P_r(r) = 1 - \exp\left[-\frac{R^2}{\bar{r}^2}\right]$
Valoarea mediană r_M	$p_r(r) = \frac{2r \ln 2}{r_M^2} \exp\left[-\frac{r^2 \ln 2}{2r_M^2}\right]$	$P_r(r) = 1 - 2^{-\left(\frac{R}{r_M}\right)^2}$

2.3.3.2. Faza semnalului recepționat

$$\theta(t) = \operatorname{arctg}\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (2.3.7)$$

unde $I(t)$ și $Q(t)$ sunt componentele în fază și cuadratură.

- Faza $\theta(t)$ este uniform distribuită în intervalul $[0, 2\pi)$:

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi}. \quad (2.3.8)$$

- Rezultatul (2.3.8) era previzibil intuitiv: într-un semnal compus dintr-un număr de componente de fază aleatoare ar fi surprinzătoare existența unei faze rezultante preferențiale. Faza rezultantă este aleatoare și va lua orice valori în domeniul $[0, 2\pi)$ cu probabilitate egală.

Tabelul 2.3.5. Expresiile parametrilor statistici ai fazei semnalului recepționat.

Valoarea medie a fazei	$E\{\theta\} = \int_0^{2\pi} \theta^2 p_\theta(\theta) d\theta = \pi$
Valoarea medie pătratică	$E\{\theta^2\} = \int_0^{2\pi} \theta^2 p_\theta(\theta) d\theta = \frac{4\pi^2}{3}$
Dispersia	$\sigma_\theta^2 = E\{\theta^2\} - (E\{\theta\})^2 = \frac{\pi^2}{3}$

2.3.3.3. Rata de depășire a fadingului. Durata medie a fadingului

- Interesează:
 - descrierea cantitativă a ratei de apariție a minimelor de orice valoare, și
 - durata medie a unui minim sub un prag ales.
- Deoarece permit o evaluare a performanțelor sistemelor, aceste rate constituie un instrument valoros în alegerea
 - ratei de transfer a biților,
 - lungimii cuvintelor
 - schemelor de codare în sistemele digitale radio
- Informația necesară este prezentată în termenii **ratei de depășire a pragului** și a **duratei medii a fadingului**, (figura 2.3.6).

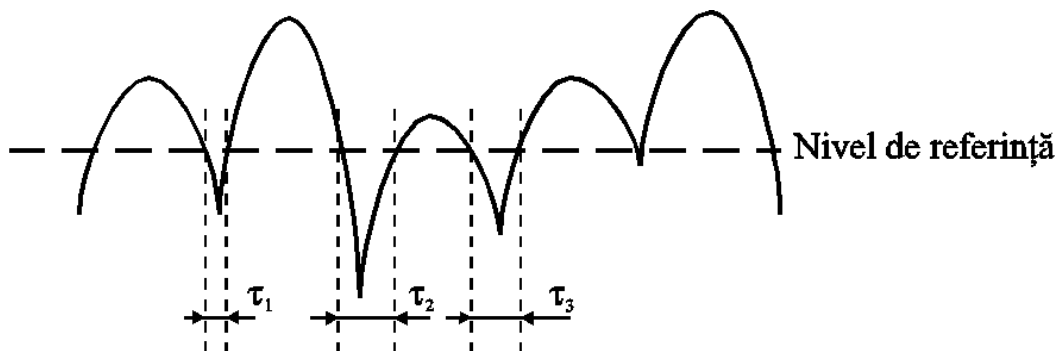


Figura 2.3.6. Rata de depășire a pragului. Durata medie a fadingului.

- **Rata de depășire a pragului (LCR - Level Crossing Rate)** pentru orice valoare specificată a pragului este definită ca fiind numărul de treceri ale anvelopei peste (sau sub) nivelul stabilit.
- Ratei medii de depășire a nivelului R se calculează cu expresia:

$$N_R = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_D \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.3.9)$$

- Numărul mediu normal de depășiri ale nivelului (per lungimea de undă)

$$\frac{N_R}{f_D} = \sqrt{2\pi \ln 2} \left(\frac{R}{r_M}\right) 2^{-\left(\frac{R}{r_M}\right)^2} \quad (2.3.10)$$

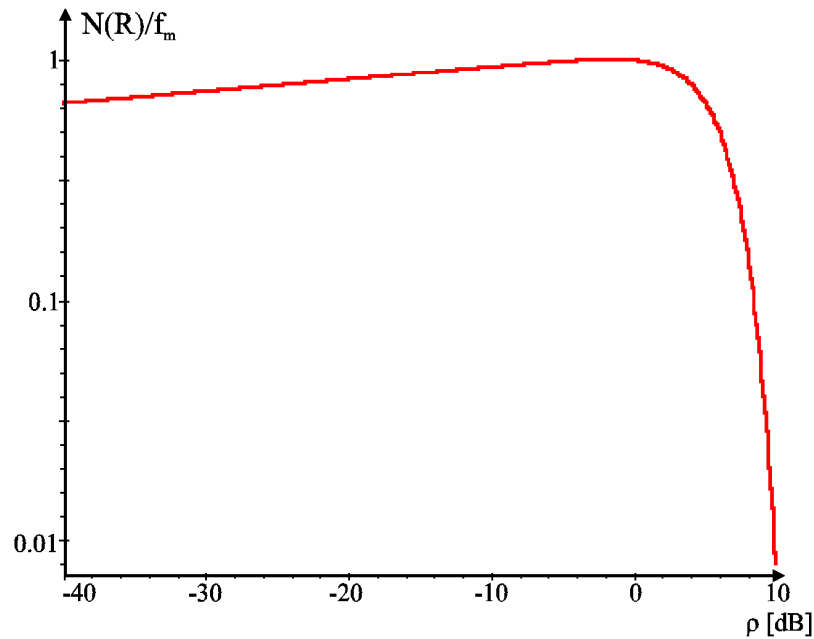


Figura 2.3.7. Rata normală de depășire a nivelului pentru un monopol vertical în condițiile difuziei izotrope.

- **Durata medie a minimelor (AFD - Average Fade Duration)** este media perioadelor cât semnalul recepționat are un nivel sub un prag prestabilit R .

$$L_R = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{\exp\left[\frac{R^2}{2\sigma^2}\right] - 1}{R}, \quad (2.3.11)$$

expresie ce poate fi scrisă și sub forma

$$L_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_D \sqrt{2\pi}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi \ln 2}} \frac{2^{\left(\frac{R}{r_M}\right)^2} - 1}{\frac{R}{r_M}}. \quad (2.3.12)$$

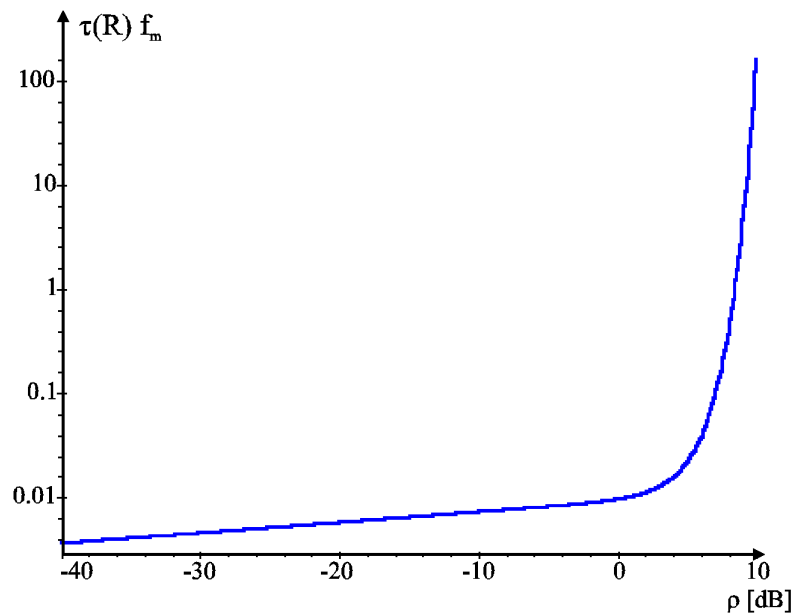


Figura 2.3.8. Durata medie normalată a minimelor fadingului pentru un monopol vertical în condițiile difuziei izotrope.

Tabelul 2.3.6. Lungimea medie a fadingului și rata de depășire LCR pentru praguri măsurate față de valoarea mediană.

Adâncimea minimei fadingului [dB]	Lungimea medie a fadingului [λ]	Rata medie a depășirilor, LCR [λ^{-1}]
0	0.479	1.043
-10	0.108	0.615
-20	0.033	0.207
-30	0.010	0.066

- Este important de știut cât de des trebuie eșantionat un semnal afectat de fading Rayleigh pentru a se asigura detectarea minimelor de orice nivel;
- De exemplu, pentru a se detecta aproximativ 50% din minimele datorate fadingului sub pragul situat la 30 dB sub nivelul median, semnalul trebuie eșantionat la fiecare 0.01λ (900 MHz, 0.33 cm).

2.3.4. Fadingul modelat Rice

- undele componente ale semnalului compozit recepționat la stația mobilă sunt de amplitudine egală sau aproximativ egală.
- Această ipoteză este valabilă validă într-o varietate de scenarii deoarece în general stația mobilă nu dispune de o cale de propagare în vizibilitate directă și deci nu există o undă de amplitudine predominantă.

- Există însă situații (spre exemplu în celulele mici ale unui sistem de comunicație radio celular) unde pot apărea căi de propagare în vizibilitate directă,
- Poate fi vorba și de o componentă dominantă rezultată din difuzie.
- Problema este similară cu cea a semnalului sinusoidal înecat în zgomot aleator. Intuitiv, se poate estima faptul că vor fi mai puține minime, iar componenta speculară va contribui substanțial în spectru.
- Funcția densitate de probabilitate comună a anvelopei și fazei semnalului cu o componentă dominantă r_s este dată de

$$p_r(r) = \frac{\sigma}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right] J_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right); \quad (2.3.13)$$

se recunoaște distribuția Rice ce se reduce la cazul distribuției Rayleigh pentru $r_s = 0$.

3. Echipamente de radioemisie

3.1. Rolul echipamentelor de radioemisie (RE)

Rolul echipamentelor de radioemisie:

- generarea și prelucrarea semnalului purtător;
- prelucrarea finală a semnalului modulator pentru a se putea realiza procesul de modulație în condițiile impuse;
- realizarea modulației;
- prelucrarea semnalului modulat;
- transformarea semnalului modulat în UEM.

Rezultă o schemă bloc foarte generală care ține cont că în afara liniei funcționale (formate din blocul de modulare BM și blocul de radiofrecvență LRF) sunt necesare echipamente suplimentare pentru alimentare (BA), control (BCS), întreținere, protecție, etc.

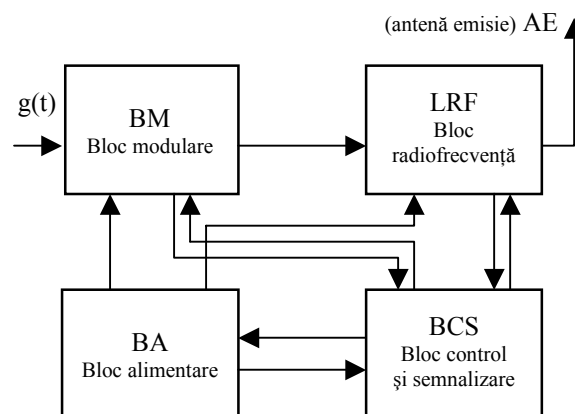


Figura 3.1.1. Schema bloc generalizată a echipamentului de radioemisie

3.2. Aspecte specifice ale echipamentelor de radioemisie. Caracteristici

- are un rol decisiv în calitatea legăturii radio;
- distanța la care se poate stabili o legătură de calitate este funcție de puterea emisă și de sensibilitatea RR, $d = f(P_e, S_r)$;
- în unele situații (cum sunt rețelele de difuzare de informații) echipamentele de radioemisie (ERE) sunt puține, iar radioreceptoarele (RR) foarte multe; în consecință, **primele sunt realizate cu deosebită atenție pentru a simplifica RR:**
 - **modulație simplă**
 - **putere mare**
 - **fiabilitate deosebită.**

În aceste condiții puterea poate fi mare sau chiar foarte mare (kW-MW);

devine important randamentul nu numai pentru pierderile energetice (care sunt importante), ci și pentru fiabilitate, și pentru dispersarea energiei pierdute. Se vor alege soluții constructive adecvate.

În concluzie, **un echipament de radioemisie va fi caracterizat** prin:

1. gama de frecvență în care poate funcționa (sau frecvența de lucru);
2. puterea emisă (la intrarea cablului care alimentează antena = feeder) respectiv puterea aparent radiată (care depinde și de caracteristica de directivitate a antenei sau a sistemului de antene utilizate);
3. randament;
4. stabilitate frecvență;
5. nivelul radiației nedorite (neesențiale);
6. siguranța în funcționare.

Din punct de vedere tehnic / constructiv se mai pot adăuga:

1. eficiența sistemelor auxiliare de comandă - semnalizare - blocare;
2. complexitatea depanării, întreținerii și supravegherii;
3. complexitatea reglajelor.

3.3. Clasificarea echipamentelor de radioemisie

1. După tipul semnalului modulat:

- MA;
- MF;
- BLU;
- impulsuri; etc.

2. După nivelul puterii emise:

- foarte mică (<1W);
- mică (<100W);
- medie (100W-3KW);
- mare (3KW-100KW);
- foarte mare (>100KW).

3. După destinație:

- radiodifuziune;
- radioteleviziune;
- telegrafie;
- radiotelefonie;
- telecomandă;
- radiolocație;
- etc.

4. După gama de frecvență: de exemplu emițătoare de radiodifuziune (RD) se pot împărți în:

- emițătoare pentru UL (foarte mare);
- emițătoare pentru UM (foarte mare);
- emițătoare pentru UUS (medie).

5. După condițiile de exploatare:

- staționare;
- mobile;
- portabile.

3.4. Structura generală a blocului de radiofrecvență (L.R.F.)

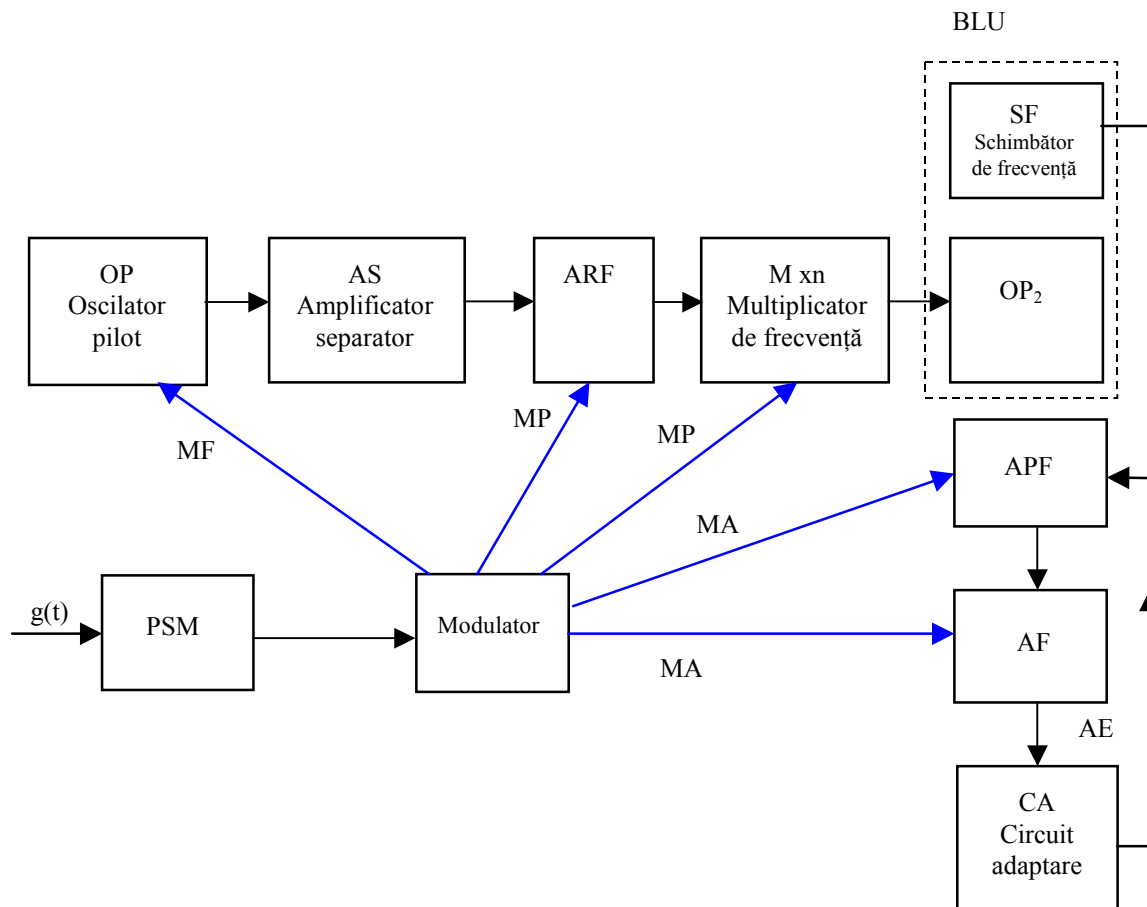


Figura 3.4.1. Structura generală a blocului de radiofrecvență

Comentarii cu privire la rolul și structura blocurilor funcționale:

1. **Oscilatorul Pilot OP** - pentru a asigura generarea unei purtătoare cu stabilitatea dorită:

- realizat cu cuarț sau cu sintetizor de frecvență;
- este caracterizat de mărimile f_0 , δf .

2. **Amplificatorul Separator AS**;

3. **Multiplicatorul de frecvență M**; conform celor prezentate în cadrul cursului de TAD, este necesar pentru a mări deviația de frecvență și frecvența purtătoare la semnalele MF. El există însă și la RE-MA cu frecvență purtătoare relativ mică. Se

evită o reacție globală care poate fi distructivă. Ca urmare, la ieșirea OP se obține semnal de frecvență f_1 , iar la ieșirea M, nf_1 . În unele situații, nu se poate folosi multiplicatorul de frecvență din cauza existenței unei modulații liniare (BLU). Atunci se introduce un SF.

4. **Amplificatorul de putere** (blocurile notate **PF** și **F**); pentru aceste blocuri se cere un randament bun, obținabil funcție de clasa de lucru:

A - cca. 30%

B - cca. (40-50)%

C - (60-70)%

Primul poate asigura amplificare fără a distorsiona anvelopa dar are pierderi mari. Ultimul are pierderi mici dar se pretează la semnale modulate insensibile la neliniarități. Cum se rezolvă problema în cazul ERE-MA se va discuta la capitolul următor.

5. **Circuitul de adaptare CA**. Amplificatorul final are o rezistență de sarcină optimă care de regulă diferă de rezistența de intrare a antenei, R_a , fiind deci necesară o adaptare. De regulă se face cu un circuit LC selectiv, cu pierderi cât mai mici.

Modulația se face în diverse puncte ale schemei, funcție de tipul modulației. De exemplu, modularea unui semnal MF se va realiza la nivel mic de putere deoarece amplificarea se poate realiza cu ușurință. Producerea unui semnal MA se va realiza cât mai aproape de antenă pentru a evita necesitatea unor amplificatoare de putere liniare etc.

3.5. Echipamente de radioemisie pentru semnale MA

Ne vom referi la cazul radioemițătoarelor de radiodifuziune caracterizate de putere mare sau foarte mare, lucrând în gamele UM sau UL (sute de kHz până la 1,6Mhz).

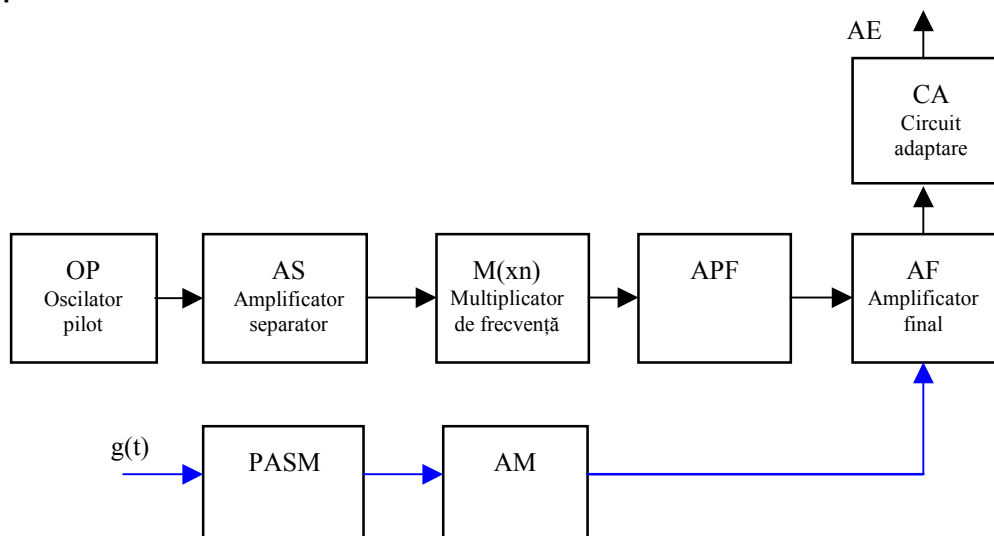


Figura 3.5.1. Structura generală a ERE - MA

Se constată că schema derivă din cea generală. Modulația se face în AF, astfel încât odată realizată nu mai urmează alt amplificator.

S-a constatat că un amplificator clasă C poate fi utilizat ca modulator în amplitudine. Deci nivelul de putere se obține cu un randament bun, iar semnalul modulat nu este distorsionat.

Cum se face de fapt modulația? Procedeu derivă din ceea ce s-a prezentat la TAD drept **modulație realizată direct pe circuitul acordat**. O prezentare simplificată este redată în schema de mai jos.

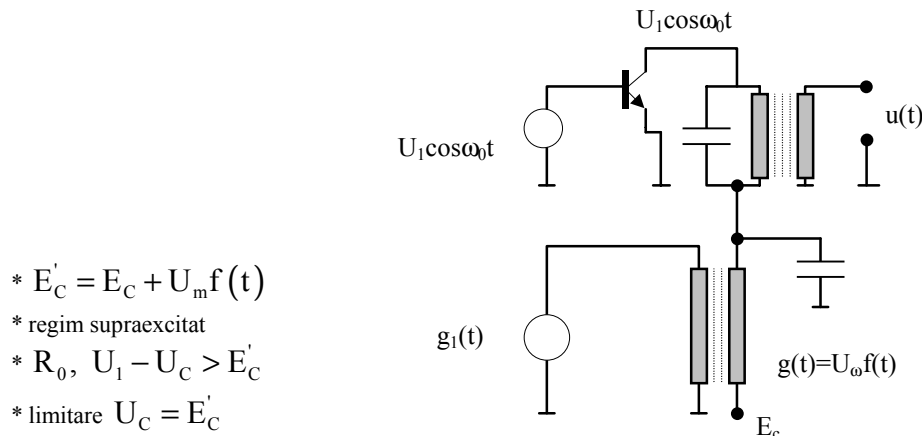


Figura 3.5.2. Realizarea modulației în ERE - MA

3.6. Echipamente de radioemisie pentru semnale MA-BLU

- de regulă se utilizează 2 conversii dintre care una are rolul de a duce semnalul în domeniul de frecvență dorit, iar una de a face ca frecvența să fie variabilă ($\pm 50\text{kHz}$).

- frecvența intermediară f_i este dictată de filtrul BLU disponibil.

- pot fi folosite amplificatoare liniare în etajele de putere deoarece puterea este mică ($< 100\text{W}$).

- au fost concepute procedee moderne, incluzând prelucrarea numerică a semnalului prin care se generează semnale cu modulație unghiulară, se amplifică și numai înaintea antenei se combină pentru a forma semnalul MA. În acest mod se poate obține amplificarea cu randament bun și fără a distorsiona mesajul.

3.7. Echipamente de radioemisie pentru semnale MF

- semnalele MF nu sunt afectate de neliniarități.

- în consecință modulația poate fi realizată la nivel mic de putere după care urmează un lanț de amplificatoare cu randament bun deci lucrând în clasă C.

- există mai multe variante funcție de procedeu folosit pentru producerea semnalului MF:

1. metoda care folosește producerea directă cu oscilator LC

2. metoda care folosește producerea indirectă prin modulație de fază
3. metode care folosesc producerea indirectă în bucla unui sintetizor de frecvență.

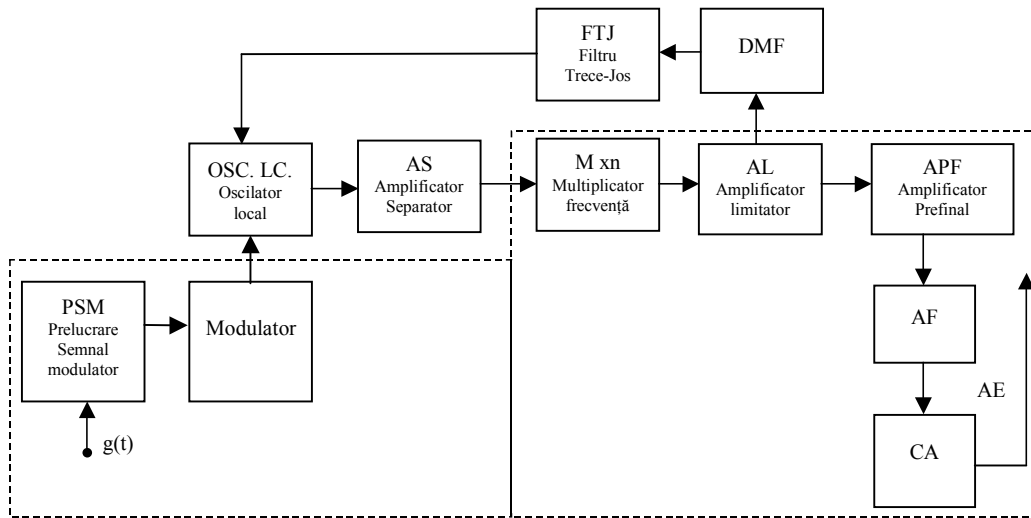


Figura 3.7.1. Structura generală a ERE – MF. Producerea directă cu oscilator LC

Ecuțiile de funcționare sunt:

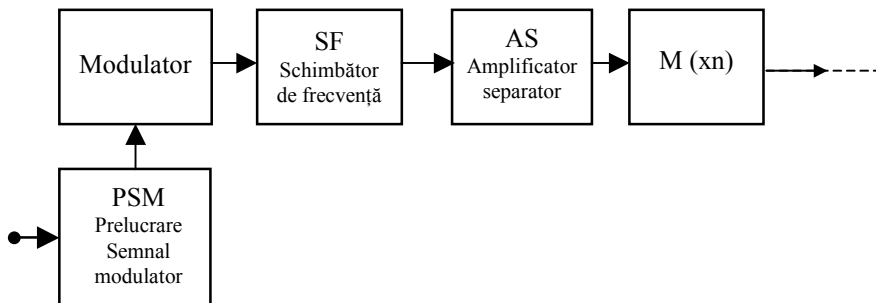
$$\cos \omega_0 t \rightarrow \sum A_n \cos n\omega_0 t \rightarrow \text{FTB}(n f_0) \rightarrow U_n \cos n\omega_0 t$$

$$\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t f(\sigma) d\sigma = \omega_0 \left(t + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \int f(\sigma) d\sigma \right) = \omega_0 \theta(t) \rightarrow n\omega_0 \theta(t) \rightarrow n\omega_0$$

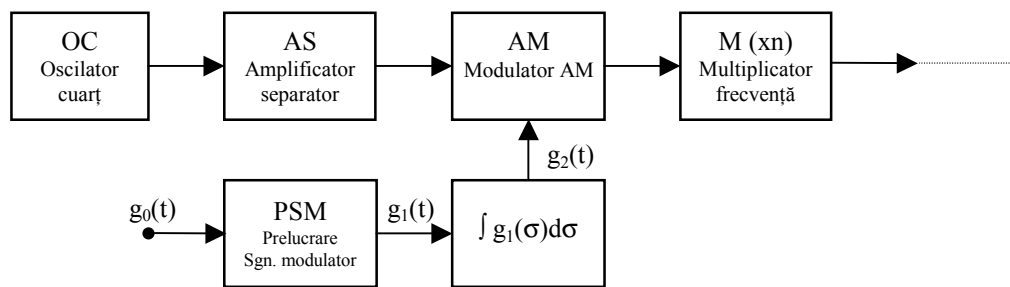
după DMF:

$$\Delta f_0 = \frac{\Delta f_i}{1 + k}$$

Deci se ameliorează stabilitatea, dar nu în mod deosebit. În astfel de situații se va apela la una dintre celelalte două soluții prezentate mai jos.



a) varianta 1. Producerea indirectă prin modulație de fază.



b) varianta 2. Producerea indirectă în bucla unui sintetizor de frecvență.

Figura 3.7.2. Realizarea modulației în ERE-MF.

4. Echipamente de Radiorecepție (ERR)

4.1. Funcțiunile și parametrii ERR

Funcțiunile blocurilor componente ale radioreceptorului:

- selecția semnalului dorit,
- amplificarea semnalului modulată,
- demodularea,
- prelucrarea semnalului demodulat.

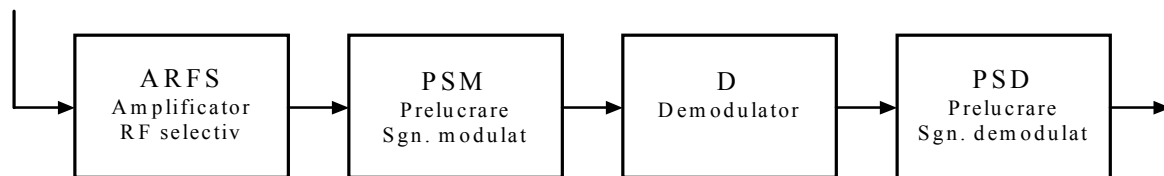


Figura 4.1.1. Schema de principiu generală a radioreceptorului

Blocurile componente:

- amplificator de radiofrecvență selectiv;
- bloc prelucrare semnal modulată;
- demodulator;
- bloc prelucrare semnal demodulat.

Parametrii caracteristici (specfici):

1. parametrii valabili la orice RR

- sensibilitate
- selectivitate
- fidelitate
- factor de zgomot
- siguranță în funcționare
- stabilitatea funcționării cu temperatura, cu tensiunea de alimentare

2. parametrii dependenți de tipul de RR

- eficacitatea RAA (RMA)
- rejectia MA parazită (RMF)
- putere de ieșire (RR cu AIF)
- nivel de semnal de ieșire (RR-tuner DECK)
- nivel zgomot rezidual datorat brumului ce însoțește tensiunea redresată.

4.2. Clasificarea RR

a) după destinație:

- comerciale <RRLC> RD și Rtv (radioreceptoare de larg consum)
- profesionale:
 - radiotelefoane
 - radiorelee
 - radiolocație
 - telecomandă
 - telemetrie
 - sisteme TV pentru transmisiuni de tipărituri
 - de trafic.

b) după semnalul modulat recepționat

- MA cu P
- MF
- MA-BLU
- MA-MF
- MA (cu P, PS, BLU)

c) după structura amplificatorului selectiv de RF:

- amplificare directă
- cu reacție
- cu superreacție
- cu detecție sincronă directă (sincrodină)
- cu o schimbare de frecvență (SF)
- cu două sau mai multe SF.

d) după gama de frecvență prelucrată; RR de radiodifuziune pot fi:

- UL
- UM
- US
- UUS
- UM+UUS
- UU+UM+UUS etc.

e) după modul de exploatare:

- staționare
- mobile
- portabile

f) după gradul de amplificare a semnalului demodulat:

- tuner (cu amplificator de putere exterior)
- cu amplificator de putere încorporat.

g) după alimentare:

- de la acumulatori / baterii

- de la rețea
- mixtă.

4.3. Noțiuni și mărimi folosite în definirea parametrilor ERR

Se utilizează:

1. **semnal de RF modulat normal.** Este caracterizat de frecvența f_0 , $f_m = 1000$ Hz, gradul de modulație $m = 0,3$ pentru semnal MA, $\Delta f = 15$ kHz, respectiv $\Delta f_{\max} = 50$ kHz pentru semnal MF;

2. **antena artificială.** Reprezintă un circuit care se intercalează între generator și radioreceptor pentru a simula cât mai bine comportarea antenei reale. În cazul RR care folosesc antena cu ferită antenna artificială este un cadru.

a) pentru **antena cadru** ecuația care prezintă t.e.m. este $E_0 = \frac{30RSZE_g}{d^3(R_g + R_a)}$;

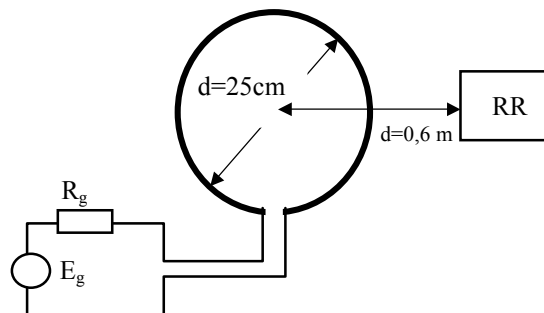


Figura 4.3.1. Antena artificială cadru

b) **antena artificială UL/UM**

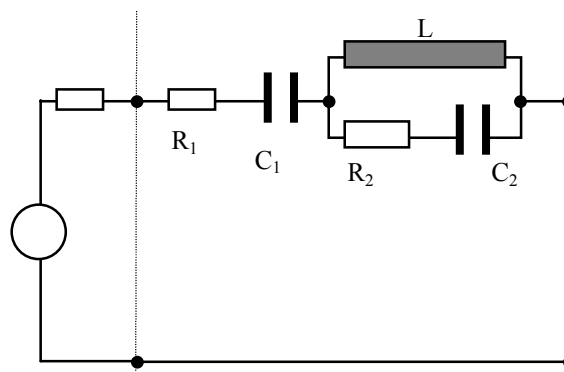
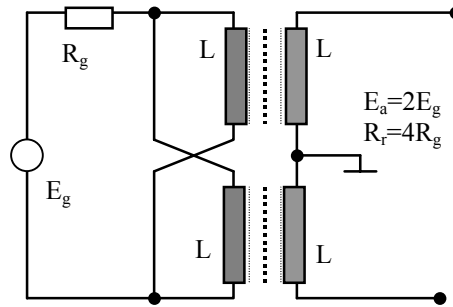


Figura 4.3.2. Antena artificială UL-UM

c) **antena artificială UUS****Figura 4.3.3. Antena artificială UUS**

3. **nivelul semnalului de intrare** se evaluează în două moduri funcție de tipul antenei de recepție:

➤ **RR cu antenă exterioară** (deci care vor folosi antena artificială) :

- valoarea efectivă a t.e.m. a generatorului echivalent antenei artificiale la care s-a conectat un generator de semnal standard. Nivelul se exprimă în μV sau

$$\text{dB}\mu = 20 \lg \frac{E_a}{E_{ar}} \text{ unde } E_{ar} = 1\mu\text{V} .$$

➤ **RR care folosesc antenă cu ferită:**

- valoarea efectivă a componentei electrice a unei plane echivalente generală de către antena generatorului de semnal standard. Se exprimă în $\mu\text{V/m}$ sau $\text{dB}\mu\text{V/m}$.

4. **Frecvențe de măsură standardizate:**

- măsurătorile nu se fac la întâmplare

UL: 250 kHz, UM: 1000 kHz, UUS1: 69 MHz, UUS2: 94 MHz

5. **Puterea de ieșire maximă**, utilizabilă; la o frecvență dată, reprezintă puterea la care factorul de distorsiuni este sub o anumită valoare limită. Această limită nu poate fi mai mare de 10%.

6. **Puterea de ieșire nominală:** $f_m = 1000 \text{ Hz}$, $d \leq 10\%$ (sau altă valoare dată de fabricant).

7. **Puterea de ieșire standard** este o putere de măsură; depinde de puterea nominală dar nu foarte strâns; valoarea este stabilită de fabricant, putând lua valori de 1 mW , 5 mW , 50 mW , 500 mW .

8. **Reglaj de ton în poziție normală** (egalizor) banda maximă cu neuniformități minime.

9. **Sarcina artificială:** constituie o rezistență de valoare egală cu modulul impedanței sistemului acustic al amplificatorului de joasă frecvență la $f_m = 1000\text{Hz}$.

10. **Acordul radioreceptorului** reprezintă reglarea comenzilor manuale ale RR pentru a obține puterea de ieșire maximă. Se folosește semnal de intrare suficient de mic pentru a nu se intra în zona neliniară: $U_{in} = 34 \text{ dB}\mu$ sau $54 \text{ dB}\mu$.

4.4. Sensibilitatea RR

Este un parametru care se exprimă prin **nivelul minim al semnalului de intrare care poate fi prelucrat corespunzător**. Presupune existența unui criteriu; acesta poate fi:

- a) **puterea de ieșire**
- b) **raportul semnal-zgomot**.

a) În acest caz se definește **sensibilitatea limitată de amplificare**, S_a .

Reluând ideea de mai sus S_a reprezintă nivelul minim al semnalului de intrare, modulat normal, care în condițiile în care RR este acordat pe frecvența de măsură, cu reglajul de ton în poziție normală și cu volumul de maxim permite obținerea la ieșire a puterii standard.

- caracterizează câștigul global fără o legătură cu calitatea.

b) În acest caz se definește **sensibilitatea limitată de zgomot**, S_{zg} . Ca definiție: S_{zg} reprezintă nivelul minim al semnalului de intrare, modulat normal, care în condițiile în care RR este acordat pe frecvența de măsură, cu reglajul de ton în poziție normală și cu volumul de maxim permite obținerea la ieșire a unui semnal caracterizat printr-un raport semnal-zgomot standard.

Aici există două valori:

- pentru semnale MA: $RSZ_0 = 20 \text{ dB}$;
- pentru semnale MF: $RSZ_0 = 26 \text{ dB}$.

Existând două valori pentru sensibilitate trebuie aleasă una care să fie cea care spune ceva despre RR. Aceasta se numește **sensibilitatea utilizabilă**. Valoric, se utilizează expresia $S_u = \max\{S_a, S_{zg}\}$.

Pentru măsurători, schema bloc utilizată este cea din figura 4.4.1.

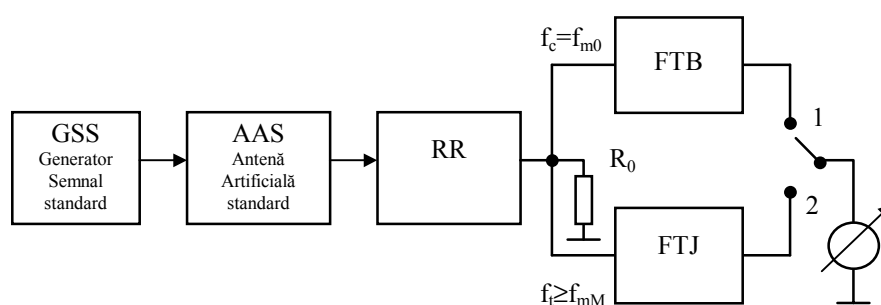


Figura 4.4.1. Măsurarea sensibilității radioreceptorului

$$RSZ = P_s / P_z$$

De menționat că la măsurarea sensibilității se recomandă măsurarea parametrului complementar (puterea P_m în cazul măsurării S_{zg} și RSZ în cazul

măsurării S_a).

Se pot întâlni două situații:

a) cazul $S_a > S_{zg}$

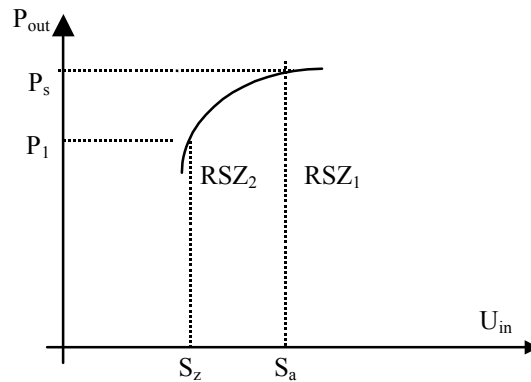


Figura 4.4.2. Sensibilitatea radioreceptorului. a) cazul $S_a > S_{zg}$.

O astfel de situație se întâlnește la RR cu zgomot mic și sau cu câștig mic.

b) cazul $S_a < S_{zg}$

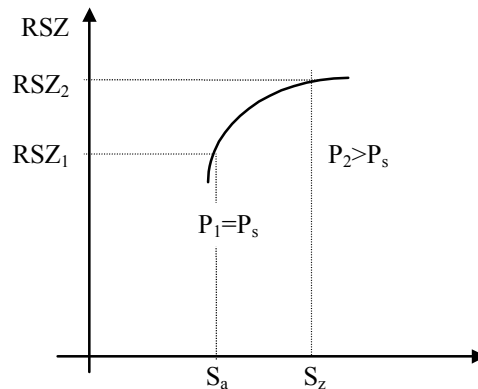


Figura 4.4.3. Sensibilitatea radioreceptorului. b) cazul $S_a < S_{zg}$.

O astfel de situație se întâlnește la RR cu zgomot mare și / sau cu câștig mare. În această situație se poate acționa pentru a măsura S_{zg} la puterea de ieșire standard. Potențiometrul de volum conservă RSZ ; scăzând volumul, scade P_{out} până la P_{std} .

5. Echipamente de RR - analiza la nivel de schemă bloc

5.1. Introducere

Analiza care urmează va avea la bază clasificarea RR pe baza structurii amplificatorului selectiv de radiofrecvență. Acest criteriu permite și o abordare a RR de la scheme mai simple spre scheme complexe.

În consecință vor fi analizate:

- radioreceptoare cu amplificare directă
- radioreceptoare cu reacție
- radioreceptoare cu superreacție
- radioreceptoare cu o schimbare de frecvență
- radioreceptoare cu două sau mai multe schimbări de frecvență.

În fiecare caz se va da schema bloc se va urmări funcționarea plecând de la rolul blocurilor funcționale până la precizarea performanțelor obținabile.

5.2. Radioreceptoare cu amplificare directă

Schema bloc a radioreceptorului cu amplificare directă este prezentată mai jos.

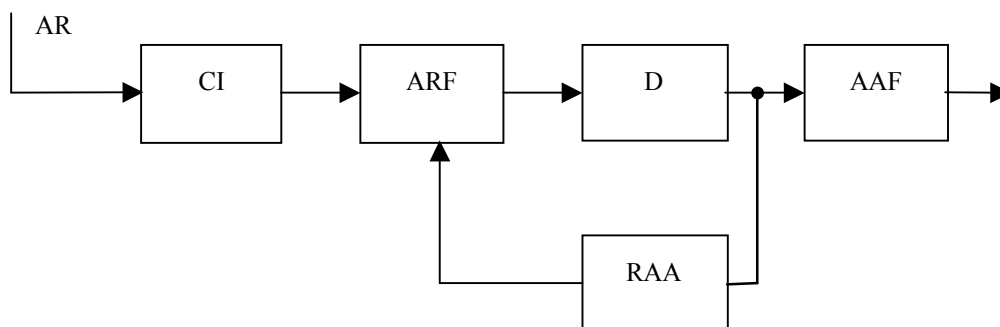


Figura 5.2.1. Radioreceptor cu amplificare directă.

Rolul blocurilor funcționale:

CI (circuit de intrare)

- conectarea antenei la primul etaj activ din RR
- pierderi mici - circuit LC
- are și funcțiuni selective se mai numește și **circuit de preselecție**

ARF (amplificator de radio frecvență)

- realizează funcțiile de selecție și amplificare.
- semnalul este mic, dacă dorim sensibilitate mare - necesar zgomot mic.

Demodulator

Amplificator de joasă frecvență.

Reglaj automat al amplificării RAA

- nivel de intrare variabil
- nivel de ieșire cât mai constant
- soluție - se extrage o informație din semnalul recepționat proporțională cu nivelul și cu aceasta se comandă în mod corespunzător câștigul ARF; o asemenea informație la RR MA cu purtătoare se poate extrage din semnalul demodulat (este vorba de componenta continuă). Pentru aceasta de multe ori RAA se construiește dintr-un FTJ având $f_t \leq f_{\min}$. Alteori se poate adăuga un amplificator de curent continuu. Dacă semnalul este fără purtătoare iar detectorul este de produs, componenta continuă nu mai este cea dorită, fiind necesar un detector special pentru RAA.

Analiza performanțelor:

- sensibilitatea - relativ mică și variabilă cu frecvența, dacă este un radioreceptor cu acord variabil. În figura de mai jos, câștigul etajului este $G \approx -g_m Z_{d_0}$, deci sensibilitatea este variabilă.

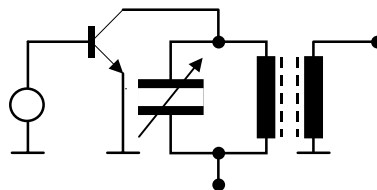


Figura 5.2.2. Structura unui etaj activ din BRF.

- acordul variabil se realizează cu ajutorul C_v ; existența mai multor etaje implică mai multe secțiuni ale C_v ceea ce este greu de realizat, curenți utilizându-se 2-3-4 secțiuni.
- Selectivitatea. Banda radioreceptorului este dată de $B = \frac{f_r}{Q}$; atenuarea unui circuit

rezonant LC este $a = 10 \log \left(1 + \left(\frac{2\Delta f Q}{f_r} \right)^2 \right)$, iar a n astfel de circuite rezonante

considerate identice $a_n = 10n \log(1 + x^2)$, unde x este dezacordul normal al unui circuit rezonant. Ca urmare, cu cât sunt mai puține etaje cu atât scade selectivitatea; dar numărul acestora este limitat de acordul variabil, deci selectivitatea este redusă. Pe de altă parte, odată cu creșterea frecvenței (chiar dacă acordul este fix), banda fiind exprimată de $B = \frac{f_r}{Q}$ și având în vedere faptul

că în general factorul de calitate satisface relația $Q < 100$, la un moment dat nu se mai pot elimina canalele adiacente. Spre exemplu, pentru $f_r = 10$ MHz și $Q = 100$, rezultă $B = 100$ kHz, deci trec zece canale.

Soluția a rezultat din observația că există o legătură intrare-ieșire în faza de

amorsare a oscilațiilor:

- timpul de stabilire a regimului permanent depinde de condițiile inițiale. Acestea sunt date de oscilația pe frecvența f_0 existentă la intrare. Stabilirea regimului permanent are loc mai repede dacă semnalul de intrare este mai mare.
- pentru a transmite o informație la nivelul semnalului (sau altfel spus, la gradul lui de modulație) se va forța oscilatorul să repete faza de amorsare a oscilațiilor. Pentru aceasta se introduce în schema bloc un oscilator de blocare:

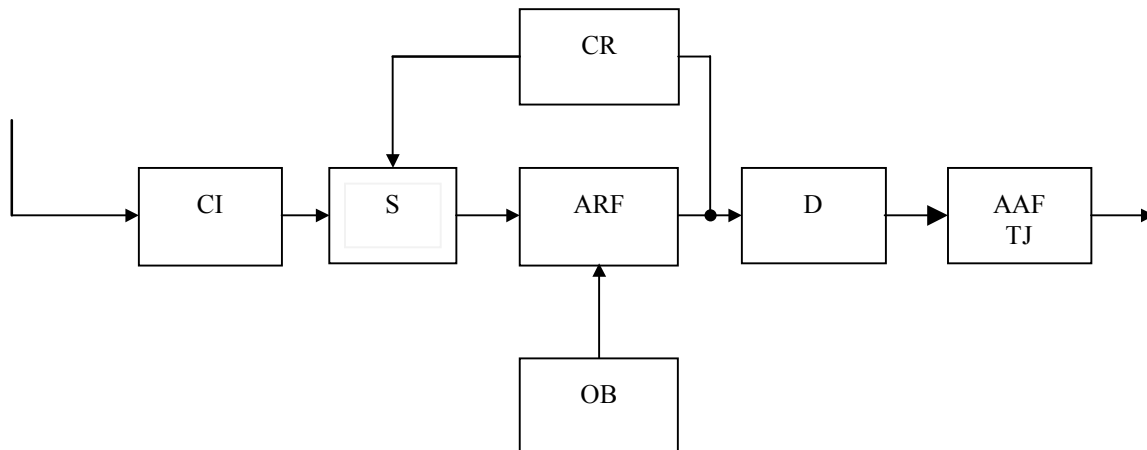


Figura 5.2.2. Radioreceptor cu amplificare directă și oscilator de blocare.

Pentru a ilustra funcționarea acestui RR care funcționează, evident, numai pentru semnale MA, se va urmări funcționarea unui receptor care lucrează în regim liniar.

Concluzie: aceste RR realizează performanțe acceptabile dacă lucrează pe frecvență fixă și nu prea mare (maxim 2 MHz).

5.3. Radioreceptoare cu reacție

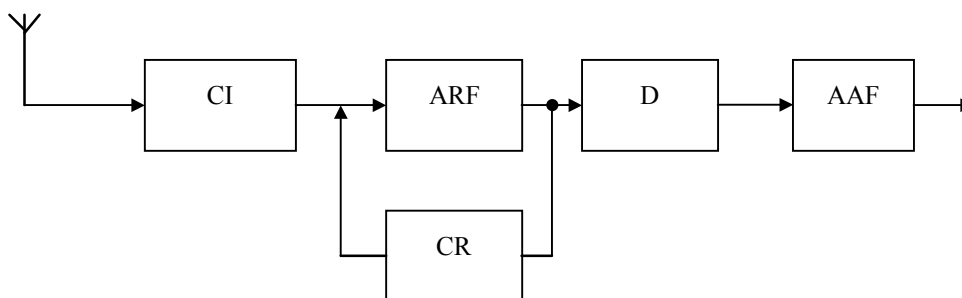


Figura 5.3.1. Radioreceptor cu reacție.

Principii: un amplificator cu reacție dacă în buclă deschisă are câștig A_0 și bandă B_0 , iar circuitul de reacție CR are factorul de transfer independent de

frecvență și egal cu β , la buclă închisă se obține $A_r = \frac{A_0}{1 \pm \beta A_0}$ și $B_r = (1 \pm \beta A_0)$.

Alegând reacție pozitivă (semnul -), βA_0 tinde la 1, iar $A_r \rightarrow \infty$, deci efectul este benefic $B_r \rightarrow 0$, crescând sensibilitatea și selectivitatea. Dezavantajul adoptării acestei scheme este pericolul permanent de intrare în oscilație, deci funcționarea instabilă.

5.4. Radioreceptoare cu superreacție (RR-MA)

Principiu - un amplificator cu reacție pozitivă intră în regim de funcționare stabilă dacă lucrează ca oscilator. Dacă se poate găsi o soluție pentru a transfera informația de la intrare la ieșire s-ar elimina dezavantajul. Se demonstrează că o succesiune de impulsuri MIA - natural conține printre componente semnalul modulator, deci cu un FTJ s-ar putea extrage acest semnal. Alte variante ale acestui tip de radioreceptor: liniar, logaritmic, cu autoblocare.

5.5. Radioreceptoare cu o schimbare de frecvență

5.5.1. Aspecte generale. Principii de funcționare

Conform concluziei de la radioreceptoarele cu amplificare directă, acesta are performanțe bune dacă lucrează pe frecvență fixă și nu prea mare. S-a pus problema utilizării unui astfel de radioreceptor acționând astfel încât explorarea gamei să se facă prin aducerea diverselor porturi pe frecvența receptorului existent. S-a ajuns astfel la utilizarea schimbării de frecvență.

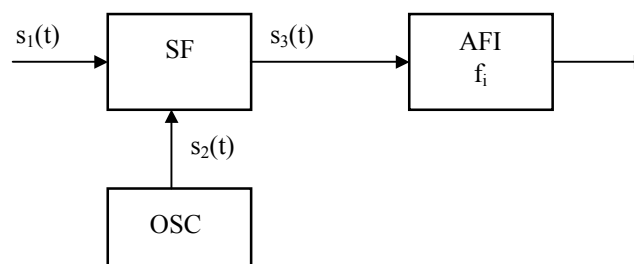


Figura 5.5.1. Principiul schimbării de frecvență.

Expresiile semnalelor din figura 5.5.1 sunt:

- semnalul modulat: $s_1(t) = U(t) \cos(\omega_1 t - \varphi_1(t))$
- semnalul generat local: $s_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t$, cu $\omega_2 > \omega_1$
- semnalul obținut la ieșire:

$$s_3(t) = \frac{U_2 U(t)}{2} (\cos((\omega_2 + \omega_1)t + \varphi_1(t)) + \cos((\omega_2 - \omega_1)t - \varphi_1(t)))$$

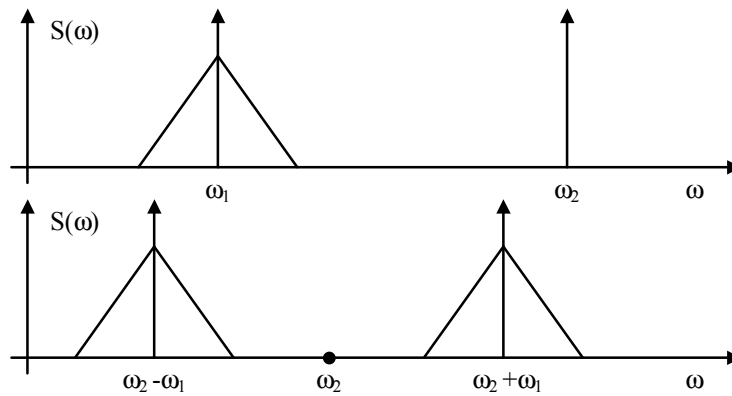


Figura 5.5.2. Spectrele semnalelor implicate în schimbarea de frecvență.

Ambii termeni asigură o SF, adică apariția unui semnal având frecvența purtătoare diferită de cea a semnalului de intrare: prin însumare și prin diferență. Se remarcă faptul că se conservă modulația $U(t)$, $\varphi(t)$. Funcție de termenul ales pentru transmiterea informației pot exista anumite restricții pentru a nu distorsiona semnalul.

Pentru a recepționa un semnal cu o frecvență centrală precisă, f_{s_1} , trebuie impusă condiția:

$$f'_s = f_2 - f_{s_1} = f_0$$

$$B_0 \geq B_{\text{semnal}}$$

sau

$$f'_s = f_2 + f_{s_1} = f_0$$

$$B_0 \geq B_{\text{semnal}}$$

Este ușor de observat că variind valoarea f_2 se poate obține îndeplinirea condiției de recepție pentru orice frecvență purtătoare dacă s-a ales valoarea lui f_0 (în primul caz fără restricții, în al doilea $f_1 < f_0$).

Observând schema de principiu, constatăm că blocurile au funcții specifice; pe această bază au fost introduse o serie de noțiuni asociate radioreceptoarelor cu o schimbare de frecvență:

- oscilator local (OL);
- frecvență intermediară (f_i);
- amplificator de frecvență intermediară (AFI);
- schimbător de frecvență (mixer).

5.5.2. Variante de realizare a SF

Se va arăta că există 3 variante, funcție de relația stabilită între f_i și f_1 / f_2 și funcție de valoarea relativă a acestora ($f_2 < f_1$, $f_2 > f_1$).

Una singură dintre ele este preferată în RR-MA și două în RR-MF. Pentru atingerea acestor deziderate se consideră semnalul de intrare $s_1(t) = \sum_{n=1}^4 U_n(t) \cos(\omega_n(t) + \varphi_n(t))$ cu condiția $\omega_1 < \omega_2 < \omega_h < \omega_3 < \omega_4$. De asemenea, fie semnalul generat de oscilatorul local $U_2(t) = U_h \cos \omega_h t$.

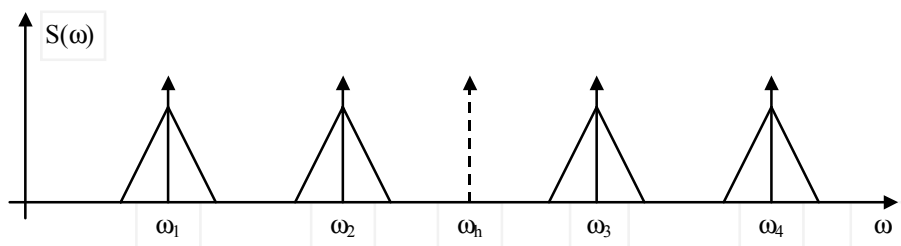


Figura 5.5.3. Spectrele semnalelor implicate în schimbarea de frecvență.

După mixerul realizat cu operator de produs rezultă:

$$s_3(t) = \sum_{i=1,2} \frac{U_h U_i(t)}{2} \cos((\omega_h - \omega_i)t - \varphi_i(t)) + \\ + \sum_{i=3,4} \frac{U_h U_i(t)}{2} \cos((\omega_i - \omega_h)t + \varphi_i(t)) + \sum_{i=1...4} \frac{U_h U_i(t)}{2} \cos((\omega_h + \omega_i)t + \varphi_i(t))$$

Toate trei semnele reprezintă schimbări de frecvențe, scrierea fiind astfel încât să rezulte frecvențe pozitive. Totdeauna semnalul rezultat crește dacă U_h crește, deci este de dorit ca amplitudinea U_h să fie cât mai mare posibil.

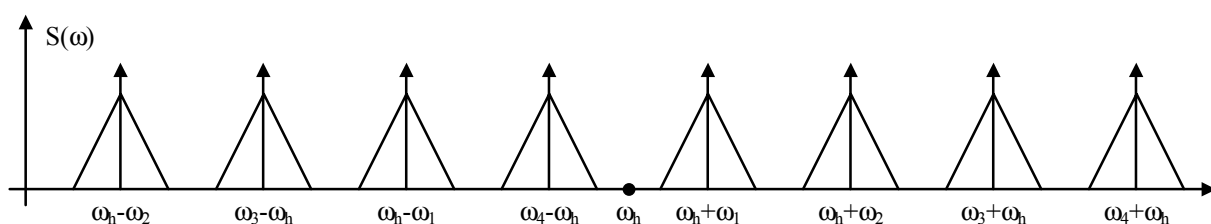


Figura 5.5.4. Spectrele semnalelor implicate în schimbarea de frecvență.

Din cele de mai sus rezultă trei variante de realizare a SF:

1. prin **însurare**
2. prin **scădere** cu $\omega_h < \omega_0$; **infraheterodină**
3. prin **scădere** cu $\omega_h > \omega_0$; **superheterodină**

4. prin scădere cu $\omega_h = \omega_0$; **sincrodină** (caz particular pentru RR cu amplificare directă și detecția sincronă).

Tabel recapitulativ a tipurilor de schimbări de frecvență.

Adunare		$f_h < f_i, f_s < f_i$	$f_h + f_s = f_i$
Scădere	Infraheterodină	$f_h < f_s$	$f_s - f_h = f_i$
	Superheterodină	$f_h > f_i, f_h > f_s$	$f_h - f_s = f_i$
	Sincrodină		$f_h = f_s$

4.5.3. Analiză comparativă a variantelor de realizare a SF

Se va evidenția că pentru RR cea mai convenabilă variantă este SF superheterodină și doar în situații extreme se poate utiliza și schimbarea de frecvență infraheterodină.

Se vor analiza performanțele RR ca realizabilitate și din punctul de vedere al perturbațiilor ce pot să apară în cursul schimbării de frecvență.

Ipoteze:

- mixerul este real: produce la ieșire nu numai semnalul s_1s_2 (deci având armonici pe frecvențele $f_s \pm f_h$), ci și combinații de tipul $s_1^k s_2^j$ cu $k, j \in \mathbb{N}$ (deci componente spectrale de frecvențe $\pm kf_s \pm jf_h$; în particular f_s, f_h, nf_h , etc.)
- în condițiile în care amplitudinea semnalului generat de oscilatorul local U_h este mare, armonicile sunt și ele mari, interferența cu ele este periculoasă
- deoarece la ieșirea SF se obține parazit f_s , **frecvența intermediară f_i nu poate fi aleasă în gamele de lucru**; trecând direct prin SF, semnalul pe f_i va fi imposibil de eliminat și constituie o perturbație permanentă. Pentru a nu apare o astfel de perturbație, f_i trebuie să fie eliminat filtrul care precede SF. Odată cu f_i , dacă este în gama de lucru, se elimină și semnalele utile, deci frecvența intermediară f_i nu se alege în gamele de lucru.

În analiza următoare se va considera cazul unui RR MA cu mai multe game de lucru.



Figura 5.5.5. Gamele recepționate de radioreceptorul analizat.

5.5.3.1. Schimbare de frecvență prin însumare: $f_i = f_s + f_h$

În această situație $f_i > f_s$, deci pentru RR cu mai multe game sunt disponibile două soluții:

- se utilizează 3 valori distincte pentru frecvența intermediară f_i , deci vom avea 3 blocuri AFI distincte, selecția între acestea făcându-se cu comutator;
- frecvența intermediară f_i este constantă, mai mare decât valoarea maximă a semnalului.

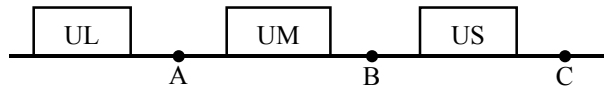


Figura 5.5.6. Alegerea frecvențelor intermediare în cazul schimbării de frecvență prin însumare.

Ambele soluții (3 blocuri distincte AFI sau un AFI cu frecvența intermediară $f_i > 30$ MHz) sunt neconvenabile deoarece **sunt posibile interferențe cu armonici ale OL**. În situația în care $f_i = f_s + f_h = nf_h$, vor fi perturbate toate semnalele având frecvența purtătoare $f_s = \frac{(n-1)}{n}f_i$.

În concluzie varianta prin însumare nu se folosește în RR, ci numai în RE.

5.5.3.2. Schimbare de frecvență infraheterodină: $f_i = f_s - f_h$

În această situație $f_i < f_s$ și $f_h < f_s$. Pentru același RR cu mai multe game sunt tot două soluții:

- se alege frecvența intermediară f_i mai mică decât fiecare gamă cu comutare;
- se alege frecvența intermediară f_i mai mică decât cea mai mică frecvență de lucru, deci $f_i < 150$ kHz.

Evident, soluția a doua este foarte convenabilă. Din punctul de vedere al implementării practice, varianta este foarte bună, conducând la un AFI performant.

Pe de altă parte, **pot apare perturbații cu armonici ale OL**, deoarece este posibil ca $f_i < f_h$, deci se pot îndeplini simultan condițiile $f_i = f_s - f_h$ și $f_i = nf_h$. În aceste condiții, semnalele având frecvența purtătoare $f_h = \frac{n+1}{n}f_i$ pot fi perturbate.

Acestea pot fi evitate dacă se alege $f_i < \frac{nf_s}{n+1} = \frac{1}{2}f_s$ pentru $n=1$, $f_i < 75$ kHz și apare o perturbație suplimentară cunoscută sub denumirea de **perturbație pe frecvența imagine**. Într-adevăr, este posibilă situația ilustrată în figura 5.5.7.

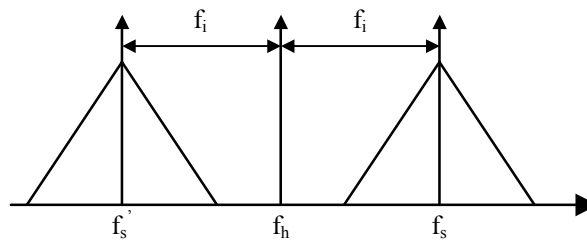


Figura 5.5.7. Apariția perturbației pe frecvența imagine.

Dacă cele două semnale (cel util și cel pe frecvența imagine) există simultan la intrarea SF acesta le prelucrează astfel:

a) semnalul f_s prin schimbare de frecvență infraheterodină, rezultând f_i ;

b) semnalul f_s' prin schimbare de frecvență superheterodină, rezultând f_i .

Odată amestecate cele două semnale, nu mai pot fi separate și recepția este puternic perturbată.

Deci semnalul perturbator $f_s' = f_{im} = f_s - 2f_i$ (ce reprezintă perturbația pe frecvența imagine) nu trebuie să ajungă la SF. El trebuie eliminat de un filtru trece bandă plasat înaintea acestuia. Pe de altă parte, atenuarea oricărui FTB este cu atât mai mare cu cât ecartul relativ ($\Delta f/f_s$) la care se află perturbația este mai mare; deci, f_i trebuie ales cât mai mare, și o valoare mai mică de 75 kHz s-ar putea să nu fie acceptabilă. De aceea soluția nu este acceptată la RR-MA, dar poate fi acceptată la RR-MF.

5.5.3.3. Schimbare de frecvență superheterodină: $f_i = f_h - f_s$

În această situație $f_h > f_s$. Nu există nici o restricție pentru valoarea lui f_i față de frecvențele recepționate, deci f_i poate fi ales oriunde în afara gamelor de semnal. Datorită faptului că $f_h > f_i$, nu pot apare interferențe cu nf_h .

Rămâne perturbația pe frecvențe imagine, cele două semnale din paragraful precedent schimbând rolurile și impunând f_i , cât mai mare. Cum de această dată nu există restricții, din condițiile precedente se poate alege o valoare convenabilă.

Se constată că SF superheterodină impune cele mai puțin restrictive condiții ce se au în vedere la alegerea f_i :

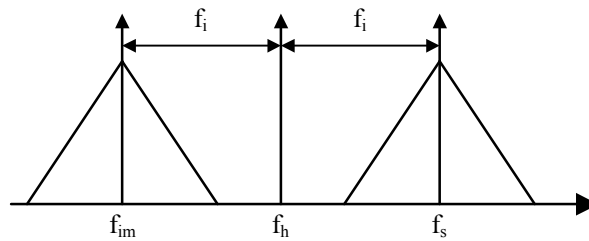
1. f_i în afara gamelor de lucru;
2. f_i mic pentru AFI performant și o rejecție bună a canalului adiacent;
3. f_i mare pentru a putea rejecta facil f_{im} .

Au rezultat:

- pentru RR-MA: $f_i = 450...470$ kHz, valoarea utilizată în practică la noi fiind $f_i = 455$ kHz;
- pentru RR-MF : $f_i = 10.7$ MHz;

- pentru RR-TV: $f_i = 38 \text{ MHz}$.

a) schimbare de frecvență infraheterodină $f_s - f_h = f_i$



b) schimbare de frecvență superheterodină $f_h - f_s = f_i$

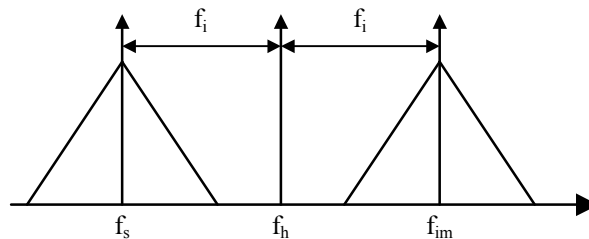


Figura 5.5.8. Poziția frecvenței imagine.

5.5.4. Radioreceptoare cu o schimbare de frecvență. Schema bloc

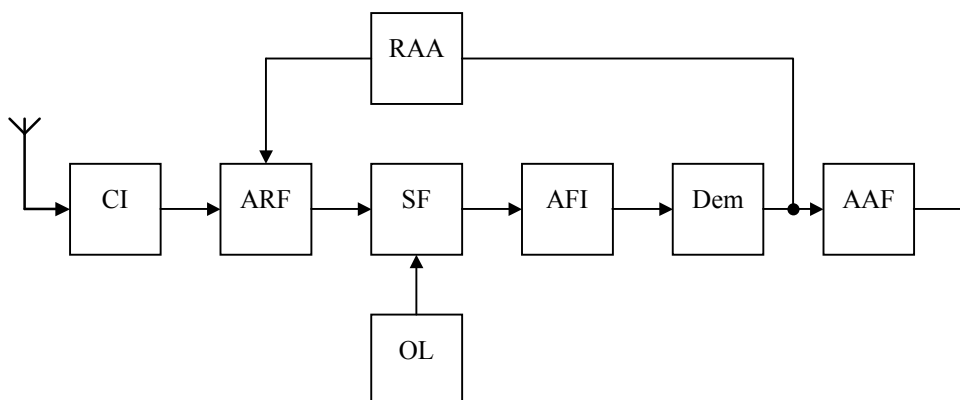


Figura 5.5.9. Radioreceptor superheterodină.

În continuare vor fi prezentate funcțiunile și structurile blocurilor funcționale ca și impactul lor asupra performanțelor RR.

Circuitul de intrare (CI)

- are rolul de a **realiza conexiunea optimă** (optim înseamnă că sunt admise și pierderi) între antenă și primul etaj activ din RR;
- va avea o structură CRD sau CRI;
- **el va fi acordat permanent pe frecvența de lucru**; dacă RR are acord variabil unul din elemente este reglabil, C_v sau L_v .
- intervenția în funcția de selectivitate nu mai este opțională, ci necesară; el va **atenua cât mai bine posibil perturbațiile depărtate de frecvența de lucru** (care nu trebuie să acceadă la SF):

- frecvența intermediară
- frecvența imagine
- o parte din această funcție o va prelua și ARF dar sunt RR care nu au ARF de aceea am spus necesară.
- nu intervine (iar la frecvențe înalte nici nu poate interveni) în selectivitatea față de canalul adiacent.

Amplificatorul de radiofrecvență (ARF)

- **realizează amplificarea semnalului în banda originală.** Pe această cale contribuie la mărirea câștigului global al RR, deci a sensibilității limitate de amplificare. Fiind special destinat amplificării el poate fi gândit să lucreze cu zgomot mic. Oricum zgomotul propus va fi mai mic decât al schimbătorului de frecvență care este primul bloc activ atunci când ARF lipsește. Deci el va permite și mărirea sensibilității limitate de zgomot.
- având în vedere necesitatea eliminării cât mai bune a semnalelor pe f_i și f_{im} , **blocul va fi selectiv** și va atenua cât mai mult posibil aceste semnale pentru a le împiedica să ajungă la SF. Deci prin prezența sa ameliorează și selectivitatea RR.
- dacă RR are acord variabil, acest bloc **trebuie acordat pe frecvența purtătoare a semnalului util.** Aceasta face ca structura sa să fie simplă (unul sau două etaje de amplificare având ca sarcină circuite rezonante sau cuplate). În RR comerciale el poate chiar să lipsească sau are un singur etaj. Altfel condensatorul variabil asociat contribuie remarcabil la creșterea volumului și a prețului de cost. Aceasta nu mai este atât de pregnant acum când pentru acord se folosesc diode varicap.
- câștigul realizat (10...30 dB) se alege așa fel că să nu conteze zgomotul etajului următor.
- izolarea SF+OL de antenă, reducând în acest fel radiația semnalului local și influența antenei asupra frecvenței acestui semnal.

Comparând CI cu ARF se constată o serie de **elemente comune**:

- ambele se acordă pe f_s ;
- ambele atenuază f_i și f_{im} ;

de aceea ele sunt grupate sub denumirea de **circuite de radiofrecvență** sau **circuite de semnal**.

Schimbătorul de frecvență (SF)

- are rolul de a primi semnalul pe frecvența purtătoare f_s și semnalul local pe frecvența f_h și de a genera semnalul pe frecvența f_i ;
- este deci un bloc esențial neliniar;
- trebuie dimensionat cu grijă pentru a nu introduce distorsiuni ale semnalului modulator;
- poate fi realizat pe baza oricărui modulator pentru semnale MA cu mici modificări (sau demodulator de produs);

- nivelul semnalului local depinde de varianta de implementare aleasă.

Oscilatorul local (OL)

- trebuie să genereze o oscilație locală, cu un conținut corespunzător de armonici (atunci când se cere semnal sinusoidal, armonicile să fie cât mai mici).
- nivelul semnalului este funcție de SF;
- dacă receptorul acoperă o gamă de frecvență, atunci frecvența generată este variabilă;
- valoarea frecvenței va fi controlată cu un circuit RLC (oscilator Hartley sau Colpitts);
- se utilizează un element variabil; de regulă C_v ;
- se impune acum și condiția ca amplitudinea semnalului să fie constantă cu frecvența;
- au existat cazuri, în etapa în care elementele active erau costisitoare, când SF și OL erau realizate cu un singur dispozitiv activ - **schimbător de frecvență autooscilant**. Odată cu ridicarea nivelului tehnologic (tranzistori ieftini, CI) cele două blocuri sunt distincte, ceea ce conduce la performanțe mai bune.

Pentru a se realiza acordul RR pe un post:

- se modifică f_h până când $f_h - f_s = f_i$;
- se modifică frecvența de acord a circuitelor de semnal modificată până la $f_{rs} = f_s$.

Cele două reglaje nu pot fi făcute independent; în acest moment se poate discuta despre **monoreglaj** - reglarea simultană a celor două blocuri folosind un bloc de C_v sau de L_v sau un potențiomtru care comandă toate diodele varicap. Se va reveni asupra efectelor acestei operații în paragraful următor.

Amplificatorul de frecvență intermediară (AFI)

Are un rol decisiv pentru performanțele RR:

- realizează selectivitatea la canalul vecin;
- realizează cea mai mare parte din câștigul global.

Din această cauză trebuie proiectat și realizat cu multă grijă. Structura sa depinde în mare măsură de nivelul tehnologic la care de lucrează. Se poate lucra cu:

- un număr oarecare de etaje de amplificare având ca sarcină CRD.** Soluția nu este foarte performantă dacă acordul este pe aceeași frecvență. Lucrând pe frecvențe diferite se ameliorează caracteristica de selectivitate, dar crește complexitatea și deci costul. A fost utilizată cu performanțe acceptabile pentru RR MA (2-3 etaje). Pentru RR-MF nu a dat satisfacție datorită caracteristicii de fază care nu este suficient de liniară. De asemenea, au probleme din punct de vedere al stabilității.
- un număr oarecare de etaje de amplificare având ca sarcină circuite cuplate de ordinul II.** În această situație, caracteristică de selectivitate este mai bună, și,

datorită unei separări mai puternice a elementelor active, se remarcă o stabilitate în funcționare mai bună. Soluția a putut fi utilizată și la RR MA (2-3 etaje) și RR MF (3-4 etaje). Caracteristica de fază depinde și de indicele de cuplaj $g = kQ$ și se poate găsi o soluție optimă. Această variantă a putut fi extinsă pe măsură ce s-a pus la punct tehnologia pentru a realiza bobina cu ferită miniaturizată.

- c) **variante mixte**, în care de multe ori ultimul etaj este realizat cu CRD, iar celelalte cu circuite cuplate.
- d) **amplificatoare cu selectivitate concentrată**. Se separă funcția de amplificare de cea de selectivitate utilizându-se un amplificator de bandă largă proiectat în mod adecvat și un filtru realizat într-o tehnologie oarecare încadrat de circuite de adaptare. Cel mai adesea filtrul este piezoceramic (455 kHz sau 10.7 MHz în radiodifuziune); în alte domenii se folosesc filtre cu cuarț sau, mai rar, filtre magnetostrictive, mecano-electrice, etc. A existat, la început, și o tentativă de a folosi circuite cuplate de ordin superior ($n = 4...6$)

Performanțele AFI, din punct de vedere al selectivității pot fi precizate prin:

- banda de 3 dB și atenuarea canalului adiacent;
- coeficientul de dreptunghiularitate $K_s = \frac{B_{20dB}}{B_{3dB}}$.

Blocul de reglaj automat a amplificării (RAA)

- are aceleași funcțiuni și mod de lucru ca la RR cu amplificare directă;
- față de acesta poate fi mai eficient deoarece poate acționa asupra unui număr mai mare de etaje (2-3) AFI, (1-2) ARF.

5.5.4.3. Determinarea atenuării frecvențelor imagine și intermediară

În decursul capitolelor anterioare au fost vehiculate intens noțiunile de atenuare a frecvenței intermediare și imagine, sarcini ce revin blocului de radiofrecvență. În cele ce urmează vom prezenta modul de calcul al acestor atenuări. Se pleacă de la faptul că în cadrul blocului de radiofrecvență se utilizează un număr n de circuite rezonante derivație, de regulă identice, caracterizate de factorul de calitate Q .

Pentru a evalua atenuările pe frecvența intermediară se folosește expresia generală:

$$a = 20 \lg \left| \frac{H_n(\omega_0)}{H_n(\omega)} \right| = 20 \lg \left| H_0^n \frac{(1 + jx)^n}{H_0^n} \right| = 10 n \lg(1 + x^2), \quad (5.5.14)$$

unde cu n s-a notat numărul circuitelor rezonante derivație acordate utilizate în blocul de radiofrecvență. Prezintă interes valoarea minimă a atenuării pe frecvența intermediară, deci valoarea obținută atunci când variabila normată $|x_i|$ este minimă.

Pentru a determina această valoare se pleacă de la expresia:

$$|x_i| = \left| Q \left(\frac{f_i}{f_s} - \frac{f_s}{f_i} \right) \right|, \quad (5.5.15)$$

și se consideră funcția:

$$g(y) = \left| \frac{a}{y} - \frac{y}{a} \right|, \text{ cu } y \in (0, \infty), a > 0. \quad (5.5.16)$$

Interesează modul de variație a acestei funcții. Se poate scrie:

$$g(y) = \begin{cases} \frac{a}{y} - \frac{y}{a}, & \text{pentru } y \in (0; a) \\ \frac{y}{a} - \frac{a}{y}, & \text{pentru } y \in (a; \infty) \end{cases} \quad (5.5.17)$$

și rezultă derivata

$$g'(y) = \begin{cases} -\frac{a}{y^2} - \frac{1}{a}, & \text{pentru } y \in (0; a) \\ \frac{1}{a} + \frac{a}{y^2}, & \text{pentru } y \in (a; \infty) \end{cases} \quad (5.5.18)$$

(punctul $y = a$ este punct de discontinuitate). Deci $g(y)$ este descrescătoare pentru $y < a$ și crescătoare pentru $y > a$. Întrucât în cazul de față $y \in [y_1; y_2]$, apar 2 situații:

1. $y < a$, $(\forall) y \in [y_1; y_2]$. Cazul cel mai defavorabil ($g(y)$ - minim) corespunde situației $y = y_2$.
2. $y > a$, $(\forall) y \in [y_1; y_2]$. Cazul cel mai defavorabil ($g(y)$ - minim) corespunde situației $y = y_1$ (vezi graficele din figura 5.5.13).

Aceste rezultate confirmă faptul care putea fi sesizat și intuitiv că atenuarea minimă a frecvenței intermediare se obține pentru frecvența semnalului cea mai apropiată de frecvența intermediară, f_i ; în cazul de față $f_{s_{\max}}$, pentru gama UL și $f_{s_{\min}}$, pentru gamele UM și US.

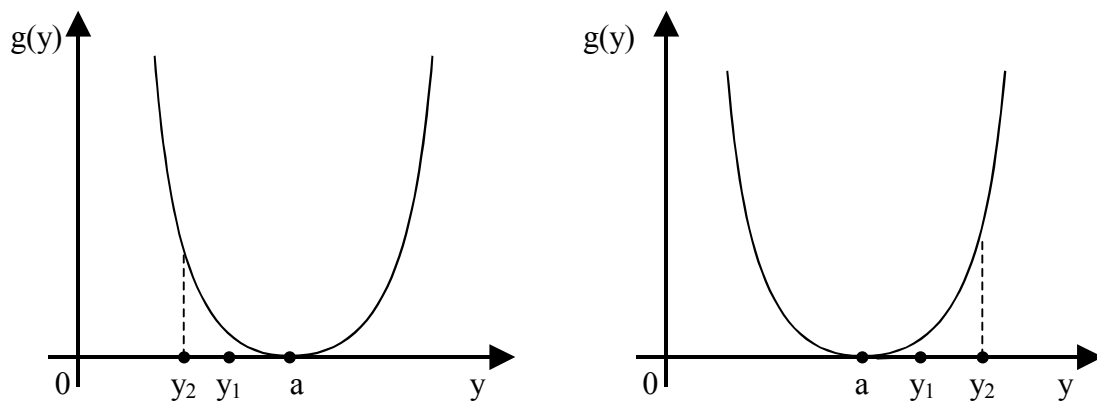


Figura 5.5.13. Reprezentarea funcției $g(y)$.

Pentru a evalua atenuările pe frecvența imagine se consideră variabila normată $|x_{im}|$, exprimată de relația:

$$x_{im} = Q\left(\frac{f_{im}}{f_s} - \frac{f_s}{f_{im}}\right) = Q\left(\frac{f_s + 2f_i}{f_s} - \frac{f_s}{f_s + 2f_i}\right), \quad (5.5.19)$$

ce va fi utilizată pentru determinarea minimului valorii atenuării a_{im} . Întrucât $x_{im} > 0$, $(\nabla)f_s$, se va căuta minimul valorii x_{im} . Pentru aceasta se construiește funcția auxiliară

$$g: \mathbb{R}_+^* \rightarrow \mathbb{R}, \quad g(y) = \frac{y+a}{y} - \frac{y}{y+a} = \frac{a}{y} + \frac{a}{y+a}, \quad (5.5.20)$$

și evident funcția $g(y)$ este descrescătoare, deci cea mai defavorabilă situație în calculul lui x_{im} este la $f_{s_{max}}$. Atunci:

$$x_{im_{min}} = Q\left(\frac{f_{s_{max}} + 2f_i}{f_{s_{max}}} - \frac{f_{s_{max}}}{f_{s_{max}} + 2f_i}\right). \quad (5.5.21)$$

Ca urmare, determinarea atenuării pe frecvența imagine se va face întotdeauna în cazul cel mai defavorabil, întâlnit la frecvența maximă din gamă.

Pentru a determina atenuarea maximă introdusă în banda ocupată de semnalul util se constituie variabila

$$x_{BU} = Q\left(\frac{f_s \pm f_m}{f_s} - \frac{f_s}{f_s \pm f_m}\right) \cong \frac{2f_m}{f_s} Q. \quad (5.5.22)$$

Trebuie determinat maximul valorii $|x_{BU}|$, dar în această situație sunt două elemente variabile (f_s și f_m). În primul rând se demonstrează că x_+ (corespunzător $f_s + f_m$) este mai mic decât $|x_-|$:

$$x_+ - |x_-| = \left(\left(\frac{f_s + f_m}{f_s} - \frac{f_s}{f_s + f_m} \right) - \left(\frac{f_s}{f_s - f_m} - \frac{f_s - f_m}{f_s} \right) \right) = -2Q \frac{f_m^2}{f_s^2 - f_m^2} < 0 \quad (5.5.23)$$

deci $|x_-| > x_+$ și cazul cel mai defavorabil corespunde benzii laterale inferioare. Se consideră f_s fix și se variază f_m pentru a determina $\max|x_-|$ când $f_m \in [f_{m_m}; f_{m_M}]$. Se construiește funcția auxiliară

$$g: \mathbb{R}_+^* \rightarrow \mathbb{R}, \quad g(y) = \frac{a}{a-y} - \frac{a-y}{a}, \quad (5.5.24)$$

având derivata

$$g'(y) = \frac{a}{(a-y)^2} + \frac{1}{a} > 0, \quad (5.5.25)$$

deci $g(y)$ este crescătoare și cazul cel mai defavorabil corespunde situației în care frecvența semnalului modulator este f_{m_M} . Mai rămâne de determinat valoarea

frecvenței semnalului f_s ce conduce la valoarea maximă a variabilei normate $|x_-|$ exprimate de:

$$|x_-| = Q \left(\frac{f_s}{f_s - f_{mM}} - \frac{f_s - f_{mM}}{f_s} \right). \quad (5.5.26)$$

Pentru aceasta se construiește funcția auxiliară:

$$g: \mathbb{R}_+^* \rightarrow \mathbb{R}, \quad g(y) = \frac{y}{y-a} - \frac{y-a}{y} = \frac{a}{y-a} + \frac{a}{y}, \quad \text{cu } a > 0. \quad (5.5.27)$$

care, evident, este descrescătoare. Ca urmare $\max |x_-|$ corespunde valorii $f_{S_{\min}}$. În concluzie, valoarea cea mai defavorabilă a variabilei normate x se obține pentru frecvența semnalului $f_{S_{\min}}$ și frecvența semnalului modulator f_{mM} , fiind exprimată de:

$$\max_{f_s \in [f_{S_{\min}}, f_{S_{\max}}]} |x_{BU}| = Q \left(\frac{f_{S_{\min}}}{f_{S_{\min}} - f_{mM}} - \frac{f_{S_{\min}} - f_{mM}}{f_{S_{\min}}} \right). \quad (5.5.28)$$

Observație

Calculul atenuării benzii ocupate de semnalul util se face mult mai simplu în situația în care se poate recurge la aproximația de bandă îngustă. În acest caz, pentru variabila normată x_{BU} exprimată prin relația (5.5.19) nu se va mai utiliza formula exactă, ci cea aproximativă. Întrucât se intenționează a se pune în evidență cazul cel mai defavorabil, în formula aproximativă valorile frecvențelor sunt f_{mM} și $f_{S_{\min}}$. Se va putea remarca faptul că diferențele între atenuările calculate cu metoda exactă și cea aproximativă sunt neglijabile. Trebuie remarcat însă faptul că utilizarea metodei aproximative necesită ca la final să se verifice ipoteza de bandă îngustă asumată. Mai exact, se verifică faptul că atenuările rezultate din calcule sunt mai mici de 3 dB.

5.5.4.4. Determinarea atenuării canalului adiacent

Interesează calculul atenuării canalului adiacent; se vor considera două situații, prima în care amplificatorul de frecvență intermediară este realizat cu circuite rezonante derivație, cea de-a doua în care este realizat cu circuite cuplate.

Pentru cazul AFI realizat cu CRD, condiția de atenuare a canalului adiacent este:

$$a_{ca} = 10m \lg(1 + x_{ca}^2) \geq a_{ca_{\min adm}}, \quad (5.5.29)$$

unde dezacordul normat x_{ca} se exprimă prin

$$x_{ca} = Q \left(\frac{f_i + \Delta f_e}{f_i} - \frac{f_i}{f_i + \Delta f_e} \right). \quad (5.5.30)$$

Se poate verifica faptul că atenuarea cea mai mică se obține la $f_i + \Delta f_e$, și nu la $f_i - \Delta f_e$. În acest scop se calculează mărimea

$$|x_{ca+}| - |x_{ca-}|,$$

care rezultă pozitivă, deci $|x_{ca+}| - |x_{ca-}|$. Din expresiile (5.5.29) și (5.5.30) rezultă numărul minim de circuite rezonante derivație necesare:

$$m \geq \frac{a_{ca \text{ min adm}}}{10 \lg(1 + x_{ca}^2)}. \quad (5.5.31)$$

Condiția de atenuare maximă la marginea benzii ocupate de semnal este:

$$a_{BU} = 10m \lg(1 + x_{BU}^2) \leq a_{BU \text{ max adm}}, \quad (5.5.32)$$

cu dezacordul normat x_{BU} exprimat prin

$$x_{BU} = Q \left(\frac{f_i - f_{mM}}{f_i} - \frac{f_i}{f_i - f_{mM}} \right). \quad (5.5.33)$$

Se reamintește că pentru un circuit cuplat se definește coeficientul de cuplaj k prin

$$k = \sqrt{\frac{U_{20}}{U_{1G}} \cdot \frac{U_{10}}{U_{2G}}}, \quad (5.5.34)$$

unde U_{1G} , U_{2G} reprezintă amplitudinile tensiunilor generatoarelor montate la intrare, respectiv ieșire, iar U_{20} , U_{10} sunt amplitudinile tensiunilor măsurate la ieșire, respectiv intrare, în condițiile în care cealaltă poartă este atacată cu u_{1G} , respectiv u_{2G} .

Indicele de cuplaj al circuitelor cuplate este prin definiție

$$g = k \sqrt{Q_1 Q_2}. \quad (5.5.35)$$

Pentru circuitele cuplate se introduce **funcția normată de transfer** definită ca:

$$\underline{H}(x_1; x_2; g) = \frac{2g}{(1 + jx_1)(1 + jx_2) + g^2}. \quad (5.5.36)$$

Dacă primarul și secundarul au aceeași frecvență de rezonanță ($f_{r_1} = f_{r_2}$) și notând

$$b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}, \quad x = \sqrt{x_1 x_2}, \quad (5.5.37)$$

rezultă

$$\underline{H}(x; b; g) = \frac{2g}{\sqrt{x^4 - 2x^2 \left(g^2 - \frac{b}{2} \right) + (g^2 + 1)^2}}. \quad (5.5.38)$$

De asemenea, se definește **cuplajul de tranziție** ca fiind

$$g_t = \sqrt{\frac{b}{2}}. \quad (5.5.39)$$

Dacă $g \leq g_t$ se definește banda la 3 dB ca fiind banda în jurul frecvenței de rezonanță pentru care atenuarea semnalului nu depășește 3 dB, iar pentru $g > g_t$ **banda în sens Cebîșev**, egală cu lărgimea domeniului de frecvențe în jurul frecvenței de rezonanță pentru care este îndeplinită condiția

$$|H(x; b; g)| \geq |H(0; b; g)|, \quad (5.5.40)$$

deci:

$$B_c = \sqrt{2} \frac{f_0}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}. \quad (5.5.41)$$

Neuniformitatea în bandă este definită ca raportul între valorile maximă și minimă ale funcției de transfer normale:

$$\eta[\text{dB}] = 20 \lg \frac{H_{\max}}{H_{\min}}, \quad \text{cu } H_{\min} = \frac{2g}{1+g^2}. \quad (5.5.42)$$

În cazul în care cele două circuite cuplate, primarul și secundarul, sunt identice (aceeași frecvență de rezonanță f_r , același factor de calitate Q), valoarea funcției de transfer normale este:

$$\frac{H(\omega)}{H_{MM}} = H(x; b; g) = \frac{2g}{(1+jx)^2 + g^2}, \quad (5.5.43)$$

unde dezacordurile normale x_1 și x_2 sunt exprimate prin

$$x_1 = x_2 = x = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (5.5.44)$$

Reprezentarea grafică a funcției de transfer normale $H(x; b; g)$ este dată în figura 5.5.14.

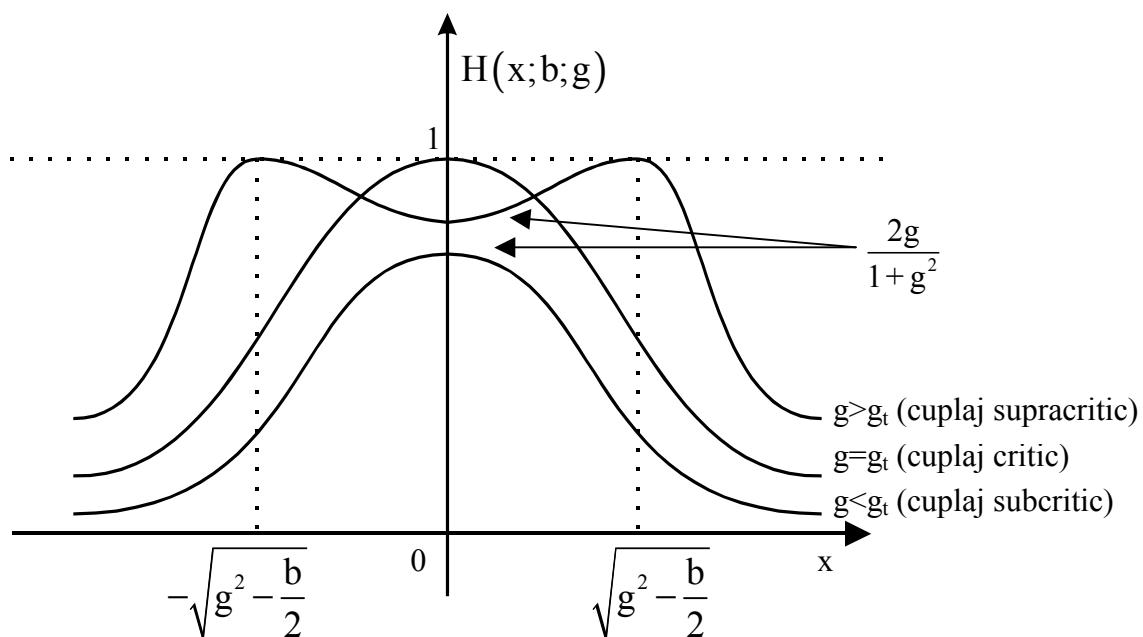


Figura 5.5.14. Caracteristica de transfer a circuitelor cuplate.

În condițiile în care pentru realizarea amplificatorului de frecvență intermediară se optează pentru circuitele cuplate supracritic este necesară impunerea condiției:

$$g > g_t = \frac{b}{2} = \frac{\frac{Q_1 + Q_2}{2} \frac{Q_2}{Q_1}}{2} = 1. \quad (5.5.45)$$

În condițiile cuplajului supracritic, circuitul de selecție este caracterizat prin banda în sens Cebîșev, și nu prin banda la 3dB. Trebuie remarcat faptul că utilizarea benzii la 3dB este improprie în condițiile cuplajului supracritic, deoarece nu se poate pune în evidență valoarea funcției de transfer pentru dezacordul normat $x = 0$.

Se impune condiția ca banda în sens Cebîșev să fie egală cu banda semnalului MA,

$$B_C = B_{MA} = 2f_{mM}, \quad (5.5.46)$$

pentru o utilizare judicioasă a caracteristicii de transfer a circuitului de selecție. În acest sens se remarcă faptul că în condițiile în care $B_C > B_{MA}$, banda de trecere a circuitului cuplat nu este utilizată în totalitate; de asemenea, dacă $B_C < B_{MA}$, semnalul MA suferă o atenuare necontrolată la capetele benzii.

Ca urmare, din expresia (5.5.46), rezultă

$$\sqrt{2} \frac{f_i}{Q} \sqrt{g^2 - 1} = B_{MA}. \quad (5.5.47)$$

Se impune condiția ca neuniformitatea în banda semnalului util să nu depășească $a_{BU_{max adm}}$:

$$a|_{x=0} = 20m \lg \frac{1}{\frac{2g}{1+g^2}} \leq a_{BU_{max adm}}, \quad (5.5.48)$$

de unde rezultă o primă condiție de mărginire a numărului m de etaje amplificatoare de frecvență intermediară:

$$m \leq \frac{a_{BU_{max adm}}}{\frac{1+g^2}{2g}}. \quad (5.5.49)$$

Se impune condiția ca atenuarea canalului adiacent să fie cel puțin $a_{ca_{min adm}}$;

atenuarea canalului adiacent, a_{ca} , se calculează în cazul cel mai defavorabil reprezentat de cazul $|x_{ca}|$ minim, deoarece atenuarea este o funcție crescătoare de dezacordul normat:

$$a = 20m \lg \left| \frac{(1+jx)^2 + g^2}{2g} \right|. \quad (5.5.50)$$

Valoarea minimă a dezacordului normat, $|x_{ca}|$ minim, se calculează la frecvența $f_i + \Delta f_e$, rezultând

$$\begin{aligned}
 a_{ca} &= 20m \lg \left| \frac{(1 + jx_{ca})^2 + g^2}{2g} \right| = \\
 &= 20m \lg \frac{\sqrt{(1 + g^2 - x_{ca}^2)^2 + (2x_{ca})^2}}{2g} \geq a_{ca_{\min adm}}
 \end{aligned}
 \tag{5.5.51}$$

și

$$m \geq \frac{a_{ca_{\min adm}}}{20 \lg \left(\frac{\sqrt{(1 + g^2 - x_{ca}^2)^2 + (2x_{ca})^2}}{2g} \right)}.
 \tag{5.5.52}$$

Din relațiile (5.5.49) și (5.5.52) se poate determina valoarea numărului de circuite cuplate m ; în cazul în care ambele condiții referitoare la atenuare pot fi realizate simultan, rezultă că este posibilă realizarea amplificatorului de frecvență intermediară cu circuite cuplate în condițiile descrise.

5.5.6. Concluzii. Performanțe

Radioreceptoarele cu o schimbare de frecvență pot realiza performanțe foarte bune cel puțin pentru categoria radioreceptoarelor comerciale:

- sensibilitate ridicată (până la limita dată de zgomotul propriu $S_z > S_a$)
 - gama UUS: 10...20 μV
 - gama: US: 50...200 μV
 - gama: UM: 50...200 μV
 - gama: UL: 100...300 μV
- selectivitate la canalul adiacent mai bună de 30 dB, și independentă de gama de lucru;
- selectivitatea față de frecvența intermediară (definită la nivele mici ale semnalelor de intrare, $a_i = 20 \log \frac{U_{fi}}{S_{iz}}$; măsurată cu schema bloc dată la sensibilitate; metoda de măsură prezentată la selectivitatea pentru canalul adiacent) mai bună de 35dB. Dacă CI nu poate asigura această valoare, ea poate fi asigurată cu un circuit de rejecție acordat pe f_i .
- selectivitatea față de canalul pe frecvența imagine este dependentă de frecvența de lucru, similar cu situația selectivității radioreceptorului cu amplificare directă depindea; deviația de frecvență, Δf fiind mai mare, problema este rezolvabilă, obținându-se atenuări > 30 dB în gamele UL și UM, și între 10...16 dB pentru gamele UUS și US. Se măsoară cu aceeași schemă și procedeu ca mai sus: se

acordează RR pe semnalul util și se determină S_z ; se dezacordă radioreceptorul la frecvența $f_s = f_{im}$ și se determină U_{im} pentru a calcula atenuarea $a_{im} = 20 \log \frac{U_{im}(f_{im})}{S_z}$. Dacă se dorește evaluarea atenuării acestor semnale prin

metoda cu două semnale (adică la nivele mari), definiția și procedeul de măsură este următorul: se determină raportul (exprimat în dB) între nivelul semnalului perturbator (de frecvență $f_s = f_{im} + \Delta f$ cu $\Delta f = 1 \text{ kHz}$) care, în prezența purtătoarei obținute în urma tăierii modulației semnalului util corespunzător sensibilității limitate de amplificare, produce la ieșire puterea standard. Atenuarea se determină din $a_{i,im} = 20 \log \frac{U_{im}}{S_a}$.

- eficacitatea sistemului de RAA este de circa 20...100 dB, funcție de numărul etajelor controlate și de soluția constructivă aleasă; pentru radioreceptoarele din clasa I, se impune ca $RAA > 50 \text{ dB}$.

Exemplu:

Există o împărțire în 4 clase de performanță, cele mai performante radioreceptoare fiind cele din clasa I. Vom exemplifica performanțele pentru clasele I și II staționare cu tranzistori.

S_z [μV]	UL	100	150
	UM	50	100
	UUS	5	10
a_{ca} [dB]	MA	36	30
	MF	36	26
a_{im} [dB]	UM	36	30
	US	12	10
	UUS	35	30
a_i [dB]	UL	35	30
	UM	30	25
	US	30	40
η_{RAA} [dB]	MA	50	40

5.6. Radioreceptoare cu două schimbări de frecvență

5.6.1. Aspecte generale

Din analiza RR cu o schimbare de frecvență am ajuns la concluzia că performanțele acestora sunt limitate din două motive principale :

- compromisul ce trebuie realizat în alegerea valorii frecvenței intermediare;

- valoare mare a f_i pentru rejecția f_{im} ;
- valoarea mică a f_i pentru a realiza un AFI performant;
- necesitatea alinierii.

Dacă pentru RR comerciale performanțele sunt acceptabile (cu excepția gamei de US, din punctul de vedere al atenuării f_{im}), pentru radioreceptoarele profesionale trebuie găsită o cale de a reduce sau a elimina aceste neajunsuri.

Se trece la RR cu două sau mai multe schimbări de frecvență la care vom vedea cum se rezolvă problemele menționate.

Trecând la mai multe SF trebuie precizat de la început că orice operație de acest tip introduce o nouă frecvență imagine; semnalele cu această frecvență ca și cel pe frecvența intermediară corespunzătoare nu trebuie să ajungă la schimbătorul de frecvență, în caz contrar ele nu mai pot fi eliminate. În consecință, aceste semnale trebuie atenuate de blocul care precede schimbătorul.

Aceste RR sunt de regulă profesionale, prelucrând mai multe tipuri de semnale cu modulație.

5.6.2. Radioreceptoare cu două SF cu primul oscilator local acordabil

Un proiect ambițios ce și-a propus să rezolve radical cele două probleme.

S-a ales prima f_i foarte mare (70 MHz) pentru a putea elimina ușor frecvența imagine corespunzătoare, iar a doua f_i foarte mică (70 kHz) pentru a putea realiza un AFI performant.

Radioreceptorul analizat este un radioreceptor profesional, destinat gamei 70 kHz...30 MHz, prelucrând toate tipurile de semnale MA.

Schema bloc este prezentată în figura 5.6.1.

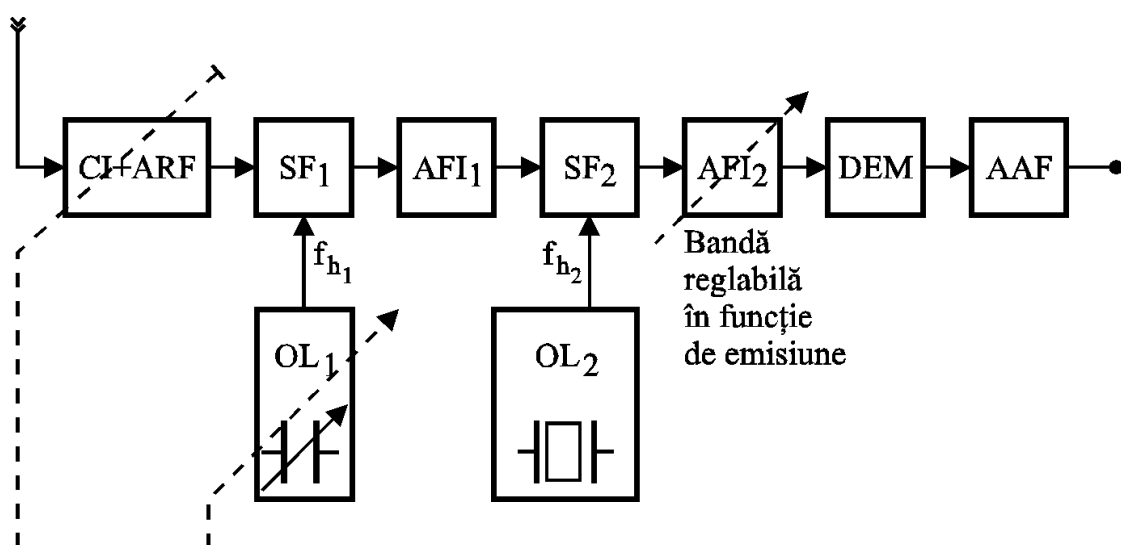


Figura 5.6.1. Radioreceptor cu 2 schimbări de frecvență cu primul oscilator local acordabil.

5.6.2.1. Funcționare. Structura blocurilor. Performanțe

Analiza radioreceptorului poate fi făcută începând de la ieșire. În dreapta blocului SF₁ este un radioreceptor cu o schimbare de frecvență lucrând pe frecvența fixă de 70 MHz.

Deoarece cea de-a doua frecvență intermediară $f_{i_2} = 70$ kHz, se obține un amplificator ușor de realizat. Deoarece radioreceptorul prelucrează diferite tipuri de semnale având benzi ocupate variabile (de la sute de hertzi la 9 kHz), se poate alege $B_{f_{i_2}}$ la valoarea maximă $B_{f_{i_2}} = 9$ kHz. Aceasta nu este o soluție acceptabilă în multe cazuri deoarece dacă semnalul ocupă o bandă îngustă, în rest va trece zgomot, ducând la înrăutățirea raportului semnal-zgomot la recepție. Este ușor de acceptat că soluția optimă o întâlnim atunci când $B_{3\text{dB}} \geq B_{\text{semnal}}$ și $B_{3\text{dB}} \approx B_{\text{semnal}}$; în consecință trebuie realizată bandă variabilă.

Dacă se recepționează semnale MA-BLU trebuie realizată detecție de produs sau cu purtătoare însumată; acestei cerințe îi răspunde blocul BFO - oscilator pentru generarea frecvenței de bătaie ("Beat-Frequency Oscillator"). Denumirea provine de la recepția unui semnal sinusoidal BLU $U_0(t) = U_1 \cos(\omega_0 + \omega_m)t$ care, după detecție de produs cu semnalul $U_h(t) = U_2 \cos(\omega_0 + \Delta\omega)t$ și filtrare, produce la ieșire $U_{\text{dem}}(t) = U_{\text{DEM}} \cos(\omega_m - \Delta\omega)t$. Acest semnal este perceput ca semnalul util peste care se suprapun niște "bătăi" de frecvență egală cu $\Delta\omega$.

Valoarea celei de-a doua frecvențe a oscilatorului local f_{h_2} este fixă, dată de $f_{h_2} = f_{i_1} + f_{i_2} = 70,07$ MHz; oscilatorul OL₂ se construiește cu cristal de cuarț.

Sarcina AFI₁ (ce poate fi asimilat cu ARF din radioreceptorul cu o schimbare de frecvență), este de a elimina f_{i_2} și cea de-a doua frecvență imagine, $f_{im_2} = f_{i_1} + 2f_{i_2} = 70,140$ MHz. În consecință, dat fiind faptul că f_{im_2} este foarte apropiată de $f_{i_1} = 70$ MHz, se pot obține performanțe adecvate dacă AFI₁ este realizat în altă tehnologie decât cu circuite rezonante derivație LC (se recomandă utilizarea filtrelor cu cuarț).

Ca și în cazul radioreceptorului cu o schimbare de frecvență, restul blocurilor din stânga SF₂ au sarcina de a aduce în banda radioreceptorului emisiunile cu diverse frecvențe purtătoare. Pentru aceasta, pentru prima schimbare de frecvență se folosește o schimbare de tip superheterodină: gama care trebuie recepționată fiind 30 kHz...30 MHz, se obține $f_{h_1} = f_{i_1} + f_s \in 70,03...100,0$ MHz.

Blocul ARF (realizat ca FTJ sau FTB) are ca sarcină principală atenuarea f_{i_1} și a primei frecvențe imagine, f_{im_1} . Se remarcă faptul că $f_{i_1} = 70$ MHz \gg $f_{S_{\text{max}}}$ și $f_{im_1} = f_s + 2f_i \geq 140$ MHz \gg $f_{S_{\text{max}}}$, deci pot fi eliminate fără dificultăți cu filtre trece

jos cu acord fix.

Se constată că a fost eliminată problema frecvențelor intermediară și imagine și, în plus, a fost realizat un amplificator de frecvență intermediară care să realizeze o selecție adecvată a canalului adiacent, deci obiectivele propuse au fost atinse. Se pune însă problema costului acestor îmbunătățiri. Se poate afirma că s-a realizat un radioreceptor ceva mai scump (AFI_1 este realizat cu cristal de cuarț) și cu funcționare relativ instabilă din cauza primului oscilatorului local, OL_1 . Aceasta lucrează la frecvența variabilă (în cazul de față 70,03...100,0 MHz); se pot întâlni situații în care acesta trebuie să parcurgă mai multe subgame, deci poate avea o stabilitate variabilă; considerând instabilitatea relativă a acestuia ca fiind $\varepsilon_f = 10^{-4}$, rezultă o instabilitate absolută a acestuia la frecvența maximă selectivă $\delta f = \varepsilon_f f_{S_{\max}} = 10^{-4} \cdot 100 \text{ MHz} = 10 \text{ kHz}$. Deoarece această fugă în frecvență nu poate fi acceptată (fuga în frecvență este mai mare decât banda postului care se recepționează, existând posibilitatea pierderii acordului pe post) s-a încercat o soluție de compromis: $f_{i_2} = 78 \text{ kHz}$, $f_{i_1} = 1378 \text{ kHz}$ și $f_S \in 1,5 \text{ MHz} \dots 30 \text{ MHz}$ (se micșorează gama semnalului care se recepționează și se recurge la alegerea primei frecvențe intermediare sub gama semnalului, $f_{i_1} < f_S$). Radioreceptorul care se obține nu are modificări de structură generală în dreapta schimbătorului de frecvență SF_2 , însă, în această situație AFI_1 poate fi realizat cu circuite LC. Schema bloc este aceeași (vezi figura 5.6.1).

În această situație, AFI_1 trebuie să rejeteze suficient de bine semnalele pe cea de-a doua frecvență imagine $f_{im_2} = f_{i_1} + 2f_{i_2} = 1534 \text{ kHz}$ și pe cea de-a doua frecvență intermediară, f_{i_2} . Oscilatorul local lucrează la o frecvență mai mică de cca. 3 ori; acest fapt nu influențează radical implementarea blocului.

Circuitele de radiofrecvență cu sarcina de a elimina prima frecvență intermediară, f_{i_1} (din acest motiv s-a impus $f_{S_{\min}} = 1500 \text{ kHz}$; se respectă condiția ca frecvența intermediară să fie situată în afara gamei, $f_{S_{\min}} > f_{i_1}$) și prima frecvență imagine, $f_{im_1} = f_S + 2f_{i_1}$. Dimensionarea se face la frecvența care prezintă cele mai

grele condiții de lucru: la $f_{S_{\max}}$ raportul $\left(\frac{f_{im_1}}{f_{S_{\max}}} - \frac{f_{S_{\max}}}{f_{im_1}} \right)$ este minim (raportul este

utilizat în determinarea dezacordului normat $x = Q \left(\frac{f_{im_1}}{f_S} - \frac{f_S}{f_{im_1}} \right)$). Folosind circuite

rezonante derivație având factorul de calitate $Q = 60$, la frecvența maximă din gamă $f_{S_{\max}} = 30 \text{ MHz}$, se obține pentru un singur circuit o atenuare $a_{im_1} = 10 \lg(1 + x_{im_1}^2) = 10 \lg(122) \approx 22 \text{ dB}$. Ca urmare, o rejecție corespunzătoare

($a_{im_1} > 50$ dB) se poate realiza folosind un CI și (2-3) etaje cu CRD. Din păcate acestea trebuie aliniat cu primul oscilator local, OL_1 (fiind deci necesar un condensator variabil C_V cu 4 secțiuni).

În concluzie, cea de-a doua soluție nu este performantă și nu a avut multe aplicații. Prima soluție revine în actualitate odată cu realizarea oscilatorului prin sinteză de frecvență. De asemenea, nici în ceea ce privește stabilitatea în frecvență nu se constată îmbunătățiri semnificative.

4.6.3. RR cu dublă schimbare de frecvență având al doilea oscilator local cu frecvență variabilă

După cum s-a remarcat în capitolul anterior, o problemă care persistă și trebuie eliminată este cea a instabilității. Pentru eliminarea acesteia se va realiza primul oscilator, OL_1 , cu frecvență fixă (de fapt cu mai multe valori) și al doilea oscilator local, OL_2 , cu frecvență variabilă. O astfel de abordare permite micșorarea instabilității prin faptul că frecvența mai mare, f_{h_1} , este generată cu cristal de cuarț caracterizat de o instabilitate relativă mult mai mică, de aproximativ $\epsilon_f = 10^{-7} \dots 10^{-8}$. Evident diferența între cele două frecvențe intermediare trebuie să nu fie mare.

S-a renunțat la o acoperire foarte amplă restrângând domeniul de lucru la unde scurte:

- gama 1,5 MHz...2,5 MHz se recepționează direct, cu o singură schimbare de frecvență;
- gama 2,5 MHz...29,5 MHz se recepționează prin intermediul a două schimbări de frecvență

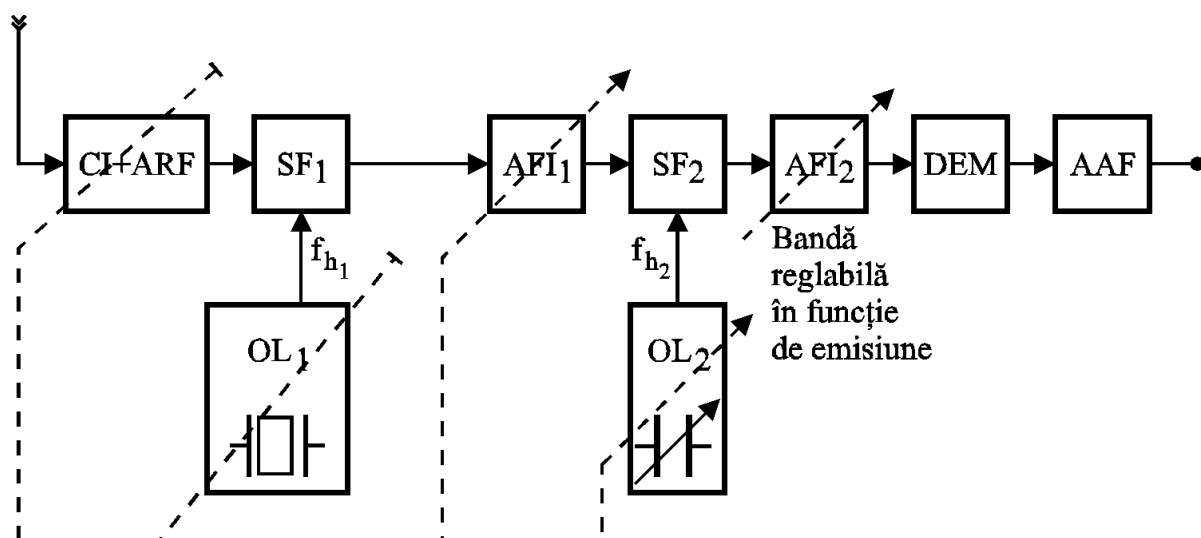


Figura 5.6.2. Radioreceptor cu 2 schimbări de frecvență cu primul oscilator local fix.

Se constată că secțiunea aflată la dreapta SF_1 este un radioreceptor cu o singură schimbare de frecvență. Așa cum s-a menționat, acesta poate realiza performanțe excelente dacă se alege în mod corespunzător domeniul de lucru (de fapt f_{i_1}) și valoarea frecvenței intermediare f_{i_2} . După mai multe iterații s-a determinat că se pot folosi următoarele valori: $f_{i_2} = 455 \text{ kHz}$, $f_{i_1} = 1,5 \text{ MHz} \dots 2,5 \text{ MHz}$ (factorul de acoperire al gamei este $K_s = 2,5/1,5 = 1,66$). Se poate verifica faptul că folosind o aliniere în trei puncte erorile de aliniere sunt suficient de mici.

Se determină de asemenea $f_{h_2} = f_{i_1} + f_{i_2} = 1,955 \dots 2,955 \text{ MHz}$. Domeniul de lucru este corespunzător și, dacă se folosesc componente reactive de valori rezonabile pentru a nu fi afectate de elementele parazite, se poate realiza o instabilitate absolută în frecvență rezonabilă, de circa $\delta f = \epsilon_f \cdot f_{h_2} = 10^{-4} \cdot 2,955 \text{ MHz} = 295,5 \text{ Hz}$.

AFI_2 se poate realiza în mod convenabil, valoarea $f_{i_2} = 455 \text{ kHz}$ fiind folosită uzual și în radioreceptoarele comerciale cu o schimbare de frecvență.

În ceea ce privește modalitățile de rezolvare a condițiilor impuse AFI_1 se remarcă următoarele:

- cea de-a doua frecvență intermediară, f_{i_2} , este ușor de eliminat;
- de asemenea, și cea de-a doua frecvență imagine, $f_{im_2} = f_{i_1} + 2f_{i_2}$, se poate elimina ușor. Situația cea mai defavorabilă apare la $f_{i_1 \text{ max}} = 2,5 \text{ MHz}$.

Având în vedere că, în cazul realizării AFI_1 cu circuite rezonante derivație, atenuarea este dată de $a_{im_2} = 10 \lg(1 + x_{im_2}^2)$, iar în cazul de față dezacordul normat are valoarea (în cazul cel mai defavorabil) $x_{im_2} = 40$, rezultă o atenuare de aproximativ $a_{im_2} = 10 \lg 160 = 33 \text{ dB}$. În aceste condiții, se constată că un amplificator cu două etaje cu CRD sau un etaj cu circuite cuplate ar asigura o atenuare mai bună de 50 dB.

Pentru monoreglaj se utilizează cu condensator variabil cu trei secțiuni (sau trei blocuri de diode varicap).

Restul blocurilor procedează la împărțirea gamei de lucru în subgame de câte 1 MHz (1,5...2,5 MHz, 2,5...3,5 MHz, ..., 28,5...29,5 MHz) și le transferă în gama de lucru a radioreceptorului cu o schimbare de frecvență (blocurile din dreapta SF_1). Pentru aceasta, blocul de RF va fi un bloc de amplificatoare trece bandă acordate în centrul subgamelor care se vor comuta. Oscilatorul va fi realizat cu cuarț, și-și va modifica frecvența tot prin comutare; comutarea celor două blocuri se face simultan. Calculul se face în modul următor:

- subgama 1: 2,5...3,5 MHz, frecvență centrală $f_{C_1} = 3 \text{ MHz}$, valoarea centrală a primei frecvențe intermediare $f_{i_c} = 2 \text{ MHz}$ (independentă de gama care se recepționează), frecvența fixă generată de primul oscilator local

$$f_{h_1-1} = f_{C_1} + f_{i_c} = 5 \text{ MHz.}$$

- subgama 2: 3,5...4,5 MHz, frecvență centrală $f_{C_2} = 4 \text{ MHz}$, valoarea centrală a primei frecvențe intermediare $f_{i_c} = 2 \text{ MHz}$, frecvența fixă generată de primul oscilator local $f_{h_1-2} = f_{C_2} + f_{i_c} = 6 \text{ MHz}$.

Soluția este performantă, dar neeconomică fiind necesare 28 cristale și un bloc de filtru de intrare formată din 28 de filtre.

Comutatorul mecanic este voluminos și de fiabilitate redusă. Soluția poate fi; de asemenea mai economică deoarece acum se poate apela la sinteza de frecvență.

5.7. Radioreceptoare cu trei schimbări de frecvență

5.7.1. Radioreceptor cu structură variabilă

În cazul precedent gama 1,5...2,5 MHz putea fi recepționată în condiții bune fără a se apela la prima schimbare de frecvență. Deci era o structură variabilă a radioreceptorului. Ideea se poate extinde pentru a folosi un număr mai mic de cristale de cuarț (trebuie avut în vedere că la momentul realizării radioreceptorului erau costisitoare).

Deci se va modifica schema 5.6.2 conform figurii 5.7.1.

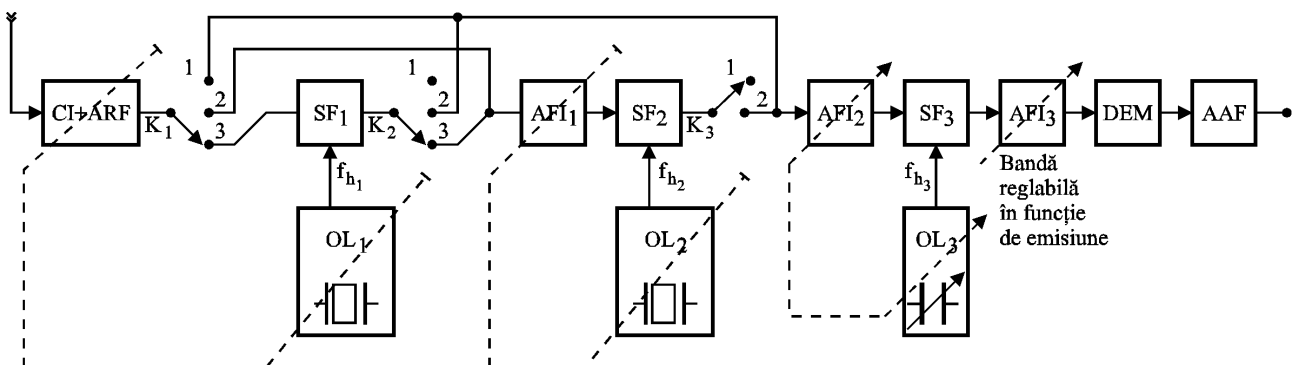


Figura 5.7.1. Radioreceptor cu 3 schimbări de frecvență și structură variabilă.

Evident se modifică numai secțiunea care precede ultima schimbare de frecvență (blocul SF₃ în cazul de față). Se acceptă:

- prelucrarea unor subgame cu una, două sau trei schimbări de frecvență;
- mixări atât infraheterodină ca și superheterodină.

Primul bloc de tip AFI, AFI₁, va avea două variante:

- prima având frecvența centrală $f_{C_1} = 3 \text{ MHz}$, corespunzătoare benzii 2,5...3,5 MHz;
- cea de-a doua având frecvența centrală $f_{C_2} = 4 \text{ MHz}$, corespunzătoare benzii 3,5...4,5 MHz.

Amândouă sunt subgame ale semnalului de intrare, ele vor putea fi chiar

blocurile care altfel erau conectate ca ARF dar ceva mai îngrijit realizate. În acest caz, pe cele două subgame intrarea poate fi făcută direct sau cu o prelucrare foarte simplă.

Exemple de prelucrare a gamelor pentru $f_s = 1.5...28,5$ MHz :

1. gama 1,5...2,5 MHz. Se lucrează doar cu o schimbare de frecvență, deci $K_1 = 1$, $K_2 = 1$, $K_3 = 1$; valorile f_{h_1} și f_{h_2} nu contează.
2. gama 2,5...3,5 MHz. Se lucrează doar cu două schimbări de frecvență (SF_2 și SF_3), deci $K_1 = 2$, $K_2 = 1$, $K_3 = 2$. În această situație AFI₁ va lucra având frecvența centrală $f_{C_1} = 3$ MHz, schimbarea de frecvență fiind superheterodină. De asemenea, valoarea frecvenței oscilatorului local este $f_{h_2} = f_{C_1} + f_{i_2} = 5$ MHz.
3. gama 3,5...4,5 MHz. Se lucrează tot cu două schimbări de frecvență (SF_2 și SF_3), deci $K_1 = 2$, $K_2 = 1$, $K_3 = 2$. În această situație AFI₁ va lucra având frecvența centrală $f_{C_2} = 4$ MHz, schimbarea de frecvență fiind tot superheterodină. valoarea frecvenței oscilatorului local este $f_{h_2} = f_{C_2} + f_{i_2} = 6$ MHz.
4. gama 4,5...5,5 MHz. Se lucrează cu trei schimbări de frecvență, deci $K_1 = 3$, $K_2 = 3$, $K_3 = 2$. Schimbările de frecvență sunt superheterodină. De asemenea, se determină f_{h_1} ca fiind dat de $f_{h_1} = f_{C_2} + f_{i_1-C} = 9$ MHz.
5. gama 5,5...6,5 MHz. Se lucrează cu trei schimbări de frecvență, deci $K_1 = 3$, $K_2 = 3$, $K_3 = 2$. Schimbările de frecvență sunt superheterodină.
6. gama 6,5...7,5 MHz. Se lucrează cu două schimbări de frecvență (SF_1 și SF_3), ambele superheterodină, deci $K_1 = 3$, $K_2 = 2$, $K_3 = 1$. Pentru următoarea gamă se schimbă f_{h_1} pentru a se relua secvența. Practic, f_{h_1} va lua succesiv valorile 12 MHz, 21 MHz și 24 MHz.
7. gamele 7,5...8,5 MHz, respectiv 8,5...9,5 MHz și 9,5...10,5 MHz: similar cu gamele 4, respectiv 5 și 6, cu diferența faptului că $f_{h_1} = 12$ MHz.
8. gama 10,5...11,5 MHz. Se lucrează cu două schimbări de frecvență, SF_1 infraheterodină și SF_3 superheterodină, deci $K_1 = 3$, $K_2 = 2$, $K_3 = 1$ (similar cu gama 6,5...7,5 MHz, diferența fiind faptul că SF_1 lucrează infraheterodină). În această situație se lucrează cu $f_{h_1} = 9$ MHz.
9. gamele 11,5...12,5 MHz și 12,5...13,5 MHz. Se lucrează cu trei schimbări de frecvență (similar cu gamele 5,5...6,5 MHz și 6,5...7,5 MHz), diferența fiind din nou faptul că SF_1 lucrează infraheterodină ($K_1 = 3$, $K_2 = 2$, $K_3 = 1$). În această situație se lucrează cu $f_{h_1} = 9$ MHz.

Mai departe, pentru următoarele 3 game se utilizează $f_{h_1} = 12$ MHz în infraheterodină, după care $f_{h_1} = 21$ MHz, respectiv $f_{h_1} = 24$ MHz în aceleași

condiții, atât cu 2 cât și cu 3 schimbări de frecvență, atât superheterodină cât și infraheterodină. În concluzie în loc de circa 27-28 cristale sunt folosite 6, dar se complică sistemul de comutare.

5.7.2. Radioreceptor cu triplă schimbare de frecvență cu comutare electronică a primului OL

Schema bloc este prezentată în figura 5.7.2:

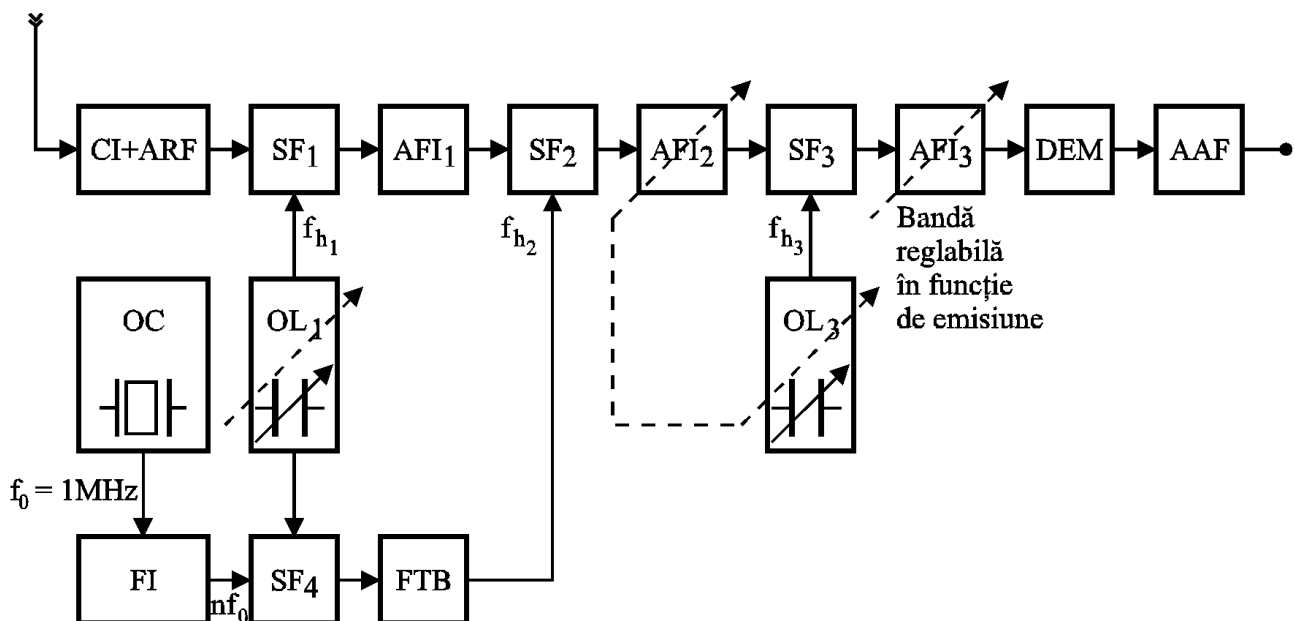


Figura 5.7.2. Radioreceptor cu 3 schimbări de frecvență și comutare electronică a primului OL.

Gama de lucru a radioreceptorului este 1...30 MHz, iar valorile frecvențelor intermediare sunt $f_{i_1} = 40\text{ MHz}$, $f_{i_2} = 2...3\text{ MHz}$ și $f_{i_3} = 455\text{ kHz}$ (sau $f_{i_3} = 130\text{ kHz}$). Blocul SF₃ funcționează superheterodină, având $f_{h_3} = 2,455...3,455\text{ kHz}$ (respectiv $f_{h_3} = 2,130...3,130\text{ kHz}$).

Au existat două variante de alegere a frecvenței intermediare: $f_{i_3} = 455\text{ kHz}$ și $f_{i_3} = 130\text{ kHz}$, fiecare cu avantajele și dezavantajele cunoscute.

- pentru $f_{i_3} = 130\text{ kHz}$:
 - AFI mai performant;
 - erori de aliniere mai mici;
 - ARF va avea mai multe etaje pentru a elimina f_{im_3} .
- pentru $f_{i_3} = 455\text{ kHz}$:
 - AFI curent folosit în RR MA;
 - erori acceptabile;

- ARF mai simplu.

Primele blocuri au rolul de a secționa gama de acoperit în subgama de câte 1 MHz, de a le transfera în gama 2...3 MHz folosind un singur cristal de cuarț.

Pentru schimbare de frecvență se face la frecvența intermediară $f_{i_1} = 20$ MHz, blocul AFI₁ având banda de trecere de 1MHz. Prima schimbare superheterodină se face cu un oscilator local cu circuit LC, deci instabil. Pentru a elimina instabilitatea a doua schimbare de frecvență este de tip infraheterodină, iar oscilația corespunzătoare se generează tot cu ajutorul primului oscilator local. Evident că:

$$f_{h_2} = f_{i_1C} - f_{i_1C} = 40 \text{ MHz} - 2,5 \text{ MHz} = 37,5 \text{ MHz}.$$

Pentru generarea f_{h_2} se mixează semnalul generat de OL₁ cu un semnal cu multe armonici (din MHz în MHz) generat pe baza unui oscilator cu cuarț de 1 MHz, OL₄. Ca urmare, la intrarea mixerului SF₄ se aplică

$$s_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_0 t,$$

iar la ieșire se obține:

$$s_2(t) = \sum \left(\frac{A_n U_h}{2} \cos(\omega_{h_1} + n\omega_0) + \frac{A_n U_h}{2} \cos(\omega_{h_1} - n\omega_0) t \right).$$

Datorită prezenței OL₂, a doua conversie va avea loc numai dacă

$$f_{h_1} - nf_0 = 37,5 \text{ MHz}.$$

Deci, deși OL₁ variază continuu, utile sunt numai valorile n care îndeplinesc simultan și condiția:

$$nf_0 - f_s = 2,5 \text{ MHz}.$$

Deci primele două schimbări de frecvență sunt echivalente cu una singură superheterodină realizată cu o armonică a oscilatorului de referință. Se poate demonstra faptul că instabilitatea OL₁ nu mai intervine în semnalul pe frecvențe f_{i_2} , dar trebuie avută în vedere la proiectarea primului AFI și a filtrului trece bandă pe frecvența de 37,5 MHz. Se poate evalua totodată fuga posibilă de frecvența semnalului pe frecvența f_{i_2} .

Presupunând că recepționăm un semnal cu frecvența f_{s_1} . Atunci, OL₁ va produce un semnal având instabilitatea în frecvență $\delta f_{h_1} = \epsilon_{LC} f_{h_1}$, și prima frecvență intermediară va fi afectată de această eroare: $f_{i_1} = f_{h_1} \pm \delta f_{h_1} - f_{s_1}$, și, pentru a nu împiedica asupra recepției semnalelor de la marginile subgamei, AFI₁ va avea banda de $1 \text{ MHz} + 2 \delta f_{h_1}$ la frecvența maximă. În condițiile în care se presupune

$$\epsilon_{LC} = \frac{\delta f_{h_1}}{f_{h_1}} = 10^{-4}, \text{ suplimentul maxim de bandă necesar se obține la}$$

$f_{S_{\max}} = 29,5 \text{ MHz}$, caz în care banda se lărgiște cu circa 15 kHz. Semnalul f_{h_2} se

obține din $f_{h_2} = f_{h_1} - nf_0 \pm \delta f_{h_1} \pm n\delta f_0$ deoarece semnalul generat de OL_4 este și el la rândul său afectat de instabilitate $f_0 \pm \delta f_0$, cu $\delta f_0 = \epsilon_Q f_0$ și ϵ_Q instabilitatea relativă a oscilatorului cu cuarț (uzual $\epsilon_Q = 10^{-6}$, deci în cazul de față $\delta f_0 = 1$ Hz). În final se obține $f_{i_2} = f_{i_1} - f_{h_2} = nf_0 - f_{S_1} \pm n\delta f_0$, deci, într-adevăr semnal nu este afectat de instabilitatea în frecvență a OL_1 , ci numai a oscilatorului cu cuarț.

5.7.3. Radioreceptor cu trei schimbări de frecvență și sinteză

Odată atins nivelul tehnologic care a permis generarea oscilațiilor locale prin sinteză s-a încercat din nou soluționarea problemelor menționate la radioreceptorul cu o schimbare de frecvență în mod radical:

- alinierea
- realizarea unui amplificator de frecvență intermediară performant și rejecția adecvată a frecvențelor imagine.

Pentru aceasta, cele trei frecvențe intermediare au fost alese începând cu o valoare mare și terminând cu una mică. Va fi prezentată alegerea frecvențelor imagine, funcționarea radioreceptorului și structura posibilă a blocurilor funcționale pe baza unei scheme bloc. Din această analiză se vor obține semnalele ce trebuie generate de sintetizor. Ulterior se va analiza și sintetizorul.

Schema bloc a acestui tip de radioreceptor este prezentată în figura 5.7.3.

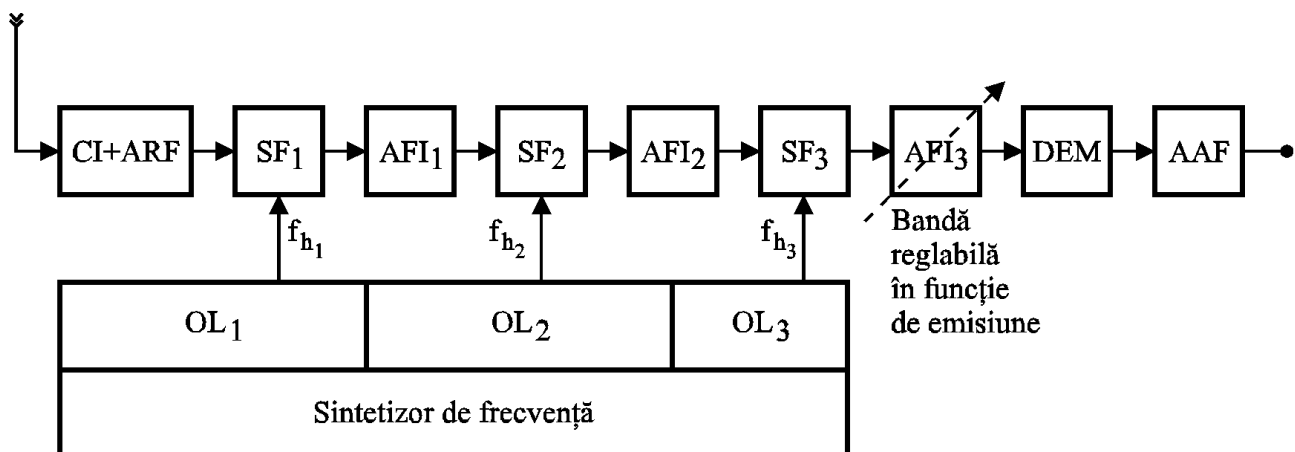


Figura 5.7.3. Radioreceptor cu 3 schimbări de frecvență și sinteză.

Concepția de bază

AFI_3 asigură selectivitatea la canalele adiacente, câștigul și banda reglabilă; în consecință se alege $f_{i_3} = 30$ kHz. Pentru a elimina rezonabil cea de-a treia frecvență imagine $f_{im_3} = f_{i_2} + 2f_{i_3}$ se alege $f_{i_2} = 1,97$ MHz. De asemenea, pentru a nu fi necesară alinierea la primele etaje sau circuite comutate, și pentru eliminarea facilă a f_{im_2} , se alege $f_{i_1} = 64,75$ MHz.

Pentru a reduce sau a elimina problema alinierii se alege subbanda pentru explorare continuă de 100 kHz. Observând blocurile funcționale se constată că explorarea benzii se poate realiza numai cu ajutorul OL_2 care va avea frecvența variabilă în domeniul $f_{h_{20}} \pm 50$ kHz. Blocul care-l precede trebuie să asigure transferul unei benzi de cel puțin 100 kHz. Împărțirea domeniului de frecvență în subgame de 100 kHz este făcută de prima schimbare de frecvență.

7. Sisteme de comunicație cu acces multiplu

7.1. Aspecte generale

Un sistem de comunicație constă din echipamentele de emisie / recepție, banda de frecvență alocată, timpul de lucru disponibil etc. Se poate spune că odată realizat un astfel de sistem s-a creat (constituit) o **resursă de comunicație**. Proprietarul (administratorul) este interesat în folosirea cât mai eficientă a acestuia. Acest interes este cu atât mai accentuat cu cât resursa (sistemul de comunicație) are o complexitate mai mare. Un singur utilizator va putea numai în cazuri cu totul particulare. Soluția constă în a permite mai multor utilizatori să aibă acces la folosirea resursei de comunicație. Aceasta se realizează prin o serie de tehnici cunoscute sub denumirea de tehnici de multiplexare-acces multiplu. Denumirea o dăm în această formă deoarece cele două noțiuni se referă la folosirea în comun a resursei de comunicație de către mai mulți utilizatori, fără a se perturba reciproc, prezentând o serie de elemente comune dar și câteva diferențe ne semnificative. Aceste idei le vom aprofunda la sfârșitul paragrafului următor.

7.2 Tehnici de multiplexare și acces multiplu

În vederea concretizării noțiunilor prezentate în continuare, ne vom referi la cazul de comunicație numerice. Tehnicile de acces multiplu se folosesc, așa cum se va vedea, și în comunicațiile analogice și în cele numerice.

În cazul sistemelor numerice se pot identifica două căi de a mări debitul de informație transmis prin intermediul unei resurse de comunicație:

- mărirea capacității resursei;
- alocarea cât mai eficientă a capacității resursei.

Așa cum evidențiază relația lui Shannon, $C = B \log_2 \left(\frac{P_s}{2BN_0} + 1 \right)$, capacitatea poate fi

mărită prin mărirea raportului semnal zgomot (mărirea puterii emise sau micșorarea pierderilor) sau prin mărirea benzii alocate. În cele ce urmează acești parametri sunt considerați impuși. Deci rămâne soluția alocării eficiente a capacității existente. Acesta este domeniul unde intervin tehnicile de acces multiplu. Se pune problema de a crea posibilitatea ca mai mulți utilizatori să transmită mesaje prin intermediul resursei date fără a se perturba unul pe altul. Pentru aceasta una dintre dimensiunile resursei va fi divizată și fiecărui utilizator i se alocă o poziție pe dimensiunea aleasă. Plecând de la această idee au fost imaginate următoarele tehnici de multiplexare / acces multiplu cu aplicația în comunicațiile radio:

1. **diviziunea în frecvență (FD)**: banda totală de împarte în mai multe benzi și fiecare utilizator are alocată o subbandă;

2. **diviziunea în timp (TD)**: timpul de lucru se împarte în ferestre; fiecare utilizator are alocată o fereastră care se repetă cu o perioadă oarecare.
3. **diviziunea în cod (CD)**: utilizată mai ales în sistemele de comunicație cu spectru împrăștiat cu secvență directă (Direct Sequence Spread Spectrum) informația de transmis este împrăștiată cu ajutorul unui cod. Recuperarea ei se face numai cunoscând codul. Folosind coduri diferite se pot separa semnalele transmise de diverși utilizatori.
4. **diviziunea spațială (SD)** sau re folosirea frecvențelor prin transmiterea cu mai multe fascicule. Dacă antena de emisie este directivă semnalele lucrând pe aceleași frecvențe pot transporta informații diferite care vor fi destinate unor utilizatori amplasați în poziții corespunzătoare: exemplu sateliții cu mai multe fascicule.
5. **diviziunea prin polarizare (PD)** sau re folosirea frecvențelor prin polarizare. Două semnale având plane de polarizare perpendiculare sunt ortogonale. Deci semnalele radio corespunzătoare pot folosi aceeași bandă de frecvență. Această tehnică merge numai la comunicațiile la care nu apare o modificare a polarizării în cursul propagării (sateliți).

În esență toate tehnicile de multiplicare sau acces multiplu se bazează pe folosirea unor semnale ortogonale în domeniul considerat. Astfel:

➤ în domeniul timp, pentru $x_i(t)$, cu $i \in \mathbb{Z}$,

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_i(t)x_j(t)dt = \begin{cases} k & , \text{ pentru } i = j \\ 0 & , \text{ pentru } i \neq j \end{cases}$$

➤ în domeniul frecvență, pentru $X_i(f)$, cu $i \in \mathbb{Z}$,

$$\int_{-\infty}^{\infty} X_i(f)X_j(f)df = \begin{cases} k & , \text{ pentru } i = j \\ 0 & , \text{ pentru } i \neq j \end{cases}$$

➤ în cazul diviziunii în cod se obține

$$R_{C_i, C_j}(\tau) = \int_0^{T_0} C_i(t)C_j(t + \tau)dt = \begin{cases} k & , \text{ pentru } i = j, \tau = 0 \\ 0 & , \text{ rest} \end{cases};$$

etc.

Cu aceste elemente se pot preciza noțiunile de multiplexare și acces multiplu. În timp, mai multe semnale au putut fi transmise pe același canal de comunicație prin multiplexare. În această fază alocarea unei căi de comunicație se făcea local și se realiza în cadrul unor rame din centrală. Odată cu apariția comunicațiilor prin sateliți, într-o primă fază, procedura a rămas în esență, dar multiplexarea se realiza de la distanță. Treptat au fost introduse tehnici de alocare dinamică și au apărut în sisteme terestre care folosesc anume tehnici. Constatându-se depărtarea de conceptul original, s-a apelat la unul nou, **accesul multiplu**. Trecerea fiind treptată este dificilă o distincție netă. Se poate spune că multiplexarea constă în folosirea semnalului de comunicație împreună prin alocare apriori și combinarea căilor făcându-se foarte

aproape de utilizator. Accesul multiplu reprezintă folosirea împreună a unei resurse de comunicație, de la distanță, și printr-o alocare dinamică a căilor de comunicație.

7.3. Diviziunea în frecvență

7.3.1. Multiplexarea căilor telefonice în telefonia convențională

Transmiterea căilor telefonice prin perechi de fire aeriene a ajuns destul de repede într-un impas constând în dificultatea de a mări numărul de căi disponibile din punct de vedere constructiv. Atunci s-a constatat că banda de trecere a unui cablu coaxial este mult mai largă decât cea necesară transmiterii unei căi telefonice (în primul caz banda B este de ordinul megaherților, în timp ce în al doilea caz banda este $B_0 = 3,4 \text{ kHz}$). S-a pus problema dacă divizând banda B în subbenzi comparabile cu B_0 nu s-ar pot transmite mai multe semnale folosind același mediu.

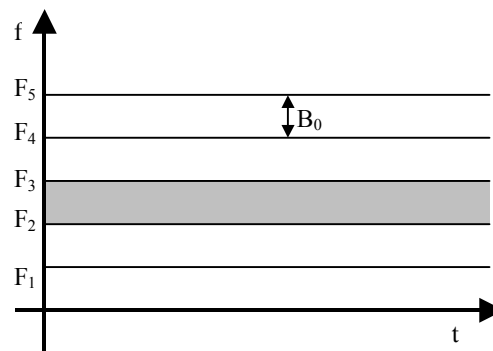


Figura 7.3.1. Împărțirea în subbenzi.

Răspunsul fiind afirmativ, se poate apela la schemele bloc principale date mai jos. Pentru a folosi eficient banda, tehnica folosită la modulație a fost MA-BLU.

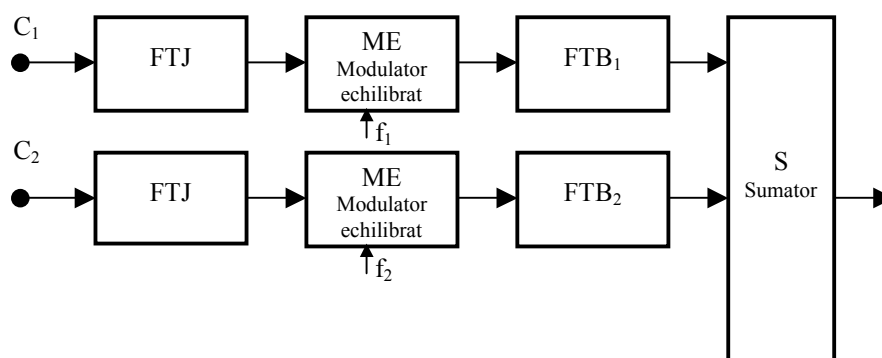


Figura 7.3.2. Multiplexarea în frecvență; schema de principiu a unui multiplexor FD.

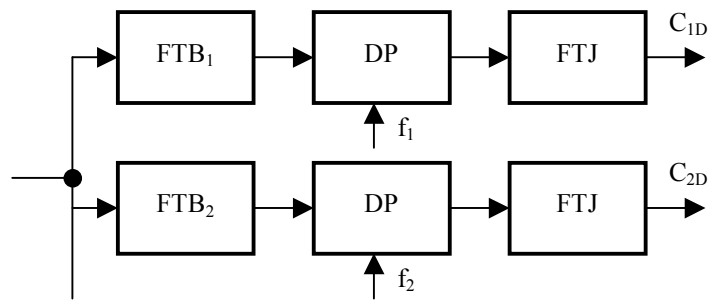


Figura 7.3.3. Demultiplexarea; schema de principiu a unui demultiplexor FD.

Semnalele prelucrate pot fi reprezentate ca mai jos. Evident va trebui lăsată și o mică bandă de gardă pentru simplificarea proiectării filtrelor.

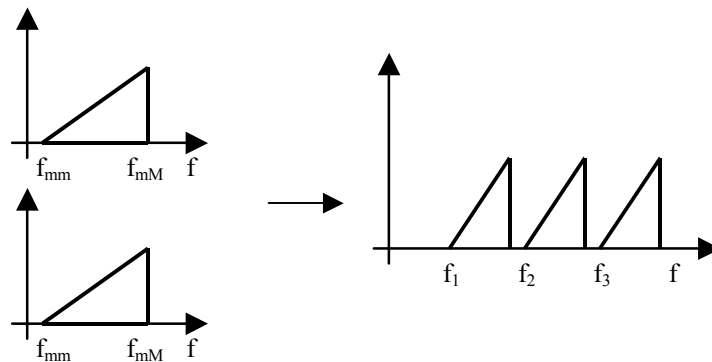


Figura 7.3.4. Spectrul semnalului multiplex compozit; semnalele prelucrate la multiplexarea FD.

Din păcate soluția dată mai sus, simplă din punct de vedere conceptual, nu este utilizabilă din motivele prezentate la producerea semnalelor MA-BLU (filtrele LC sau RC nu pot fi realizate la orice frecvență; la frecvențe mari pot fi proiectate în tehnologie piezoceramică sau cu cuarț, dar nu pot fi asigurate pentru toate canalele în condiții economice; etc.). Mai mult, dacă un echipament ar lucra cu N canale ar trebui N filtre diferite. Pentru a minimiza aceste dificultăți s-a trecut la organizarea sistematică a semnalului multiplex. Sistematizarea obținută stă la baza producerii semnalelor multiplex.

7.3.2. Structura semnalelor multiplex folosite în telefonia convențională

Elementul de bază al acestor semnale este calea telefonică; spectrul căii telefonice este prezentat în figura 7.3.5.

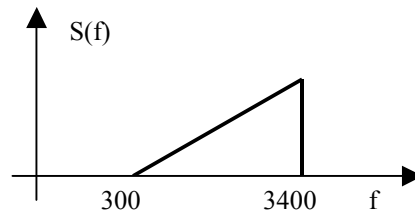


Figura 7.3.5. Spectrul semnalului telefonic.

Douăsprezece căi telefonice formează un grup primar. Fiecare cale ocupă o bandă de 4 kHz formată din banda 300...3400 Hz plus o rezervă de filtrare. Deci banda grupului primar este de 48 kHz. Se disting două tipuri de grupuri primare:

- grup primar tip A având banda 12...60 kHz; grupul se formează utilizând semnale BLU-S;
- grup primar tip B având banda 60...108 kHz; grupul se formează utilizând semnale BLU-I.

Spectrele asociate sunt prezentate în figura 7.3.6.

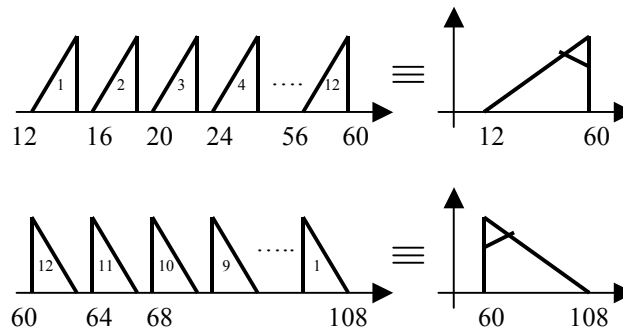


Figura 7.3.6. Grupurile primare de tip A și B.

5 grupe primare formează un grup secundar. Banda grupului secundar este de 240 kHz. Acesta se mai numește și supergrup.

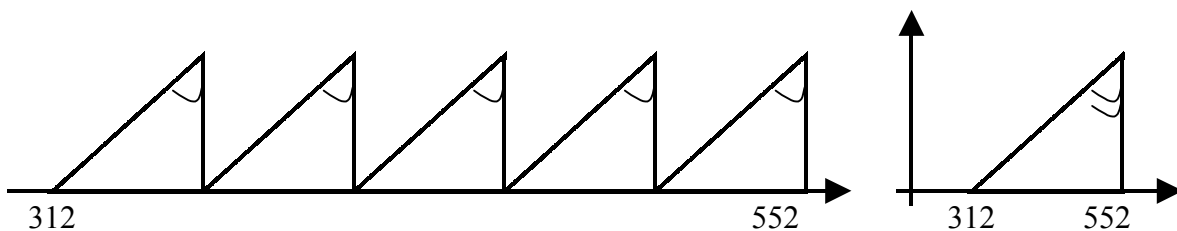


Figura 7.3.7. Structura unei grupe secundare.

Se poate continua cu grupuri terțiare etc.

7.3.3. Prelucrarea semnalelor multiplex telefonice

Vom analiza succint producerea și demodularea semnalelor multiplex telefonice. Prelucrarea acestor semnale mărește îndeaproape structura semnalului așa cum a fost prezentat în paragraful anterior.

Se produc grupe primare după care acestea se combină în grupe secundare etc.

S-a constatat că însăși grupele primare nu se pot produce, în mod convenabil, prin modulație directă. În consecință au fost concepute două metode de producere pentru grupele primare:

- cu premodulare
- cu pregrupare.

7.3.3.1. Producerea grupelor primare B prin premodulare

Producerea grupelor primare B prin premodulare constă în realizarea unui semnal BLU intermediar cu frecvența purtătoare de 48kHz. De aici printr-o schimbare de frecvență semnalul corespunzător fiecărei căi este transferat în poziția corespunzătoare din grupul primar. Simbolic operația este descrisă în diagrama dată în figura 7.3.8.

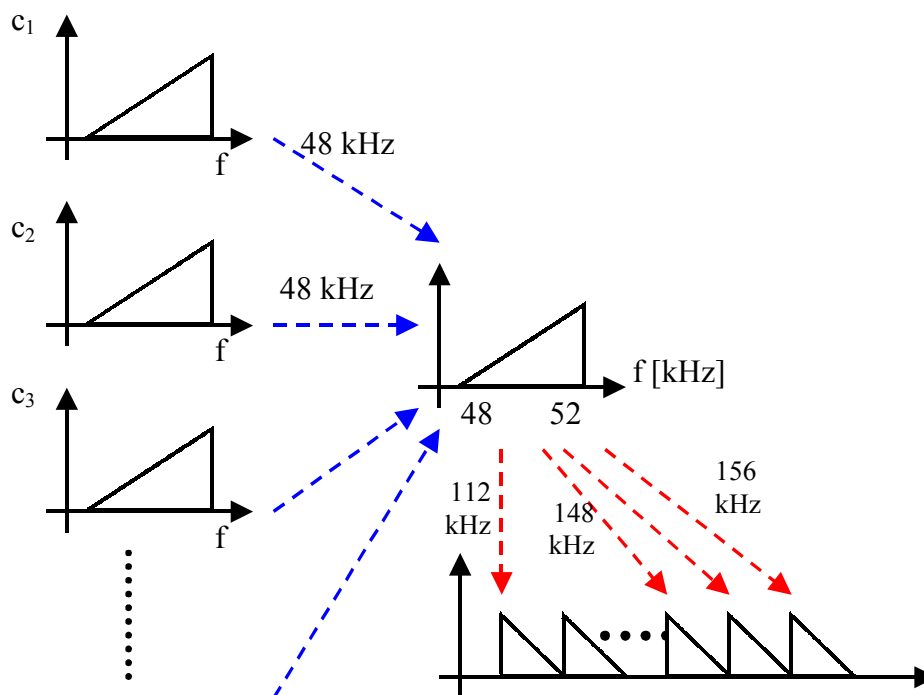


Figura 7.3.8. Producerea grupelor primare prin premodulare.

Iar schema bloc folosită pentru producerea este dată în figura 7.3.9.

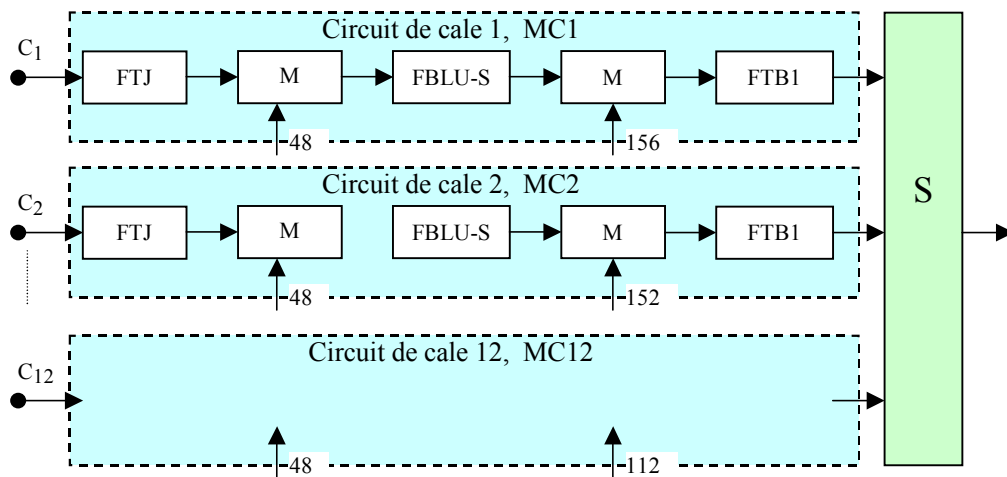


Figura 7.3.9. Schema folosită la producerea grupelor primare prin premodulare.

7.3.3.2. Producerea grupelor primare B prin pregrupare

În acest caz se formează pregrupare de câte trei căi. Apoi pregrupele se transferă, împreună, la locul potrivit din cadrul grupului primar B. Pregrupele se realizează cu semnale purtătoare reduce ca frecvență pentru a simplifica realizarea filtrelor BLU ($f_c = 12\text{kHz}, 16\text{kHz}, 20\text{kHz}$).

Schematic procedeul poate fi reprezentat ca în figura 7.3.10.

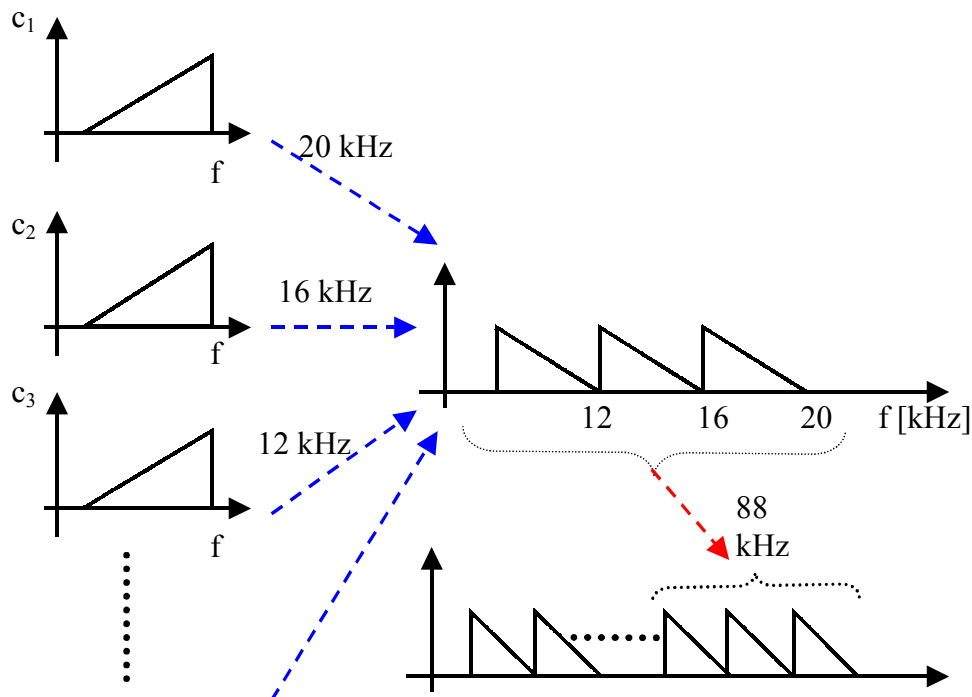


Figura 7.3.10. Producerea grupelor primare prin pregrupare.

Schema bloc pentru acest procedeu nu mai este prezentată. Poate fi dedusă pe baza diagramei anterioare. Se va constata și în acest caz posibilitatea modularizării, dar sunt necesare trei tipuri de filtru BLU. Este adevărat că lucrează la frecvențe mai joase, deci se realizează mai ușor. A doua schimbare poate folosi pentru separare filtre trece sus.

7.3.3.3. Producerea grupelor secundare.

Odată realizate grupurile primare se formează grupurile secundare etc.

7.3.4. Folosirea tehnicii de difuziune în frecvență (FD) în comunicațiile satelitare

Comunicațiile telefonice la distanțe mari au fost asigurate prin:

- cablu de mare capacitate
- radiorelee.

Începând cu anul 1968, una sau mai multe stații intermediare în radiorelee pot fi instalate pe un satelit. Treptat aceste stații au devenit tot mai importante eliminând din competiție cablurile transoceanice. Este adevărat ca odată cu descoperirea filtrelor optice, cel puțin pe distanțe medii, cablurile au revenit. Oricum sistemul global de comunicații actual, nu poate fi imaginat fără un număr tot mai mare de stații satelitare.

În cea mai mare parte se folosesc sateliți **geostaționari** sau **geosincroni**. Cu alte cuvinte sateliții au orbite circulare în planul ecuatorului, la o înălțime astfel aleasă încât viteza de rotație să coincidă cu perioada de rotație în jurul axei pământului. Calculele au condus la o înălțime de 35,8 km (19,33 mile marine). În consecință un astfel de satelit rămâne practic fix, deasupra unui punct situat pe suprafața pământului. Plasând trei asemenea sateliți la intervale de 120° se poate acoperi (acceptabil) suprafața pământului. Excepție fac zonele polare care din fericire, sunt și slab populate. Există și sateliți care nu sunt geostaționari.

Din punctul de vedere al procesului de comunicație un satelit este un repetor neregenerativ cunoscut și sub denumirea de transponder. Prin aceasta se înțelege că satelitul preia semnalul provenit de la o stație terestră pe legătura “ascendentă” (up-link) îl amplifică, îi schimbă frecvența purtătoare și îl emite pe legătura “descendentă” (down-link) către o altă stație terestră.

Cei mai cunoscuți sateliți comerciali lucrează în banda C ($4 \div 6$ GHz). În acest caz legătura “ascendentă” este purtătoarea în jos de 6 GHz iar legătura “descendentă” în jur de 4 GHz.

Prin convenție, banda alocată este de 500 MHz, și se divide la 12 transpondere fiecare folosind o bandă de 36 MHz. Printre cele mai cunoscute sisteme se numără seria Intelsat. Primele generații (I-IV) au folosit tehnica de diviziune în frecvență

pentru realizarea accesului multiplu al utilizatorilor care în acest caz sunt stațiile terestre.

Pentru transmisiune fiecare utilizator (stație terestră) folosește sistemul de diviziune în frecvență pentru a combina un număr oarecare de căi telefonice formând un semnal multiplu (FDM). Acest semnal modulează în frecvență o purtătoare RF în banda de 6 GHz, alta pentru fiecare stație. În acest mod stația accesează tot prin diviziune în frecvență (FDMA) satelitul. Deci schema folosită poate fi sintetizată FDM-FM-FDMA. Avantajul esențial al procedurii constă în simplitatea sa. Stațiile terestre lucrează independent fără a fi necesară acea sincronizare, care este necesară în alte sisteme (de exemplu în sistemele TDMA).

7.4. Sisteme de acces multiplu cu diviziunea de timp – TD

7.4.1. Principiul de realizare

Dimensiunea timp a resursei este împărțită în cadre sau perioade de durată T . Perioada T este determinată prin analiza semnalelor celor mai lente ce urmează a fi transmise. Este de fapt perioada de eșantionare a acestora. Fiecare cadru este împărțit în M ferestre (sloturi) fiecare fereastră având o zonă activă și una de gardă.

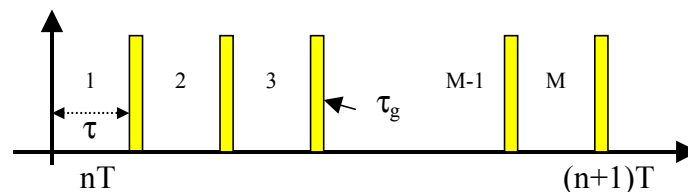


Figura 7.4.1. Multiplexarea prin diviziune în timp.

Spațiul de gardă evită diafoniile care pot să apară între căi în cazul unor eventuale desincronizări. Schema bloc dată în figura 7.4.2 corespunde celei mai simple soluții prin care se poate crea un semnal multiplex pe baza diviziunii în timp. La multiplexare sistemul de control alocă fiecărei surse o fereastră care se repetă în toate perioadele (cadrele) cu durata T . Cu datele culese în acest interval se constituie semnalul ce se va transmite și care are structura dată în figura 7.4.3.

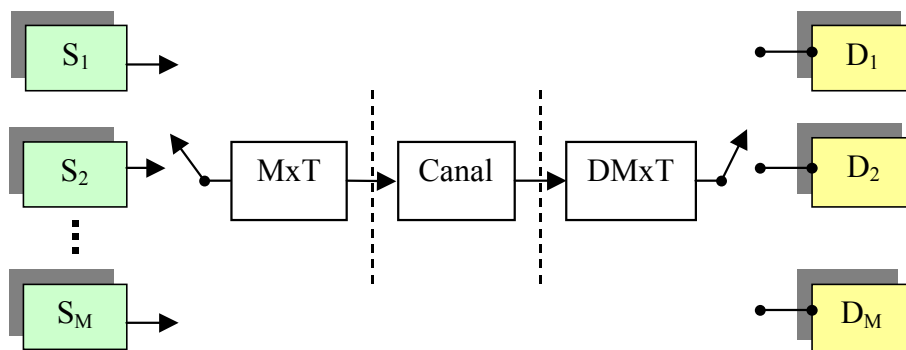


Figura 7.4.2. Realizarea diviziunii în timp.

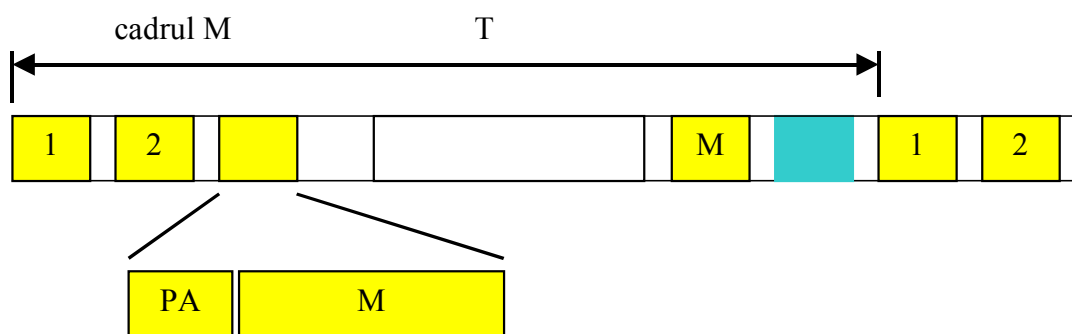


Figura 7.4.3. Structura datelor transmise în sistemele TD.

Mesajul se transmite împreună cu un preambul care conține date de adresare, sincronizare, biți de control etc. De remarcat că, de regulă, se lasă un spațiu de gardă și la nivelul cadrelor.

Să mai remarcăm că mesajul poate fi un eșantion extras pe o cale telefonică sau poate fi o secvență de date corespunzătoare unei surse mai complexe, de exemplu o stație terestră.

7.4.2. Varianta de alocare a ferestrelor

Există două variante prin care unui utilizator i se alocă (atribuie) o fereastră temporală în care să transmită date:

- alocare fixă
- alocare dinamică, la cerere.

În cazul alocării fixe o sursă are alocată o fereastră permanentă, fie că are sau nu ceva de transmis. Structura cadrelor, din punctul de vedere al surselor, se repetă. Aceasta este varianta cea mai simplă dar cum vom vedea mai departe este și eficientă numai în cazuri particulare. De exemplu dacă traficul este uniform distribuit se poate sesiza că resursa este folosită în mod corespunzător, fără a risipi capacitatea de transmisiune. Dacă însă traficul este sporadic, în impulsuri vor rămâne foarte multe ferestre neocupate, iar numărul lor va crește cu timpul de lucru.

Pentru concretizare se consideră 4 surse care folosesc în comun un canal de comunicație. Informațiile de transmis de către fiecare sursă sunt grupate în pachete notate cu P_{jk} (j -suma, k -intervalul) așa cum se observă în figura 7.4.4.

Se remarcă faptul că un număr de 9 ferestre au rămas neutilizate. Raportând la cele 16 disponibile, rezultă o folosire sub 50% a capacității de transmisiune. O soluție pentru a exista această pierdere constă în folosirea unor tehnici specifice care cu prețul unei oarecare întârzieri mărește eficiența.

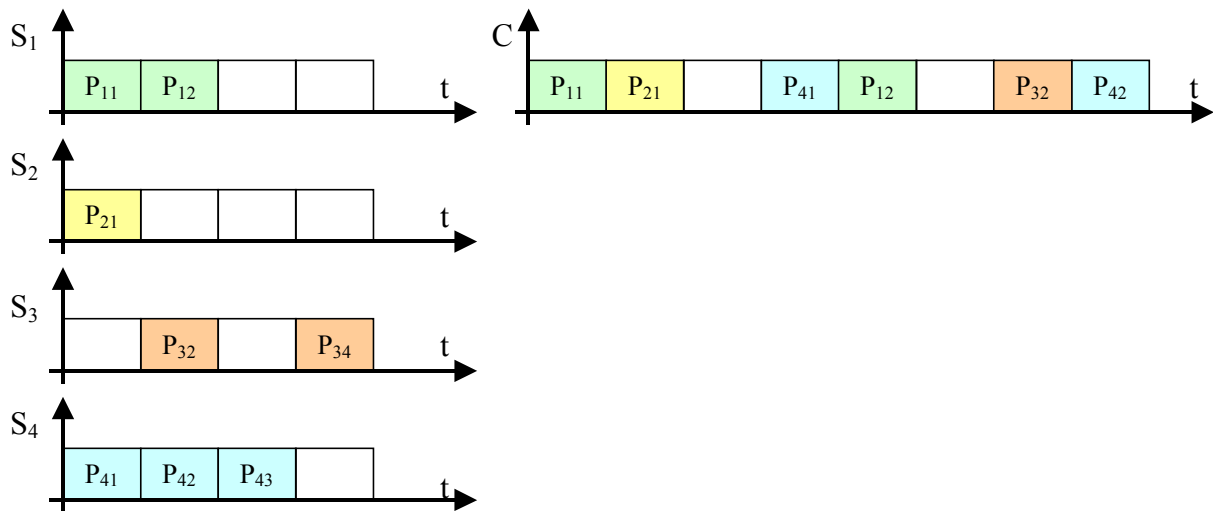


Figura 7.4.4. Alocarea fixă a canalelor temporale.

În cazul multiplexoarelor tehnicile menționate sunt cunoscute sub denumirea de multiplexare statistică, concentrarea de date sau comutare de pachete. În cazul accesului multiplu este vorba de **alocare la cerere** sau **dinamică** a canalelor. Efectul este ilustrat în figura 7.4.5 unde se observă cum pachetele de date folosesc toate ferestrele putând introduce și alte surse în spațiul disponibil sau putând folosi o resursă cu o capacitate mai mică.

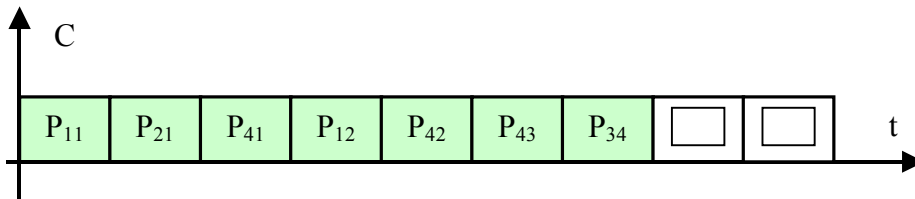


Figura 7.4.5. Alocarea dinamică a canalelor temporale.

7.4.3. Eficiența alocării la cerere

Se poate arăta că dacă traficul este periodic eficiența alocării la cerere a canalelor poate conduce la o creștere semnificativă a folosirii resursei. Se consideră cazul a N surse independente identice. Dacă fiecare are nevoie în ansamblu transmisiunii de o rată de transmisiune R_m , iar transmisiunile sunt independente, este clar că la dimensionarea sistemului trebuie să se considere cazul când toate sursele transmit simultan (vezi figura 7.4.6):

$$R_f = \sum_{m=1}^M R_m \cdot \quad (7.4.1)$$

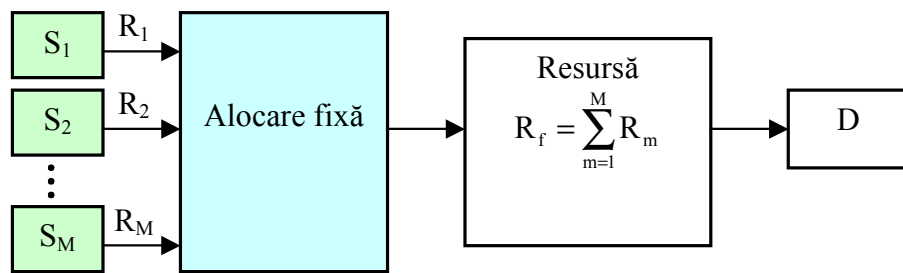


Figura 7.4.6. Schema de alocarea fixă.

Dacă alocarea se face la cerere și se acceptă o întârziere oarecare se poate considera că fiecare sursă lucrează cu o rată medie, deci că rata totală necesară este:

$$R_d = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M R_m. \quad (7.4.2)$$

Rezultatele obținute, sintetizate în figura 7.4.7 arată o creștere a eficienței de circa M ori. Aceasta este adevărat în anumite limite determinate de caracteristicile statistice ale surselor de informație. Oricum este evident că pentru trafic în impulsuri pe această cale se poate folosi o resursă cu capacitate mult mai mică.

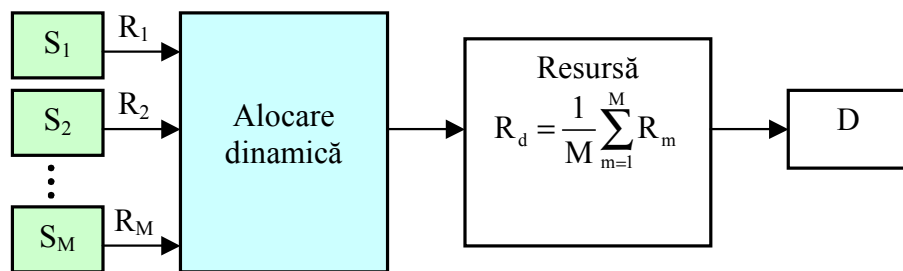


Figura 7.4.7. Schema de alocarea dinamică.

7.4.4. Utilizarea diviziunii în timp pentru accesul multiplu în comunicațiile prin sateliți

Considerând (din nou) seria INTELSAT, se va constata că acest procedeu apare pentru prima dată la generația IV pentru transmiterea realizată pe canalul de serviciu, pe care se lansau cererile de alocare de canale radio. La generațiile următoare diviziunea în timp se folosește și pentru transmisiunea de bază. Introducerea mai târzie se explică prin necesitatea folosirii unei tehnologii adecvate astfel încât sistemele să fie competitive cu cele care folosesc diviziunea în frecvență și care nu necesită sincronizare.

Modul de lucru al rețelelor de comunicație prin satelit cu acces multiplu cu diviziune în timp (TDMA) este ilustrat în figura 7.4.8.

O stație terestră oarecare formează un semnal complex combinând un număr oarecare de căi telefonice, eventual tot cu diviziune în timp. Datele astfel obținute sunt grupate într-un pachet și sunt transmise spre satelit prin modularea unei

purtătoare RF în fereastra alocată în acest scop. Satelitul retransmite pachetele cu o altă purtătoare și le transmite, pe toate, către stațiile terestre. Acestea extrag mesajele ce le sunt adresate și le direcționează către utilizatorii corespunzători.

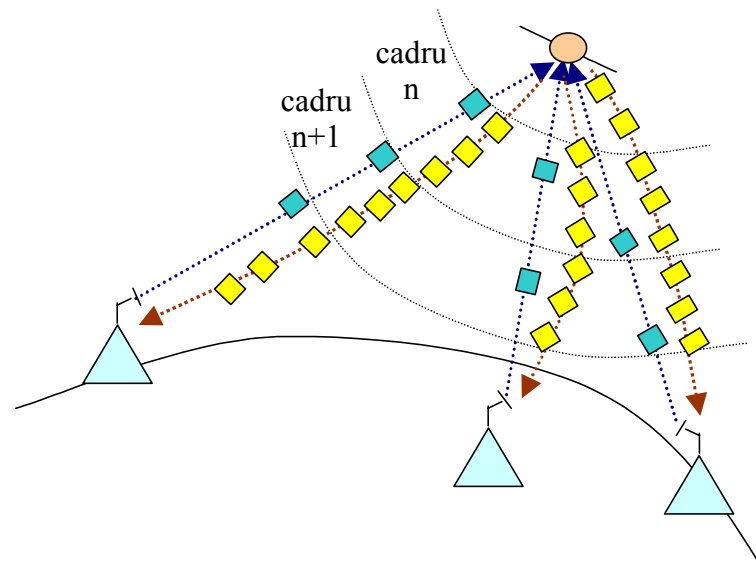


Figura 7.4.8. Accesul TDMA în comunicațiile prin satelit.

7.5. Analiza comparativă a performanțelor realizate de tehnicile FDMA și TDMA

În cursul acestei analize se vor avea în vedere doi parametri:

- rata de transmitere necesară;
- întârzierea medie a mesajelor.

Pentru a concretiza vor fi luate în considerație o resursă de comunicație capabilă să suporte o rată de transmisiune de R biți/secundă. Resursa trebuie să fie utilizată de M surse de informație ($S_i, i = \overline{1, M}$) fiecare generând pachete de câte b biți cu perioada T . Datele generate de surse sunt introduse în bufer (registre tampon) unde așteaptă momentul transmiterii. În varianta FDMA situația poate fi reprezentată schematic ca în figura 7.5.1.

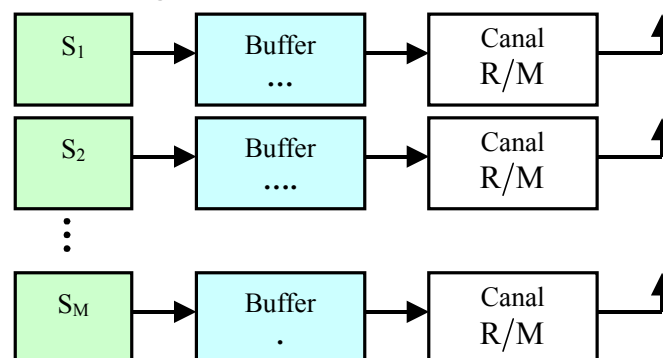


Figura 7.5.1. Accesul FDMA la o resursă de comunicație.

Când canalul este liber, și în acest caz, la o proiectare corectă este practic, tot timpul liber datele se vor transmite cu viteza R/M . Canalul este permanent liber deoarece fiecare sursă de date are alocat tot timpul un canal radio de comunicație de bandă B/M proiectat pentru a prelua traficul de date.

În cazul sistemelor TDMA reprezentate schematic în figura 7.5.2, datele de la cele M surse sunt disponibile simultan iar transmisia are loc în fereastra (T/M) alocată.

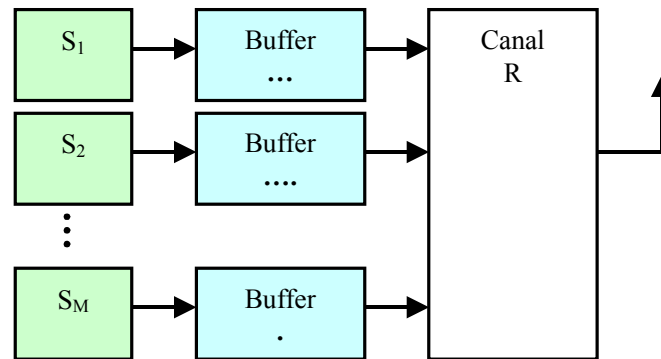


Figura 7.5.2. Accesul TDMA la o resursă de comunicație.

7.5.1. Rata de transmitere necesară

Se poate arăta că rata de transmitere necesară pentru a putea prelua informația de la cele M surse este aceeași, indiferent dacă diviziunea se realizează în timp sau în frecvență.

Într-adevăr, dacă se lucrează cu diviziune în frecvență, canalul de comunicație cu capacitatea R/M trebuie să poată transmite b biți în T secunde. Deci:

$$\frac{R}{M} = \frac{b}{T}, \text{ deci } R = \frac{M \cdot b}{T} \text{ biți/secunda.} \quad (7.5.1)$$

Dacă se lucrează cu diviziune în timp, atunci canalul integral (cu capacitatea R) trebuie să poată transmite b biți în T/M secunde. Rezultă:

$$R = \frac{b}{\frac{T}{M}} = \frac{M \cdot b}{T} \text{ biți/secunda.} \quad (7.5.2)$$

7.5.2. Întârzierea medie a mesajelor

Din acest punct de vedere se poate arăta că sistemele TDMA introduc o întârziere medie mai mică decât sistemele FDMA.

Pentru a arăta acest lucru se va defini întârzierea mesajului ca fiind:

$$D = t_a + t_t \text{ secunde,} \quad (7.5.3)$$

unde t_a este timpul de așteptare al unui pachet înaintea transmisiei, iar t_t durata în care se transmite pachetul.

Pentru sistemele FDMA, pachetul începe să fie transmis imediat ce s-a constituit sursa, având la dispoziție tot timpul canalul de bandă B/M . Deci $t_a = 0$. La o proiectare optimă durata de transmitere este T . Deci mesajul (pachetul) este disponibil la sfârșitul perioadei T . Ca urmare:

$$t_a = 0, \quad t_t = T; \quad (7.5.4)$$

$$D_{\text{FDMA}} = T \text{ secunde}$$

Pentru sistemele TDMA, pachetul de date generat de o sursă oarecare are la dispoziție, pentru transmitere toată banda canalului dar numai un interval T/M . Deci ca și mai sus rezultă că durata de transmisie la proiectare optimă este:

$$t_t = \frac{T}{M} \text{ secunde.} \quad (7.5.5)$$

În vederea evaluării duratei de așteptare vom considera, ca și în cazul precedent, că toate mesajele sunt disponibile la începutul perioadei T . Fiecare pachet așteaptă până la începutul segmentului care-i este rezervat (vezi figura 7.5.3).

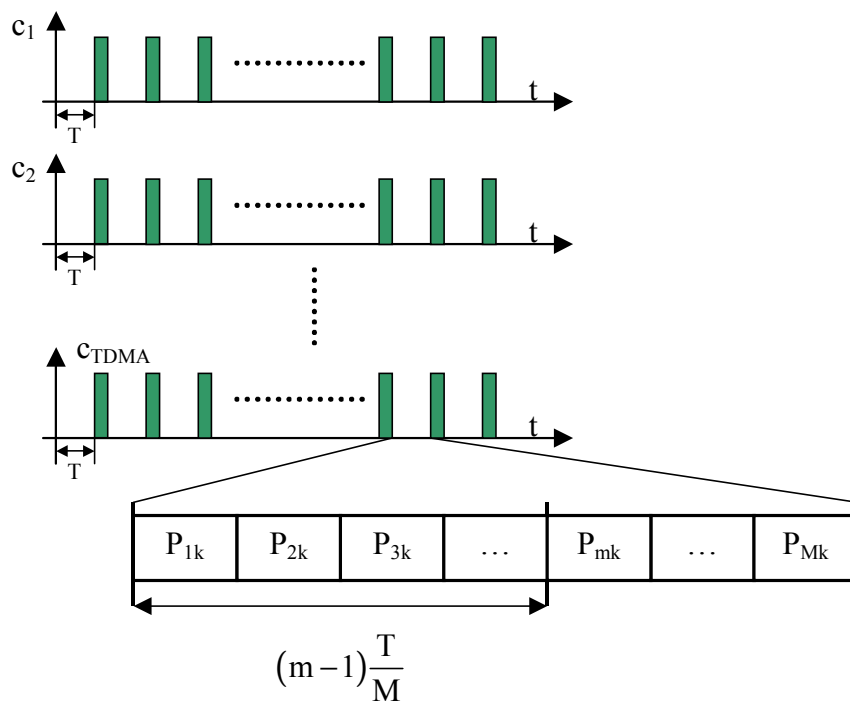


Figura 7.5.3. Transmiterea mesajelor în sistemul TDMA.

Deci intervalul de așteptare variază de la 0 la $(M-1)\frac{T}{M}$, valoarea sa medie fiind $\frac{(M-1)T}{2M}$.
 Se obține:

$$\begin{aligned}
 D_{\text{TDMA}} &= \frac{T}{M} + \frac{T}{2} - \frac{T}{2M} = \frac{T}{2} \left(1 + \frac{1}{M} \right) = D_{\text{FDMA}} - \frac{T}{2} + \frac{T}{2M} = \\
 &= D_{\text{FDMA}} - \frac{T}{2} \left(-\frac{1}{M} + 1 \right) = D_{\text{FDMA}} - \frac{T}{2M} (M-1)
 \end{aligned}
 \tag{7.5.6}$$

Evident:

$$D_{\text{TDMA}} = T - \frac{T}{2M} (M-1) < D_{\text{FDMA}} = T.
 \tag{7.5.7}$$

Deci dacă din punctul de vedere al capacității necesare pentru transmiterea informației cele două sisteme sunt echivalente, din punctul de vedere al întârzierii mesajelor, sistemele TDMA sunt superioare.

7.6. Sistemele CDMA

În sistemele FDMA, planul resursei a fost divizat în domeniul frecvență, în timp ce în sistemele TDMA divizarea se face în domeniul timp.

Se poate imagina o variantă combinată TDMA-FDMA la care divizarea se face în ambele domenii rezultând benzi de frecvență alocate pentru un interval de timp. Noua variantă pleacă de la aceasta din urmă, dar în diverse intervale de timp un utilizator va folosi diverse benzi de frecvență după cum este ilustrat în figura 7.6.1.

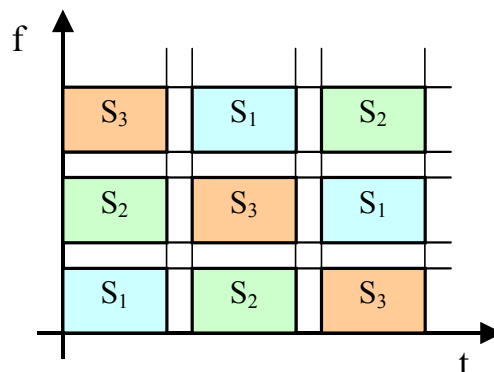


Figura 7.6.1. Diviziunea mixtă timp-frecvență în sistemele CDMA.

Aceasta se poate realiza folosind o variantă a intervalelor de **comunicații cu spectru împrăștiat**. Despre aceste sisteme noi se va discuta mai amănunțit într-un capitol următor. În cele ce urmează se vor aminti câteva aspecte principiale. Primul aspect se referă la aceea că există două variante mai importante care pot fi utilizate pentru a realiza pentru a realiza **accesul multiplu**:

- **sisteme de comunicație cu secvență directă;**
- **sisteme de comunicație cu salt de frecvență.**

Pentru a ilustra metoda se va descrie varianta de comunicație cu salt de frecvență. Aceasta poate fi înțeleasă prin extensia directă a procedurii menționat anterior. Dacă intervalele alese sunt scurte, se constată că semnalul s_1 care ar

necesita pentru transmisie un singur canal în frecvență în timp mai îndelungat, folosește în intervale succesive benzi diferite deci, de fapt, toată banda sistemului. Pe de altă parte sursele sunt multe, fiecare emite cu putere mică, deci contribuția fiecăreia la deteriorarea raportului semnal zgomot va fi mică astfel încât se ajunge la concluzia că nu este necesară sincronizarea între transmisiuni. Pentru a genera un anumit semnal se folosește schema bloc prezentată în figura 7.6.2.

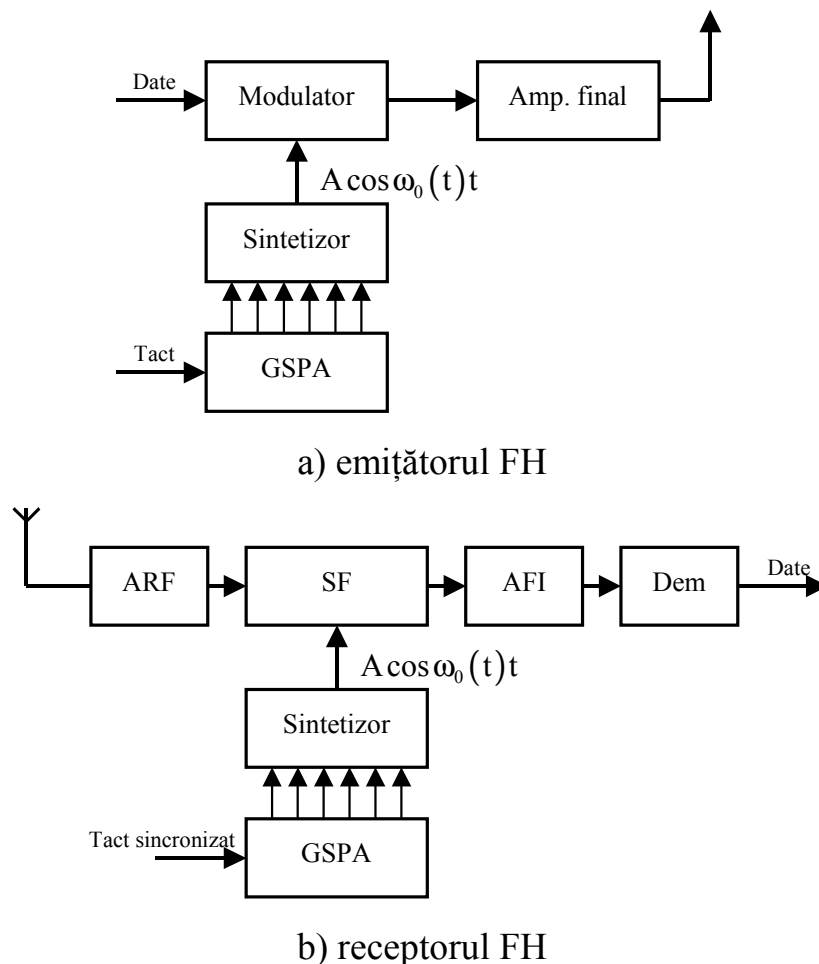


Figura 7.6.2. Structura unui sistem de comunicație CDMA cu salt în frecvență FH.

Tactul este dat de durata segmentului temporal. În fiecare segment codul generat este altul, deci frecvența generată, modulată și transmisă este alta. De aici denumirea **sistem de comunicație cu salt de frecvență**. Evident, dacă datele folosesc tot modulația în frecvență (FSK), atunci codul și datele se pot combina și se poate realiza modulația într-o singură etapă.

Problema este de ce un asemenea sistem prezintă interes. Răspunsul stă în **avantajele** sale bine cunoscute dintre care menționăm:

1. **Secretul comunicației:** codul folosit la sinteza purtătoarei este cunoscut doar de utilizatorii autorizați. Varietatea codurilor este foarte mare, astfel încât dacă nu este cunoscut este greu de descoperit.
2. **Efectul fadingului este diminuat.** Canale radio sunt afectate de fading; unii

utilizatori pot beneficia de canale cu calitate redusă, din punctul de vedere al propagării. Folosind un astfel de sistem această deficiență se mediază. Evident se poate impune un prag din punct de vedere calitativ.

3. **Rezistența la bruiaj.**
4. **Flexibilitatea.** Nu este necesară o sincronizare între partenerii care folosesc în comun resursa de comunicație. Separarea între canale este asigurată de cod; oricând se pot adăuga noi utilizatori fără modificări de arhitectură.

7.7. Diviziunea în spațiu și în polarizare

Diviziunea în spațiu și / sau polarizare este mai puțin utilizată. Intelsat IV A folosește o astfel de tehnică pentru a acoperi America de Nord și Africa.

7.8. Algoritm de acces multiplu ALOHA

7.8.1. Aspecte generale

ALOHA este un algoritm de acces aleator la un satelit de telecomunicații. A devenit operațional în anul 1971 la Universitatea din Hawaii și era utilizat pentru a interconecta cele câteva sisteme de calcul ale universității prin intermediul unui satelit de telecomunicații. Ulterior a stat la baza multor altor algoritmi de acces multiplu. Algoritmul prezintă trei variante:

- Aloha pur (P-ALOHA)
- Aloha cu segmente de timp (S-ALOHA)
- Aloha cu rezervare (R-ALOHA)

7.8.2. Analiza algoritmului P-ALOHA

Această metodă este extrem de simplă și constă în următoarele patru moduri de lucru:

1. **Modul transmisiune**, un utilizator oarecare transmite un pachet de date prelucrat cu un cod detector de erori atunci când dorește acest lucru. El nu este interesat de activitatea celorlalți utilizatori în această fază.
2. **Modul recepție**; după transmisiune, utilizatorul trece pe recepție așteptând o confirmare de la partener (ACK). Dacă transmisiunea s-a suprapus total sau parțial cu transmisiunea altui utilizator se spune că a apărut o **coliziune**. Atunci partenerul detectează un mesaj cu erori și transmite o confirmare negativă (NACK).
3. **Modul retransmitere**; după recepționarea unei confirmări negative, mesajul este retransmis. Dacă retransmiterea are loc imediat va rezulta o nouă coliziune. Pentru a evita acest fenomen fiecare utilizator realizează retransmiterea mesajului rejectat după un interval aleator.

4. **Modul expirare a timpului de confirmare;** după transmiterea unui pachet utilizatorul așteaptă mesajul de confirmare (pozitivă sau negativă). Dacă acest mesaj nu sosește într-un interval de timp specificat transmiterea pachetului se reia.

În protocolul ALOHA se consideră că un pachet de date are lungime fixă egală cu b biți, Pentru a evalua eficiența protocolului vom defini o serie de parametri statistici:

- rata de transmitere a pachetelor acceptate: λ ;
- rata de transmisie a pachetelor rejectate: λ_r ;
- rata de transmisie totală: λ_t .

Este evident că:

$$\lambda_t = \lambda_r + \lambda. \quad (7.8.1)$$

Pe această bază se poate defini debitul informației transmise ca fiind:

$$\rho = b\lambda \text{ biti/secunda}, \quad (7.8.2)$$

respectiv traficul total de informație:

$$G = b\lambda_t \text{ biti/secunda}. \quad (7.8.3)$$

Deoarece acești parametri nu spun prea mult despre eficiență se introduce o normare cu referire la capacitatea canalului R . În acest mod se definește debitul normat:

$$\rho = \frac{b}{R}\lambda, \text{ cu } 0 \leq \rho \leq 1, \quad (7.8.4)$$

și traficul total normat:

$$G = \frac{b}{R}\lambda_t, \text{ cu } 0 \leq G \leq \infty. \quad (7.8.5)$$

Dacă ținem cont că timpul necesar pentru transmiterea unui pachet este:

$$\tau = \frac{b}{R} \text{ secunde}, \quad (7.8.6)$$

debitul informației transmise cu succes și traficul total devin:

$$\begin{aligned} \rho &= \lambda\tau \\ G &= \lambda_t\tau \end{aligned} \quad (7.8.7)$$

Eficiența cu care un protocol oarecare folosește canalul de comunicație poate fi evaluată prin analiza procentului reprezentat de debitul informației transmisă cu succes din capacitatea acesteia. Acest procent poate fi determinat cunoscând probabilitatea ca un pachet să fie transmis cu succes.

Un pachet este eronat dacă intră în coliziune cu un alt pachet. Aceasta se întâmplă dacă un alt pachet începe să fie transmis într-un interval mai scurt cu τ în fața primului bit al pachetului de referință sau pe durata τ de transmitere a acestuia. Cu alte cuvinte nu apare o coliziune dacă un interval cu durata 2τ secunde în jurul începerii pachetului util nu conține începutul unui alt pachet.

Pentru a evalua probabilitatea de a se realiza acest eveniment trebuie

cunoscută statistica transmiterii pachetelor în sistemul analizat. Dacă un număr oarecare de utilizatori transmit independent și sporadic pachete de date procesul rezultat poate fi modelat cu un proces Poisson. În acest caz probabilitatea ca într-un interval de θ secunde să se transmită k pachete este dată de :

$$P(k) = \frac{(\lambda_t \theta)^k}{k!} e^{-\lambda_t \theta}, \text{ cu } k \geq 0. \quad (7.8.8)$$

Probabilitatea ca un mesaj să fie transmis fără a apărea o coliziune este probabilitatea ca în intervalul $\theta = 2\tau$ să nu se mai transmită nici un alt mesaj:

$$P_0 = P(k) \Big|_{k=0} = e^{-2\lambda_t \tau} = e^{-2G}. \quad (7.8.9)$$

Pe de altă parte, P_0 este dat și de

$$P_0 = \frac{\lambda}{\lambda_t} = \frac{\rho}{G}, \quad (7.8.10)$$

deci

$$\rho = Ge^{-2G}. \quad (7.8.11)$$

Reprezentând expresia (7.8.11) în figura 7.8.1, se constată că, în cele mai favorabile condiții, se folosește doar cel mult 18 % din capacitatea canalului ($\rho = \frac{1}{2e} \approx 0.18$).

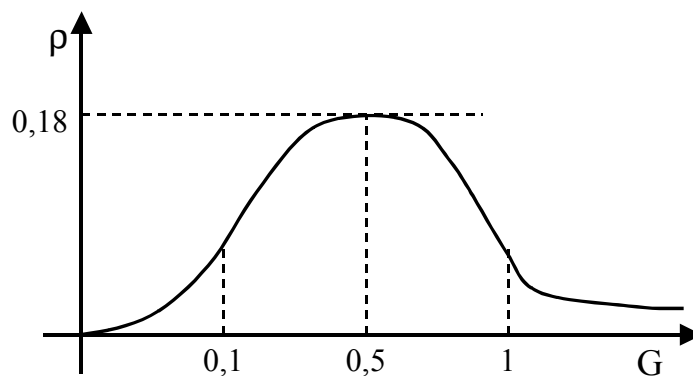


Figura 7.8.1. Expresia traficului util normat funcție de traficul total normat pentru P-ALOHA.

7.8.3. Analiza algoritmului S-ALOHA

Așadar algoritmul P-ALOHA este extrem de simplu, dar și foarte puțin eficient. Un câștig considerabil se poate obține dacă se acceptă o oarecare ordonare în procesul de comunicație. Algoritmul S-ALOHA păstrează toate caracteristicile algoritmului P-ALOHA, dar impune ca transmisiunea să se facă numai în niște segmente temporale create prin transmiterea unor impulsuri de sincronizare către utilizatori. La limită se poate considera că durata acestor ferestre este τ și că emisia trebuie să înceapă imediat după pornirea impulsului de sincronizare. De asemenea intervalul aleator evaluat pentru reluarea transmisiilor pachetelor va fi un număr întreg de ferestre (intervale cu durata τ). O reprezentare a desfășurării comunicației

luând două referințe timpul resursei și timpul utilizatorului este dată în figura 7.8.2.

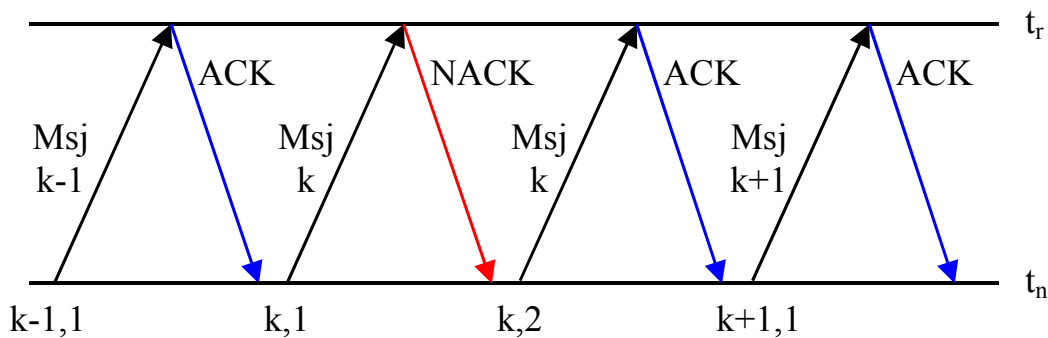


Figura 7.8.2. Comunicația în sistemul S-ALOHA.

Având în vedere restricțiile introduse, o coliziune poate apare numai dacă două stații emit în același interval. Deci:

$$P_0 = \frac{\rho}{G} = e^{-\lambda_i \tau} = e^{-G} \quad (7.8.12)$$

$$\rho = Ge^{-G}, \text{ cu } G_{\max} = 1, \rho = 0,37$$

Reprezentarea grafică dată în figura 7.8.3 evidențiază o creștere a eficienței de două ori.

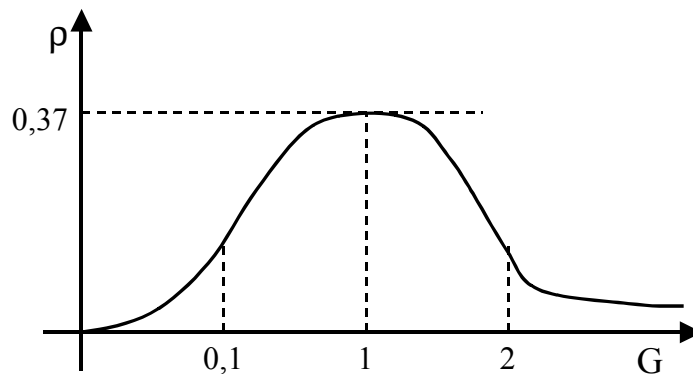


Figura 7.8.3. Expresia traficului util normal funcție de traficul total normal pentru S-ALOHA.

7.8.4. Algoritm de acces multiplu R-ALOHA

În această variantă se impune mai multă ordine în operațiunea de acces; se menține împărțirea în intervale de timp, dar stațiile nu emit decât după ce realizează o așa numită rezervare. În acest scop alături de intervalele normale ce vor fi folosite pentru trafic sunt create și intervale mai scurte folosite pentru lansarea cererilor de rezervare. Într-un interval de rezervare terminalul comunică resursei (controlerului) dorința de a transmite date. Aceasta îi alocă un număr de segmente de trafic.

Pentru o funcționare optimă sistemele ALOHA-R prezintă două moduri de

lucru:

- a. **modul nerezervat**;
- b. **modul rezervat**.

Cele două moduri diferă prin împărțirea timpului disponibil.

- a. În **modul nerezervat** timpul este împărțit numai în intervale de rezervare (scurte, conform figurii 7.8.4). Lungimea acestor intervale este determinată astfel încât să permită transmiterea mesajelor de rezervare de către utilizatori și a mesajelor de alocare a intervalelor de trafic de către controler. Acest mod de lucru există la pornire și atunci când nici un utilizator nu transmite.
- b. **Modul rezervat** se stabilește după ce a fost acceptată o cerere de rezervare. În acest mod timpul resursei este împărțit în M segmente de trafic și un segment subdivizat într-un număr corespunzător de segmente de rezervare (vezi figura 7.8.4).

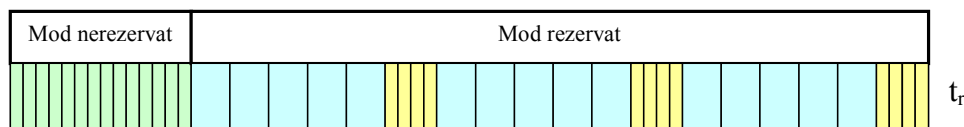


Figura 7.8.4. Segmentele temporale în sistemul R-ALOHA.

Modul cum are loc comunicația este ilustrat în figura 7.8.5.

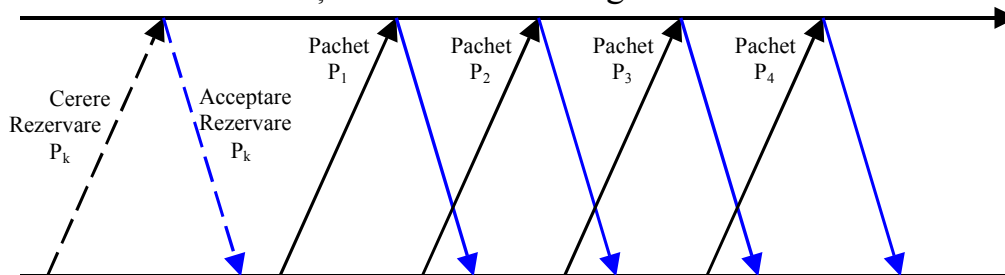


Figura 7.8.5. Comunicația în sistemul R-ALOHA.

La cererea de rezervare se răspunde cu primul interval liber. Utilizatorul poate folosi toate ferestrele libere. De regulă, la aceste sisteme se folosesc de acces multiplu distribuite astfel încât toți utilizatorii știu dacă și ce rezervări au fost făcute, deci dacă sistemul este într-o stare sau alta. De asemenea știe ce ferestre sunt libere. Pentru sincronizare resursa transmite impulsurile corespunzătoare.

7.8.5. Evaluarea performanțelor realizate

În cazul sistemului R-ALOHA probabilitatea transmiterii cu succes a unui pachet nu mai are semnificație deoarece au fost eliminate coliziunile.

În consecință pentru aprecierea performanțelor vom folosi un alt parametru, întârzierea medie a pachetelor. Evident acest parametru depinde de debitul de informație normat. Variația ideală a întârzierii este dată în figura 7.8.6.

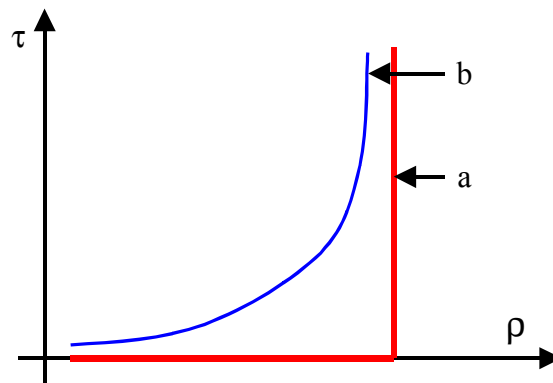


Figura 7.8.6. Întârzierea în sistemul R-ALOHA.

Se observă că dacă debitul normal este mai mic decât 1, întârzierea este nulă și crește pe măsură ce $\rho \rightarrow 1$. În sistemele reale întârzierea nu poate fi nulă și nu apare o creștere bruscă (curba b). Sistemul este cu atât mai bun, mai eficient folosit cu cât cele două diagrame se apropie una de alta. Pentru a compara sistemele ALOHA cu rezervare cu sistemul ALOHA cu ferestre trebuie remarcat că la ultimul debitul maxim realizabil este $\frac{M-1}{M}$, unde M este numărul de segmente temporale din care unul este utilizat pentru rezervare. Pentru $M=3$ debitul maxim realizabil este 0,66. Dacă se depășește acest debit din cauza retransmisiilor întârzierea tinde la ∞ .

Pentru sistemele R-ALOHA limitarea apare din cauza folosirii unei ferestre pentru rezervări:

$$\rho_{\max} = \frac{M-1}{M}$$

$$\text{ptr. } M=5, \rho_{\max} = \frac{4}{5} = 80\%$$

(7.8.13)

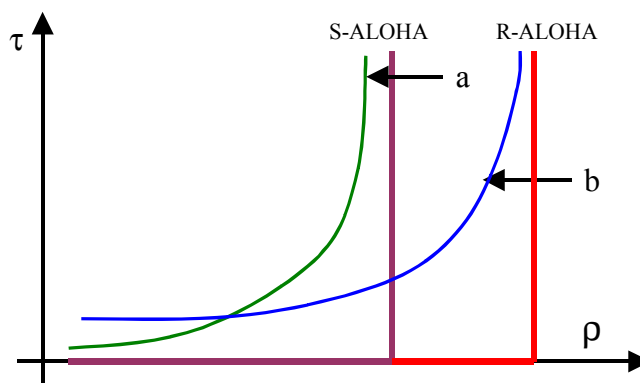


Figura 7.8.7. Întârzierea în sistemul S-ALOHA comparativ cu R-ALOHA.

Rezultă curba b din figura 7.8.7. Se va constata că la debite mici sistemul S-ALOHA este mai bun introducând întârzieri mai mici. Coliziunile sunt puține în vreme ce fereastra de rezervare conduce la o întârziere relativ constantă. Situația se

schimbă pe măsură ce $\rho \rightarrow 0.66$.

7.9. Tehnici de interogare

Atunci când populația de utilizatori crește folosirea unui sistem de comunicație cu acces aleator nu mai este recomandabilă. Se impune o ordonare a deservirii cererilor de legături de comunicație. O soluție poate consta în instalarea unui procesor care interoghează utilizatorii și când descoperă o cerere, realizează legătura solicitată.

Interogarea directă poate duce la rezultate acceptabile dacă numărul de cereri de comunicație este mare. În caz contrar trebuie găsită o soluție care să permită o eliminare rapidă a stațiilor care nu sunt active. O soluție interesantă pentru această problemă constă în așa numitul **arbore de căutare liniar**. Această tehnică constă în împărțirea succesivă a populației de utilizatori în două și reținerea pentru comunicație a unei unități până rămâne un singur solicitant. Împărțirea se poate face pe baza structurii liniare a numărului de identificare. Pentru aceasta, să considerăm o resursă care lucrează cu 8 stații, identificate după coduri de la 000 la 111, dintre care trei (001, 100 și 110) solicită legătura de comunicație. Acțiunea de interogare în arbore liniar se desfășoară după cum urmează:

1. controlerul cere stațiilor care vor să emită să transmită cel mai semnificativ bit al sistemului de ordine.
2. dacă controlerul a primit atât biți "1", cât și biți "0", își va alege un criteriu oarecare de deservire (de exemplu nivelul semnalului); spre exemplu, va alege servirea pe celor cu cel mai semnificativ bit "1", celelalte stații având "0" trecând în așteptare.
3. cere stațiilor rămase să transmită bitul 2.
4. selectează din nou grupul având de exemplu bitul "1", celelalte stații intrând în așteptare.
5. se continuă operația până când rămâne o singură stație, aceasta fiind cea care va emite. După terminarea transmisiei, se reia procedura până sunt deservite toate solicitările.

Un calcul simplu arată că la interogarea directă timpul necesar este:

$$T_{nd} = M \cdot \tau \quad (7.9.1)$$

unde τ este timpul de interogare pentru o stație. În cazul arborelui liniar o trecere necesită $\log_2 M$ interogări. Dacă sunt M' solicitări, rezultă

$$T_{nb}^0 = (M' \cdot \log_2 M) \tau. \quad (7.9.2)$$

De aici se poate deduce valoarea limită a lui M' sub care arborele liniar este mai eficient:

$$M' \log_2 M \leq M, \quad (7.9.3)$$

de unde

$$M'_{\max} = \frac{M}{\log_2 M} \quad (7.9.4)$$

De exemplu, pentru $M = 4096$, rezultă $M'_{\max} = \frac{4096}{12} \approx 341$, deci pentru un număr de stații care solicită legătura de comunicație $M' < 341$ este convenabilă căutarea în arbore liniar. Dacă $M' \geq 342$, este convenabilă căutarea prin interogare directă.

7.10. Tehnici de acces multiplu folosite în sistemul de comunicație Intelsat

7.10.1 Intelsat I

Era comunicațiilor prin satelit a fost deschisă în 1965 prin lansarea satelitului geostaționar Bird. Acest satelit era echipat cu un transponder cu acces multiplu prin diviziune în frecvență. Amplificatorul final al emițătorului era realizat cu un tub cu undă progresivă (TWT) care prezintă două regimuri de lucru:

- a. în limitare
- b. liniar.

a) Atunci când lucrează în **regim de limitare** puterea amplificatorului este mai mare dar dacă semnalul de intrare are mai multe componente la ieșire pe lângă semnalul util rezultă și o serie de produse de intermodulație. Existența acestor produse are două efecte:

- se consumă o parte din putere.
- pot să existe în banda de lucru a altor sisteme de comunicație perturbându-le.

b) În **regim de lucru liniar** scade puterea la ieșire, dar ponderea produselor de intermodulație devine neglijabilă.

În cazul sistemului Intelsat I receptoarele stațiilor de sol nu erau foarte sensibile, deci s-a considerat necesar ca emițătorul de pe satelit să limiteze puterea maximă disponibilă, deci să lucreze în regim de limitare. Pentru a evita produsele de intermodulație s-a decis ca numai două stații terestre să acceseze satelitul simultan: una din America și una din Europa. Cum în Europa erau trei stații (figura 7.10.1): Franța, Anglia, Germania, acestea au fost interconectate prin cable terestre și comunicația era asigurată de o singură stație (în fiecare lună alta). După demultiplexare această stație distribuia traficul către celelalte două.

Acest satelit putea să preia 240 de căi telefonice, ceea ce reprezintă puțin față de posibilitățile actuale; în anul 1965, însă, această era o capacitate mai mare decât cea asigurată de cablul transoceanic instalat cu cca. 10 ani în urmă.

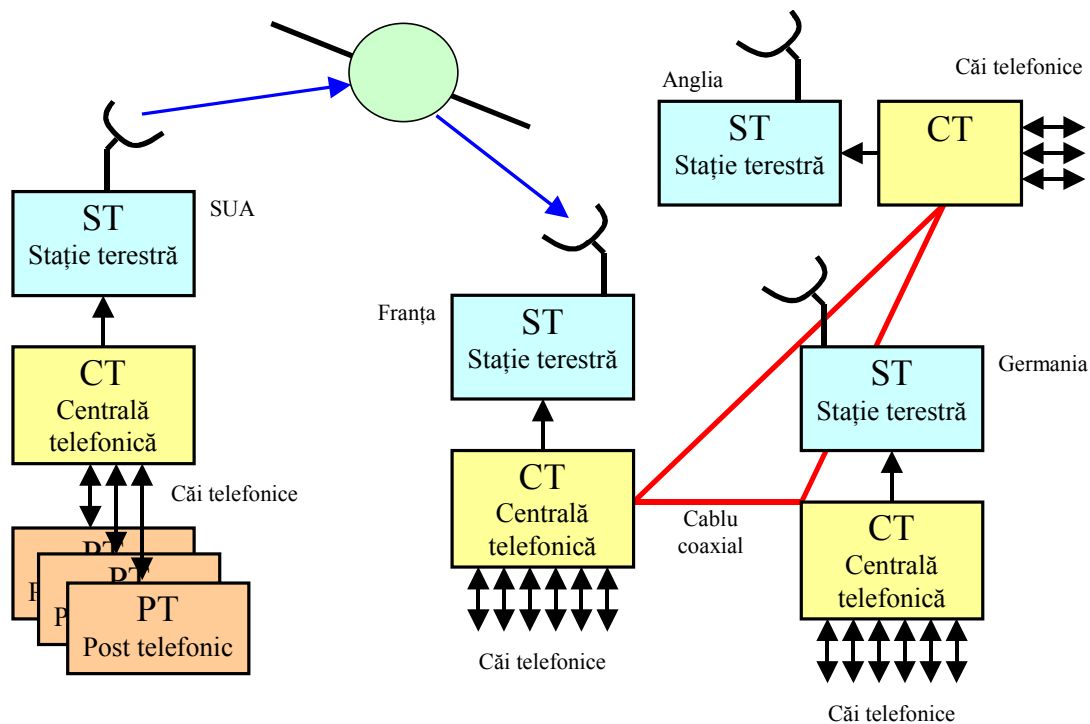


Figura 7.10.1. Comunicația în Intelsat I.

7.10.2. Intelsat II și III

7.10.2.1. Funcționarea

Crescând performanțele receptoarelor din stațiile terestre, în etapele următoare s-a decis că amplificatorul de putere de pe satelit să folosească un tub cu undă progresivă lucrând în regim liniar. În acest mod s-a putut accepta accesul simultan al mai multor stații terestre.

În aceste condiții satelitul prelucrează simultan mai multe purtătoare modulate în frecvență (FM). Semnalele modulate se obțin prin multiplexarea cu diviziune în frecvență (FDM) a unor semnale oarecare de căi telefonice. Modul de lucru obținut a fost impus sub denumirea de sistem de acces multiplu FDM-FM multiderivație cu preasigurare sau, mai târziu, sistem de acces multiplu cu mai multe canale pe o purtătoare RF (MCPC – multichannel per carrier). Specificul acestui sistem de acces pun în evidență prin aceea că purtătoarea MF este modulată cu un semnal multiplex format dintr-un grup secundar (60 căi telefonice). Fiecare din cele 5 grupuri primare care formează grupul secundar este preasignat să poarte căi telefonice având ca destinație una dintre stațiile terestre (țările) corespondente.

7.10.2.2. Aspecte specifice modului de lucru MCPC

Pentru a se putea coopera modul în care poate fi realizat accesul multiplu în această variantă a fost standardizat. S-a pornit de la faptul că transponderul dispune

de o bandă de 36 MHz care este împărțită prin diviziune în frecvență de un număr oarecare de căi telefonice.

S-a constatat că numărul de căi telefonice transmise este puternic dependent de numărul de purtătoare crește numărul de căi telefonice scade așa cum reiese și din tabelul 7.10.1. O primă explicație a acestui efect constă în necesitatea lăsării unor benzi de rezervă. Numărul acestora, deci banda acoperită, crește dacă sunt mai multe purtătoare.

Tabelul 7.10.1. Capacitatea sistemelor Intelsat II-III.

Număr de purtătoare pe transponder	Banda unei purtătoare (MHz)	Număr de căi telefonice pe purtătoare	Număr total de căi telefonice pe transponder
1	36	900	900
4	3x10; 1x5	132; 60	456
7	85	60	420
14	2,5	24	336

Așadar cea mai convenabilă situație este atunci când transponderul realizează legătura între două stații terestre mari cu câte 800 de căi telefonice. S-ar pune întrebarea de ce nu se folosește întotdeauna această variantă. Răspunsul este evident și se referă la faptul că nu totdeauna o stație are suficient trafic pentru a ocupa toate cele 900 de căi telefonice. În acest caz trebuie prevăzute și stații mai mici, deci folosirea transponderului de mai multe purtătoare.

În această variantă puterea disponibilă va fi mai mică deoarece, pentru evitarea produselor de intermodulație este necesar să se lucreze în regim liniar. S-ar putea să nu ajungă puterea pentru câte stații ar trebui preluate.

Din acest punct de vedere se constată că se mai poate realiza o clasificare a regimurilor de lucru pentru un transponder:

- regim de bandă limitată;
- regim de putere limitată.

Pentru a preciza acest aspect să presupunem că un transponder cu banda de 36 MHz și putere disponibilă de 25 W trebuie să deservească un număr de 7 stații cu benzi de câte 5 MHz și care reclamă puteri de câte 5W. Evident, deși rămâne bandă disponibilă nu vor putea fi preluate decât 5 purtătoare. Se spune că se lucrează în **regim de putere limitată**. Dacă în schimb trebuie preluate 4 stații de câte 10 MHz și putere tot de 5W nu se pot prelua decât 3 cu toate că puterea disponibilă rămâne. Limitarea este impusă de bandă. Acesta este regimul de lucru cu **limitare de bandă** (vezi figura 7.10.2).

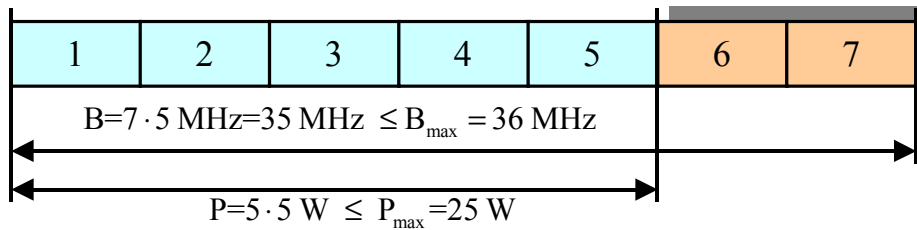
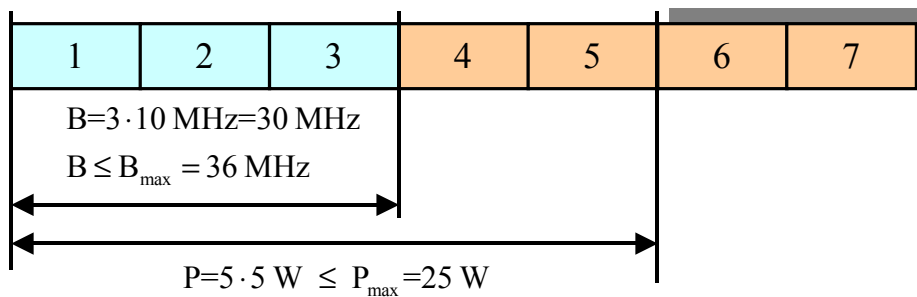
a) Limitare de putere $n=5$ b) Limitare de bandă $n=3$ 

Figura 7.10.2. Limitarea de putere și de bandă în Intelsat II și III.

7.10.3. Intelsat IV

7.10.3.1. Principii de funcționare

Tehnica FDMA cu mai multe căi pe o purtătoare și cu preasignare este eficientă dacă traficul permite ocuparea permanentă a tuturor pozițiilor. Cum acest lucru este puțin probabil, adeseori se transmit multe canale neocupate. Pentru a depăși acest neajuns trebuie concepută o metodă de asignare flexibilă prin care atunci când un canal este nefolosit să poată fi scos din funcțiune. Un asemenea procedeu care marchează un salt calitativ în comunicațiile prin sateliți cu tehnica FDMA a fost introdus odată cu generația a IV Intelsat și a fost cunoscut sub numele SPADE ('Single channel Per carrier PCM multiple Access Demand assignment Equipment').

Principalele caracteristici ale procedurii SPADE de acces multiplu sunt:

- Un canal telefonic este convertit A-D cu rata de 64 kbiți-secundă.
- Semnalul din banda de bază modulează QPSK (modulație de fază cu patru nivele sau liniară în cuadratură) o purtătoare RF.
- Fiecare canal RF ocupă o bandă de 45 kHz. Deci banda unui transponder permite eroarea a 800 canale.
- Din cele 800 de canale 6 nu sunt folosite, iar următoarele 794 permit realizarea a 397 perechi duplex.
- Purtătoarele sunt asignate către utilizatori (stații terestre) dinamic, la cerere.
- Asignarea dinamică se realizează prin intermediul unui canal de serviciu care folosește diviziunea în timp. Banda canalului de control este de 160 kHz și

permite accesul a 50 de stații; fiecare stație are fereastră cu durata de 1ms care se repetă la 50 ms.

Funcționarea sistemului poate fi descrisă după cum urmează: o stație terestră care dorește să comunice, analizează canalele libere și preia o pereche duplex. Pe canalul de control informează despre acest lucru celorlalte stații.

Dacă nu apare un conflict – ceea ce este destul de puțin probabil, selecția canalului solicitat făcându-se aleator – din momentul în care canalul este alocat începe comunicația; canalul este eliberat la sfârșitul convorbirii, evenimentul fiind comunicat celorlalte stații tot pe canalul de control.

Dacă două stații solicită același canal simultan primesc amândouă ton de ocupat. Atunci ele selectează alt canal liber tot aleator.

7.10.3.2. Aspecte specifice sistemului SPADE

Capacitatea transponderului este de 800 de canale, deci componentele cu modul de lucru cu o purtătoare de la sistemul MCPC. Totuși acum sunt 800 de purtătoare. Normal ar trebui să existe mai puțin de 300 de canale (atunci la 14 purtătoare rezultă 336 canale). De ce nu este respectată logica? Explicația constă în alocarea la cerere și în faptul că atunci când o cale nu are date de transmis, imediat poate fi oprită emisia. Chiar dacă se transmite o convorbire 60% din timp, purtătoarea poate să nu fie transmisă. De asemenea transmisiunile sunt PCM, deci mai bine protejate la perturbații.

Eficiența sistemului nu poate evalua prin probabilitate ca un utilizator să găsească liber un canal atunci când are nevoie. Practic indicele de calitate este **probabilitatea de blocare** a unei convorbiri sau cu alte cuvinte, probabilitatea ca un utilizator să nu poată comunica din lipsă de canale. Curent acest parametru este de $1 \div 2 \%$. S-a evaluat că un sistem SPADE cu 800 de căi duce la aceeași probabilitate de blocare ca un sistem MCPC cu 3200 căi.

Un mod de lucru interesant apare atunci când satelitul lucrează simultan cu stații mari și cu stații mici. Tipic există două variante de stații:

- stații mari cu o sensibilitate de 40,7dB/k;
- stații mici cu o sensibilitate de 35dB/k.

Dacă alocă purtătoarele unei stații mari puterea totală permite transmiterea a 800 de canale. Pentru stațiile mici puterea trebuie mărită cu circa 5.7 dB, deci de circa 4 ori. Dacă toate stațiile ar fi mici rezultă circa 250 de canale. Deoarece stațiile nu sunt toate mari sau toate mici, transponderul este gândit să poată lucra cu oricare. Deci un număr de purtătoare sunt alocate pentru stațiile mici (125). Se obține un total de 525 stații. Alegerea purtătoarei adecvate este făcută de stația care inițiază comunicația aceasta știind tipul stației corespondente.

7.10.4. Folosirea TDMA la Intelsat V

7.10.4.1. Avantajele tehnicii TDMA

Folosirea tehnicii TDMA se face mai târziu din cauza complexității echipamentelor. Acestea devin competitive cu cele corespunzătoare tehnicii FDMA la un anumit nivel tehnologic.

Așa se face că în comunicațiile prin sateliți diviziunea în timp este aplicată începând cu Intelsat IV, când canalul de control și semnalizare (CSC) folosea o comunicație cu 128 kbiți / secundă pentru realizarea accesului multiplu la transponder. Odată cu Intelsat V tehnica TDMA este extinsă la transmisiunea propriu-zisă folosind un sistem de 120 kbiți / secundă. Mai mult satelitul are mai multe fascicule putându-se folosi și interconectarea electronică a fasciculelor. O scurtă comparație va pune în evidență calitățile și defectele celor două tehnici de acces multiplu (TDMA și FDMA):

- FDMA nu necesită sincronizare între partenerii participanți la trafic.
- FDMA poate produce produs de intermodulație prin prezența la satelit a mai multor purtătoare.
- FDMA necesită căi separate echipate cu convertoare la emisie și la recepție. Cantitatea de echipamente crește odată cu creșterea numărului de utilizatori ce au acces simultan.
- TDMA necesită o sincronizare între participanți, fiecare lucrând într-un segment de timp precis delimitat.
- TDMA accesează satelitul cu o singură purtătoare, deci nu pot apărea produse de intermodulație.
- Cantitatea de echipament la TDMA nu crește la fel de dramatic ca la FDMA cu mărirea numărului de utilizatori simultani.
- În sistemele de comunicație prin sateliți cu fascicule multiple trebuie realizată o interconectare a fasciculelor. Sistemul TDMA se pretează de la sine la rezolvarea acestei probleme (vezi generația Intelsat VI).

De remarcat că performanțele relative ale sistemelor cu acces multiplu depind într-o mare măsură de sensibilitatea, și deci și de mărimea stațiilor terestre.

În cazul stațiilor standard ($\frac{G}{T} = 35...41 \text{ dB}/^\circ\text{K}$), sistemele TDMA se dovedesc a fi cele mai eficiente. Ele sunt compatibile cu cazul, rar întâlnit, al sistemelor FDM-FM cu o singură purtătoare (mai bun deci ca sistemul SPADE).

7.10.4.2. Structura semnalului multiplu TDMA

Să precizăm de la început că există două standarde de transmisie prin sateliți:

- standardul european;

- standardul american (T carrier)

Cele două norme coexistă, iar structura lor în mare este asemănătoare. Principalele elemente ale semnalului TDMA sunt:

- cadrul PCM de bază numit **cadrul Nyquist**;
- cadrul TDMA de viteză joasă;
- cadrul TDMA de viteză mare.

În continuare vom descrie structura acestor cadre pentru standardul european, în anumite momente vom puncta diferențele față de standardul american.

a. Cadrul Nyquist

Semnalul vocal este eșantionat cu $f_e = 8000$ Hz. Cadrul Nyquist reprezintă structura ce se poate forma într-o perioadă de eșantionare ($T_e = 125 \mu s$). Așa cum se observă în figura 7.10.3, în această perioadă se realizează 32 de segmente temporale, 30 dintre acestea conțin câte un eșantion reprezentat pe opt biți provenit de la una din treizeci de căi telefonice diferite. Celelalte două segmente sunt rezervate pentru:

- transmiterea informației de aliniere cadre
- transmiterea unor informații de semnalizare / adresare.

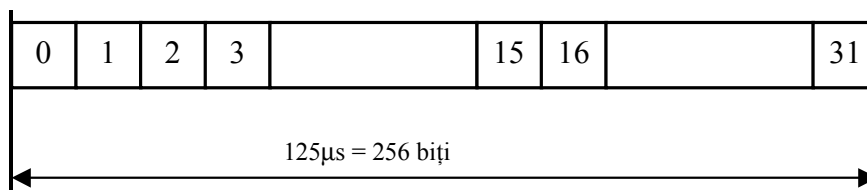


Figura 7.10.3. Cadrul Nyquist.

Se constată că pentru a transmite această informație este necesar un sistem care să lucreze cu viteza:

$$R_i = 8000 \cdot 256 \text{ biți/secunda} = 2,048 \text{ Mbiți/secunda} . \quad (7.10.1)$$

Menționăm că standardul american transmite numai în căi telefonice și un bit de sincronizare (deci 193 biți cu o viteză corespunzător mai redusă)

Cadrul TDMA de viteză joasă se obține prin gruparea a 16 cadre Nyquist. Rezultă o structură de 2ms conținând 4096 biți.

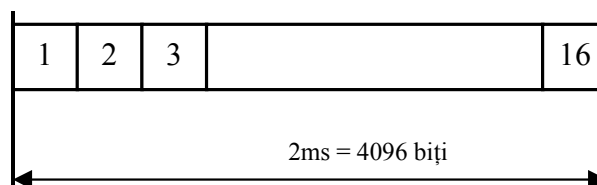


Figura 7.10.4. Cadrul TDMA de viteză joasă.

Aceste cadre trebuie transmise prin intermediul unui satelit pe care să-l folosească împreună cu alte cadre provenite de la alte stații terestre. Pentru aceasta trebuie folosit un procedeu prin care cadrul de joasă viteză să ocupe un segment

temporal mult mai mic. Ideea constă în transmiterea informației, în această fază, cu o viteză mult mai mare. Datele de viteză mare sunt transmise ca un impuls de radiofrecvență modulat QPSK în fereastra rezervată stației. În această etapă se formează **cadrul TDMA de viteză mare**.

Așa cum se observă în figura 7.10.5 acest cadru constă din unul sau două impulsuri de referință emise de o stație terestră **master**. Pe această bază stațiile **sclav** își determină momentul când trebuie să emită. Cel de al doilea impuls de referință poate fi transmis pentru a mări probabilitatea sincronizării corecte atunci când condițiile de lucru reclamă acest lucru. Urmează semnale provenite de la diverse stații terestre: aceste semnale conțin pachetul de date obținute prin transmiterea cu viteză mare a cadrului de viteză joasă și dintr-un **preambul**. Durata totală a cadrului este tot de 2 ms.

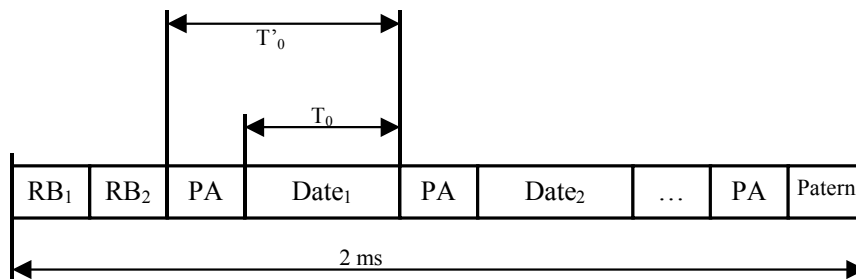


Figura 7.10.5. Cadrul TDMA de viteză mare.

Alegând un factor de compresie de 59 se obține o durată a pachetului de date de $33,8 \mu\text{s}$. Adăugând la acestea un preambul de cca. 300 biți se obține o durată de cca. $38,9 \mu\text{s}$. Viteza de transmisie a cadrului va fi deci $59 \cdot 2,048 = 120,832$ biți / μs . Pe durata de 2ms se pot transmite cca. 50 de pachete provenite de la stații diferite. O stație poate folosi mai multe segmente, iar alocarea poate să fie fixă sau dinamică (la cerere). Se va constata că numărul maxim de căi transmise este de $50 \cdot 30 = 1500$ căi telefonice.

7.10.4.3. Funcționarea sistemelor INTELSAT-TDMA

Procedeeul folosit pentru schimbarea vitezei de transmitere este foarte simplu. La stația terestră fluxul de date de joasă frecvență intră într-un registru dintr-o pereche de registre. Cele două registre au intrare și ieșire comune dar lucrează în contratimp; unul este controlat de tactul de viteză mică, celălalt de tactul de viteză mare; unul primește date în vreme ce celălalt le transmite. Deci în vreme ce registrul 1 se încarcă la viteza R_L , registrul 2 livrează datele, la momentul corespunzător, cu viteza R_H .

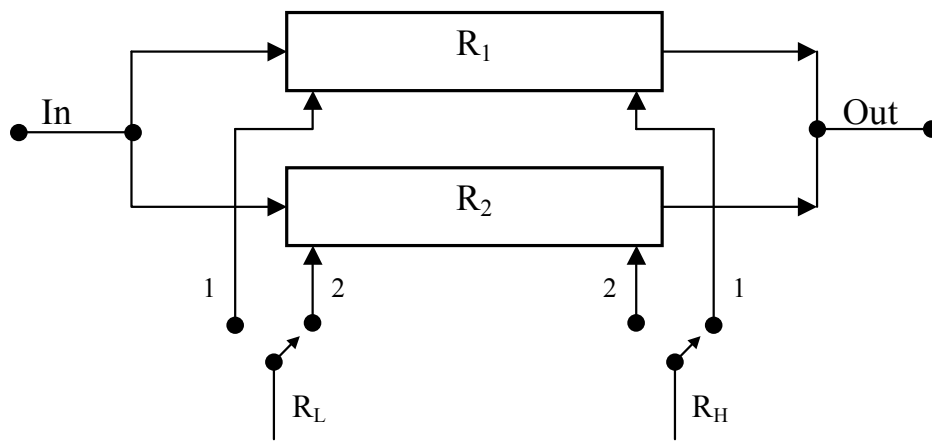


Figura 7.10.6. Schimbarea vitezei de transmisie în INTELSAT TDMA.

Evident, la recepție situația se prezintă în mod similar.

Este ușor de observat că datorită vitezelor mari de lucru sincronizarea precisă a stațiilor este esențială. Modul cum se realizează o astfel de sincronizare rezultă din schema dată în figura 7.10.7. Deci există o stație terestră master (de referință) care transmite o sincronizare de impulsuri pe care le primesc toate celelalte. Pentru a verifica sincronizarea generatorului propriu, o stație terestră slave, transmite la rândul ei un ton de impulsuri pe care-l primește înapoi de la satelit suprapus peste impulsurile de referință. Dacă există o eroare aceasta va fi folosită pentru corecție.

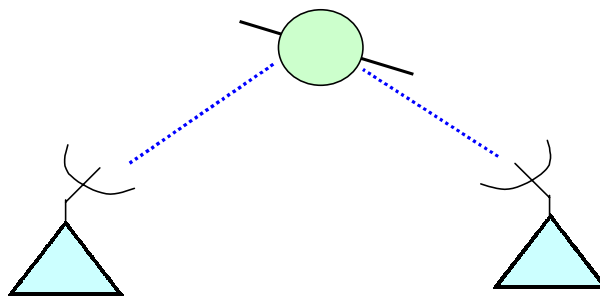


Figura 7.10.7. Sincronizarea în INTELSAT TDMA.

Așa cum am menționat în introducerea la sistemul TDMA, acestea pot lucra în mod convenabil în sistemul multi-fascicul cu comutarea satelitului (TDMA-SS). Sistemul modern de comunicații prin satelit folosesc un satelit cu mai multe fascicule care acoperă zone complementare. De exemplu un satelit situat deasupra Atlanticului poate avea un fascicul pentru Africa, unul pentru Europa, unul pentru America de Sud altul pentru America de Nord. Evident că este necesar ca stații terestre din cele patru zone să poată comunica unele cu altele funcție de necesități. Aceasta se realizează prin așa-numita comutare a satelitului. Baza unui astfel de sistem constă într-o matrice de comutare în microunde plasate pe satelit. Această matrice este programată de la sol pentru a comuta rapid asigurând interconectarea dorită. Modulul de comutare va fi ales pentru a maximiza capacitatea utilizabilă cu restricția de a răspunde unor solicitări concrete de trafic.

7.11. Tehnici de acces multiplu folosite în rețele de comunicație locale (LAN)

Interconectarea unor calculatoare, imprimante sau alte echipamente instalate într-o clădire sau în clădiri apropiate se face printr-o rețea dedicată cunoscută sub denumirea de rețea de comunicații de arie locală (LAN). Spre deosebire de rețelele de arie largă care folosesc pentru comunicație canale din rețelele publice aici se folosește un canal de comunicație de bandă largă instalat special. De cele mai multe ori este vorba de cablu coaxial dar, mai nou, se folosesc și fibre optice sau canale radio. De remarcat că în aceste cazuri banda de frecvență nu mai constituie o restricție foarte severă, deci se pot accepta algoritmi de acces multiplu foarte simpli. Dintre algoritmi folosiți în continuare vor fi prezentați doi:

- algoritmul cu sesizarea prezenței purtătoarei și detectarea coliziunilor CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection);
- algoritmul cu jeton de control și rețea în inel.

7.11.1. Rețele CSMA-CD

Acest algoritm se aplică în rețelele Ethernet dezvoltate de compania Xerox. De precizat că prin sesizarea purtătoarei nu trebuie să se înțeleagă neapărat sesizarea unei purtătoare RF, ci sesizarea unei activități oarecare pe cablu sau în general în modul de comunicație.

Algoritmul CSMA/CD constă în următoarele moduri de lucru:

1. **Detectia purtătoarei**, un utilizator nu trebuie să transmită dacă o purtătoare este prezentă sau după dispariția purtătoarei pe durata unui pachet.
2. **Transmisia**. Dacă este îndeplinită condiția precedentă utilizatorul transmite până termină sau până detectează o coliziune.
3. **Renunțarea (abort)**. Dacă se detectează o coliziune, utilizatorul include transmiterea pachetului și transmite un semnal de bruijaj scurt pentru a se asigura că toți partenerii au sesizat coliziunea.
4. **Retransmisia**. Utilizatorul așteaptă un interval aleator înainte de a reîncărca transmiterea. Pentru calculul întârzierii înaintea celui de a n-a încercare de transmisie se așteaptă un interval aleator care are la bază generarea unor numere uniform distribuite în intervalul $(0...2^{n-1})$ pentru $0 < n \leq 10$. Pentru $n > 10$ intervalul rămâne $0...1023$. Unitatea de timp care înmulțește numărul este de 51,2 biți (51,2 μ s pentru $R=10$ Mbiți / secundă).

În acest sistem pachetele de date au o structură fixă, singurul element variabil fiind lungimea mesajului (figura 7.11.1).

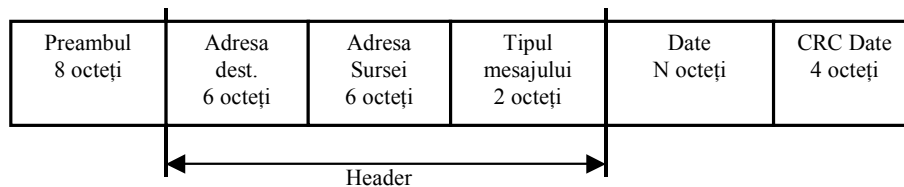


Figura 7.11.1. Pachetul de date în comunicația CSMA-CD.

La baza pachetului stau cuvintele (byte) de 8 biți. Preambulul este format din 8 octeți având o structură de tipul 101010... pentru a permite sincronizarea. Headerul conține:

- **Adresa destinatarului** (6 octeți) va fi studiată de parteneri pentru a vedea dacă mesajul este trimis. Primul bit poate fi „1” pentru un mesaj de grup sau „0” pentru un mesaj individual. Dacă toți biții sunt „1” mesajul este pentru toți utilizatorii.
- **Adresa sursei** (6 octeți) cuprinde adresa unică a stației transmițătoare.
- **Tipul mesajului** (2 octeți) precizează cum trebuie interpretat mesajul (decodare, criptare, prioritate, etc.).

Mesajul propriu-zis conține:

- **Datele** (n octeți); câmpul de date are o lungime maximă și una minimă (46-1500).
- **Datele de control** (4 octeți) conțin biții calculați pe baza datelor transmise și folosind un generator ECC de dimensiune 32.

Intervalul între două pachete este de $9,6 \mu\text{s}$. Datele transmise în rețelele Ethernet sunt codate Manchester (biții nu sunt transmiși prin nivele, ci prin tranziții). Pentru o rețea de 10 Mbiți / sec o secvență de date este prezentată în figura 7.11.2.

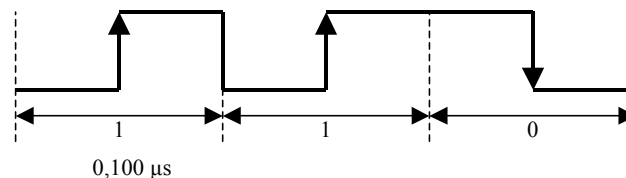


Figura 7.11.2. Secvență de date codate Manchester în comunicația CSMA-CD.

7.11.2. Rețele în inel cu jeton (token-ring)

Rețelele în inel, spre deosebire de rețelele CSMA, conțin o serie de stații conectate prin interfețe active, pe un cablu în inel care realizează conexiuni punct-la-punct între stațiile succesive (figura 7.11.3).

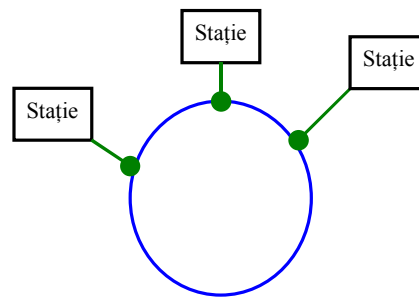


Figura 7.11.3. Rețeaua token-ring.

Între stații circulă în mod normal un jeton care reprezintă o secvență particulară de date prin intermediul căreia utilizatorii sunt informați de starea rețelei.

Între stații circulă în mod normal un jeton care reprezintă o secvență particulară de date prin intermediul căreia utilizatorii sunt informați de starea rețelei. De exemplu jetonul poate fi o succesiune de 9 de 1 (111 111 111). Dacă aceasta este structura detectată nu are loc nici o transmisiune. Dacă cineva transmite ultimul bit devine '0' și nimeni nu va intra în comunicație până nu detectează jetonul original.

În consecință aceste rețele prezintă două moduri de lucru:

- recepție (listen)
- transmisie (transmit).

În modul **recepție** stația preia datele de la intrare și le transferă la ieșire cu o întârziere de 1 tact, analizându-le conținutul pentru a vedea dacă nu îi este adresat un mesaj.

În modul **transmisie** se intră dacă s-a detectat jetonul original. Atunci stația inversează ultimul bit, rupe continuitatea și începe să transmită datele proprii până când termină. Atunci reface jetonul și altă stație intră în transmisiune.

Evident aici nu pot apărea coliziuni. În modul de lucru **transmisie** jetonul circulă de la o stație la alta.

Singura restricție existentă la aceste rețele se referă la lungimea minimă a rețelei. Aceasta trebuie să permită transmiterea integrală a jetonului. Deci lungimea inelului depinde de:

- nr. de biți din jeton,
- viteza de transmisie a informației,
- viteza de propagare pe cablu.

Dacă de exemplu, presupunem un jeton de 9 biți cu o rată de 10 Mbiți / secundă, rezultă timpul necesar transmisiei jetonului:

$$t_j = n \cdot \frac{1}{R} = 900 \text{ ns} . \quad (7.11.1)$$

Considerând viteza $v=200 \text{ m} / \mu\text{secundă}$ rezultă lungimea minimă a rețelei:

$$l_{\min} = t_j \cdot v = \frac{n}{R} \cdot v = 0,9 \cdot 200 = 180 \text{ m} . \quad (7.11.2)$$

7.11.3. Comparație între performanțele realizate de cele două tipuri de rețele locale

O comparație se poate face din punctul de vedere al întârzierii medii a pachetelor funcție de debitul de informație transmis. Estimările făcute în literatura au evidențiat că rezultă concluzii ce depind de viteza de transmisie. Astfel la $R = 1$ Mbiți / secundă performanțele sunt comparabile. La $R = 10$ Mbiți / secundă rețelele în inel sunt superioare în cele mai multe cazuri (pentru $\rho > 0.22$).

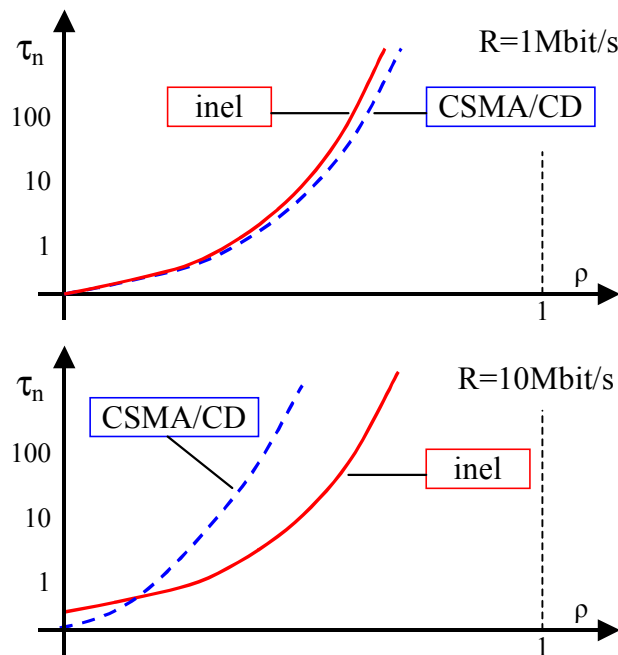


Figura 7.11.4. Pachetul de date în comunicația CSMA-CD.

Rezultatul este explicabil prin aceea că:

$$f = \frac{b\lambda}{R}, \quad (7.11.3)$$

deci atunci când rata R crește, debitul real trebuie să crească pentru același debit normal. Atunci când debitul real crește, crește numărul de coliziuni deci întârzierea. În același timp la rețeaua în inel întârzierea crește sistematic fiind dată de excedentul consumat pentru transmiterea studierea-refacerea jetonului.

8. Sisteme de comunicație cu spectru împrăștiat (Spread Spectrum)

8.1 Introducere

În cele ce urmează vor fi prezentate acele sisteme de comunicație care folosesc pentru transmisiune o bandă de frecvență mult mai largă decât banda minimă ocupată de semnalul original. Există multe sisteme care au această caracteristică cum ar fi, de pildă, sistemele MF de bandă largă sau sistemele cu modulație de impulsuri, dar nu toate fac parte din categoria sistemelor de comunicație cu spectru împrăștiat. Pentru a le putea distinge pe acestea au fost identificate două elemente specifice, suplimentare:

- împrăștierea spectrului se realizează cu ajutorul unui semnal de împrăștiere (codul) care este independent de semnalul care trebuie transmis;
- recuperarea semnalului la recepție, din semnalul împrăștiat, se face prin corelația cu un semnal de împrăștiere (general local) identic și sincronizat cu cel de la emisie.

Funcție de modul cum acționează semnalul de împrăștiere se disting trei variante fundamentale de sisteme cu spectru împrăștiat:

- sisteme tip secvență directă (SD)
- sisteme cu salt în frecvență (FH)
- sisteme cu salt în timp (TH).

și combinații între acestea. Cele mai folosite sunt primele două.

8.2. Evoluție istorică

Primele referiri la sistemele cu spectru împrăștiat apar în cursul celui de al doilea război mondial. La început aplicațiile lor erau de ordin utilitar și erau concentrate în radiolocație și teleghidare. Cu prilejul testelor realizate în aceste domenii a fost pusă în evidență o rezistență deosebită a transmisiunilor cu spectru împrăștiat la bruij. În consecință au fost intensificate studiile pentru a identifica noi aplicații. În câteva decenii aceste tehnici au trecut și în domeniul civil dintre aplicațiile mai interesante putând fi menționate:

- comunicațiile cu acces multiplu,
- comunicațiile cu densitate redusă de energie,
- sistemele de localizare de mare rezoluție.

Din punct de vedere al concepției tehnice se poate spune că în prima fază, sistemul de împrăștiere-recuperare folosea un semnal cu adevărat aleator. Cum acesta nu putea fi regenerat la recepție, el era transmis și recuperat la recepție prin demodulare (vezi figura 8.2.1).

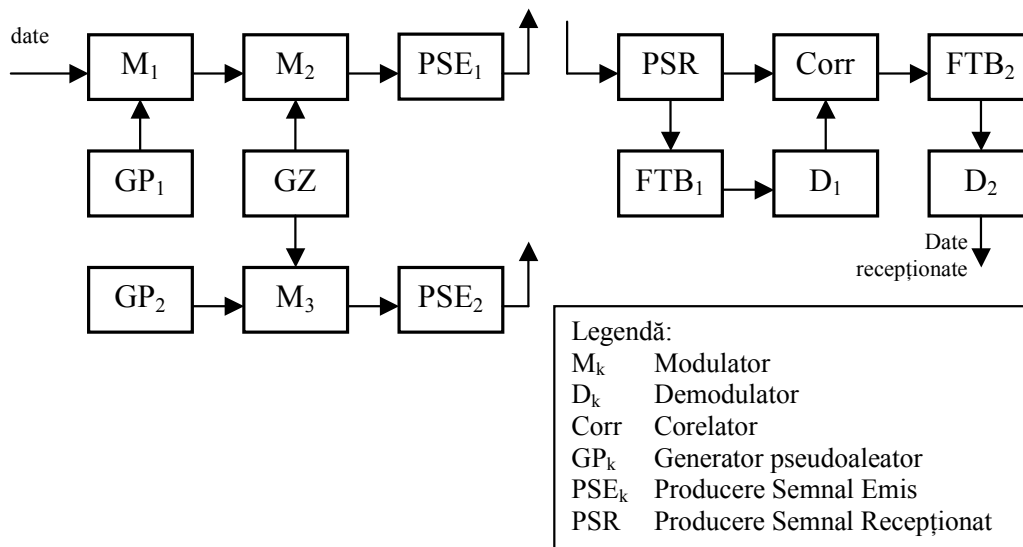


Figura 8.2.1. Sistemul de comunicație cu spectru împrăștiat cu transmiterea referinței.

Semnalul nu putea fi recuperat deoarece fiind semnal aleator nu poate fi prezis decât în sens statistic. Principalul avantaj al acestei variante cunoscută ca procedeu cu **referință transmisă (TR)** constă în aceea că folosind pentru împărțire un semnal de tip zgomot alb spectrul semnalului transmis este uniform distribuit în banda aleasă. Din păcate se pot identifica, cu siguranță următoarele dezavantaje:

- sistemul folosește pentru comunicație o bandă de frecvență dublă față de cea necesară pentru transmisia propriu-zisă.
- Semnalul de împrăștiere este transmis în clar; în consecință este accesibil oricărui receptor avizat.
- Sistemul poate fi perturbat, cu ușurință, prin transmiterea unei perechi de semnale convenabil alese;
- Performanțele sistemului scad sensibil la rapoarte semnal / zgomot reduse deoarece zgomotul afectează atât semnalul modulat cât și referința.

Dezavantajele menționate au putut fi eliminate odată cu punerea la punct a procedurii folosit în prezent și caracterizat ca procedeu cu **memorarea referinței (SR)**. Cu alte cuvinte, se cunosc o serie de parametri ai referinței pe baza cărora aceasta poate fi generată și la recepție. Evident, în acest caz nu mai poate fi vorba de utilizarea unui semnal de împrăștiere aleator ci a unui semnal determinat. Acest semnal trebuie să pară însă pentru un observator neavizat ca un semnal aleator. Este deci vorba de un semnal **pseudoaleator** sau de **pseudozgomot**. În cazul în care avem în vedere semnale binare este vorba de **secvențe pseudoaleatoare**. Acestea sunt secvențe periodice care au o serie de proprietăți specifice dintre care trebuie amintită perioada de repetiție care este foarte mare. Distribuția energiei în banda de interes nu mai este foarte uniformă, dar au fost eliminate aproape în totalitate dezavantajele menționate. De remarcat că reconstituirea semnalului se poate face numai de cineva care cunoaște parametrii secvenței folosite la emisie. Cel care nu cunoaște acești

parametrii îi poate identifica prin proceduri complicate și de durată astfel încât adeseori procesul de comunicație se încheie înainte ca receptorul neavizat să poată realiza acest obiectiv.

Din cele de mai sus rezultă importanța pentru procesul de transmisie cu spectru împrăștiat a studiului secvențelor pseudoaleatoare.

8.3. Secvențe pseudoaleatoare

În cele ce urmează ne vom referi la secvențe binare. Vor fi analizate, la început, proprietățile care permit să se afirme că o secvență binară este pseudoaleatoare, iar apoi vor fi prezentate câteva aspecte legate de producerea lor. În analiza proprietăților secvenței vom considera și expresia bipolară care este folosită în sistemele de comunicație de tip secvență directă.

8.3.1. Caracteristicile S.P.A.

În literatura de specialitate au fost identificate trei proprietăți pe baza cărora se poate testa dacă o secvență binară reprezintă o secvență pseudoaleatoare. Aceste proprietăți sunt:

1. **Echilibrarea.** O secvență este **echilibrată** corect dacă numărul de ‘unu’ și de ‘zero’ diferă prin cel mult o unitate.
2. **Structura succesiunilor.** O succesiune este un grup de simboluri succesive de același tip (1 sau 0). Lungimea succesiunii este dată de numărul de simboluri. Fie L numărul de succesiuni identificate într-o secvență. Este de dorit ca $L/2$ să fie succesiuni de lungime 1, $L/4$ de lungime 2, $L/8$ de lungime trei, etc.
3. **Corelația.** Dacă se compară o perioadă a secvenței termen cu termen cu orice permutare ciclică a sa, numărul de concordanțe trebuie să difere de numărul de neconcordanțe cu cel mult o unitate.

Pentru exemplificare se consideră secvența 0001 0011 0101 111 de lungime $L=15$. Se constată că $N_1 = 8$, $N_0 = 7$, deci este o secvență echilibrată. De asemenea, numărul de succesiuni este $S=8$, $N_{"1111"} = 1$, $N_{"0000"} = 0$, $N_{"111"} = 0$, $N_{"000"} = 1$, $N_{"11"} = 1$, $N_{"00"} = 1$, $N_{"1"} = 2$, $N_{"0"} = 2$. Totodată se poate verifica și proprietatea de autocorelație, deci secvența prezentată este o secvență pseudoaleatoare.

În ceea ce privește corelația trebuie aprofundate o serie de aspecte. Se va remarca faptul că funcția de autocorelație a secvențelor pseudoaleatoare prezintă o serie de proprietăți interesante.

Prin definiție, pentru un semnal $x(t)$ cu perioada T_0 , funcția de autocorelație normalată este:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{k} \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x(t)x(t+\tau)dt, \quad (8.3.1)$$

unde $\tau \in \mathbb{R}$ și

$$k = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x^2(t)dt, \text{ deci } R_x(0) = 1. \quad (8.3.2)$$

Aplicând relația (8.3.1) în cazul unei secvențe pseudoaleatoare binare de lungime L se constată că, în acest caz, o semnificație deosebită o are deplasarea relativă cu valori întregi ale duratei unui simbol, cu alte cuvinte compararea secvenței cu deplasări ciclice ale sale. Considerând secvența bipolară, se obține cu ușurință:

$$R_x(\tau) = \frac{L_c - L_d}{L} = \frac{1}{M} \quad (8.3.3)$$

$$R_x(0) = 1$$

și în conformitate cu proprietatea de corelație funcția $R_x(\tau)$ poate fi reprezentată ca în figura 7.3.1.

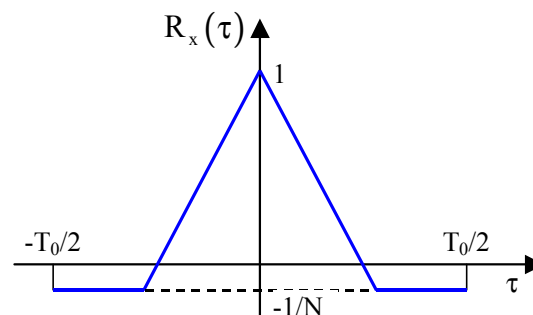


Figura 7.3.1. Funcția de autocorelație normalată $R_x(\tau)$.

8.3.2. Producerea S.P.A

Există mai multe tipuri de generatoare, tehnologic diferite, care pot fi folosite pentru producerea secvențelor pseudoaleatoare:

- liniare
- neliniare
- generatoare cu registre de deplasare
- generatoare cu undă acustică de suprafață (SAW)
- generatoare bazate pe dispozitive cu transfer de sarcină (CCD).

În cele ce urmează, având în vedere aplicațiile în sistemele de comunicație cu spectru împrăștiat, prezentarea este restrânsă la generatoarele cu registre de deplasare. Schema tipică pentru generatoarele de secvență pseudoaleatoare care au la bază registre de deplasare este dată în figura 8.3.2.

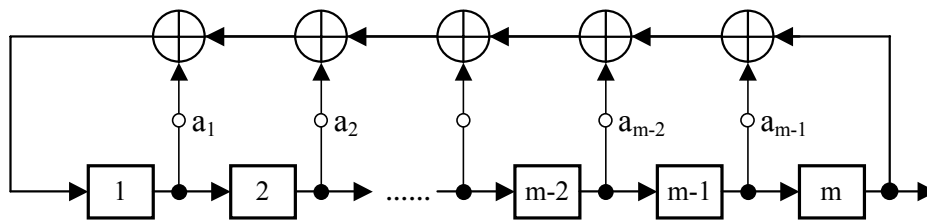


Figura 8.3.2. Generator pseudoaleator cu registru de deplasare.

Este deci un registru de deplasare cu m celule la care ieșirile celulelor pot fi conectate prin sumatoare modulo 2 la bucla de reacție. Funcționarea registrului este descrisă prin polinomul asociat:

$$f(x) = x^m + a_{m-1}x^{m-1} + a_{m-2}x^{m-2} + \dots + a_1x + 1. \quad (8.3.4)$$

Cuprins

1. Noțiuni generale.....	1
1.1. Sistemul de radiocomunicație	1
1.2. Comunicații mobile	2
1.3. Undele radio.....	3
1.4. Parametrii caracteristici sistemelor de radiocomunicație.....	4
1.5. Dezvoltarea radiocomunicațiilor. Scurt istoric.....	5
1.6. Dezvoltarea comunicațiilor celulare analogice	7
1.7. Factori care au determinat trecerea de la sistemele analogice la sistemele digitale.....	8
1.8. Modalități de trecere la comunicațiile mobile digitale	9
1.9. Tendințe în comunicațiile mobile la început de mileniu.....	10
1.10. Tendințe în comunicațiile mobile la început de mileniu.....	12
2. Canale radio mobile	14
2.1. Noțiuni fundamentale de propagare a semnalului radio	14
2.1.1. Propagarea în spațiul liber.....	14
2.1.2. Propagarea deasupra suprafețelor reflectante curbe	15
2.1.3. Propagarea deasupra suprafețelor reflectante plane	16
2.1.4. Reflexia pe suprafețe cu rugozități.....	18
2.1.5. Pierderile de difracție	19
2.1.6. Difracția deasupra obstacolelor cu margini rotunjite.....	25
2.2. Modele de predicție a propagării	26
2.2.1. Modele de predicție a pierderilor în zone cu iregularități	27
2.2.1.1. Modelul Egli.....	27
2.2.1.2. Modelul CCIR și aproximarea Carey.....	28
2.2.2. Modele de predicție a pierderilor în zone populate	33
2.2.2.1. Modelul Okumura	33
2.2.2.2. Metoda COST.....	34
2.2.2.3. Metoda McGeehan-Griffits	34
2.2.2.4. Modelul Walfish-Ikegami	35
2.2.2.5. Modelul Ibrahim-Parsons.....	36
2.2.2.6. Modelul Lee	37
2.3. Caracterizarea fenomenului de propagare pe căi multiple	37

2.3.1. Fenomenul propagării pe căi multiple. Fadingul	37
2.3.2. Metode de modelare matematică a fadingului	38
2.3.2.1. Modelul de difuzie	39
2.3.2.2. Unghiul de dispersie al semnalului recepționat	39
2.3.3. Fadingul modelat Rayleigh	41
2.3.3.1. Amplitudinea semnalului recepționat	41
2.3.3.2. Faza semnalului recepționat	43
2.3.3.3. Rata de depășire a fadingului. Durata medie a fadingului	44
2.3.4. Fadingul modelat Rice	46
3. Echipamente de radioemisie	48
3.1. Rolul echipamentelor de radioemisie (RE)	48
3.2. Aspecte specifice ale echipamentelor de radioemisie. Caracteristici	48
3.3. Clasificarea echipamentelor de radioemisie	49
3.4. Structura generală a blocului de radiofrecvență (L.R.F.)	50
3.5. Echipamente de radioemisie pentru semnale MA	51
3.6. Echipamente de radioemisie pentru semnale MA-BLU	52
3.7. Echipamente de radioemisie pentru semnale MF	52
4. Echipamente de Radiorecepție (ERR)	55
4.1. Funcțiunile și parametrii ERR	55
4.2. Clasificarea RR	56
4.3. Noțiuni și mărimi folosite în definirea parametrilor ERR	57
4.4. Sensibilitatea RR	59
5. Echipamente de RR - analiza la nivel de schemă bloc	61
5.1. Introducere	61
5.2. Radioreceptoare cu amplificare directă	61
5.3. Radioreceptoare cu reacție	63
5.4. Radioreceptoare cu superreacție (RR-MA)	64
5.5. Radioreceptoare cu o schimbare de frecvență	64
5.5.1. Aspecte generale. Principii de funcționare	64
5.5.2. Variante de realizare a SF	66
5.5.3. Analiză comparativă a variantelor de realizare a SF	67
5.5.3.1. Schimbare de frecvență prin însumare: $f_i = f_s + f_h$	68

5.5.3.2. Schimbare de frecvență infraheterodină: $f_i = f_s - f_h$	68
5.5.3.3. Schimbare de frecvență superheterodină: $f_i = f_h - f_s$	69
5.5.4. Radioreceptoare cu o schimbare de frecvență. Schema bloc.....	70
5.5.4.3. Determinarea atenuării frecvențelor imagine și intermediară	73
5.5.4.4. Determinarea atenuării canalului adiacent.....	76
5.5.6. Concluzii. Performanțe.....	80
5.6. Radioreceptoare cu două schimbări de frecvență.....	81
5.6.1. Aspecte generale.....	81
5.6.2. Radioreceptoare cu două SF cu primul oscilator local acordabil	82
5.6.2.1. Funcționare. Structura blocurilor. Performanțe	83
5.6.3. RR cu dublă schimbare de frecvență având al doilea oscilator local cu frecvență variabilă	85
5.7. Radioreceptoare cu trei schimbări de frecvență	87
5.7.1. Radioreceptor cu structură variabilă	87
5.7.2. Radioreceptor cu triplă schimbare de frecvență cu comutare electronică a primului OL	89
5.7.3. Radioreceptor cu trei schimbări de frecvență și sinteză	91
7. Sisteme de comunicație cu acces multiplu.....	93
7.1. Aspecte generale.....	93
7.2 Tehnici de multiplexare și acces multiplu.....	93
7.3. Diviziunea în frecvență.....	95
7.3.1. Multiplexarea căilor telefonice în telefonia convențională	95
7.3.2. Structura semnalelor multiplex folosite în telefonia convențională.....	96
7.3.3. Prelucrarea semnalelor multiplex telefonice.....	98
7.3.3.1. Producerea grupelor primare B prin premodulare	98
7.3.3.2. Producerea grupelor primare B prin pregrupare.....	99
7.3.3.3. Producerea grupelor secundare.....	100
7.3.4. Folosirea tehnicii de difuziune în frecvență (FD) în comunicațiile satelitare.....	100
7.4. Sisteme de acces multiplu cu diviziunea de timp – TD.....	101
7.4.1. Principiul de realizare.....	101
7.4.2. Varianta de alocare a ferestrelor	102
7.4.3. Eficiența alocării la cerere.....	103
7.4.4. Utilizarea diviziunii în timp pentru accesul multiplu în comunicațiile prin sateliți.....	104
7.5. Analiza comparativă a performanțelor realizate de tehnicile FDMA și TDMA	105
7.5.1. Rata de transmitere necesară	106

7.5.2. Întârzierea medie a mesajelor.....	106
7.6. <i>Sistemele CDMA</i>	108
7.7. <i>Diviziunea în spațiu și în polarizare</i>	110
7.8. <i>Algoritmul de acces multiplu ALOHA</i>	110
7.8.1. Aspecte generale.....	110
7.8.2. Analiza algoritmului P-ALOHA	110
7.8.3. Analiza algoritmului S-ALOHA	112
7.8.4. Algoritmul de acces multiplu R-ALOHA	113
7.8.5. Evaluarea performanțelor realizate	114
7.9. <i>Tehnici de interogare</i>	116
7.10. <i>Tehnici de acces multiplu folosite în sistemul de comunicație Intelsat</i>	117
7.10.1 Intelsat I	117
7.10.2. Intelsat II și III	118
7.10.2.1. Funcționarea	118
7.10.2.2. Aspecte specifice modului de lucru MCPC	118
7.10.3. Intelsat IV	120
7.10.3.1. Principii de funcționare	120
7.10.3.2. Aspecte specifice sistemului SPADE	121
7.10.4. Folosirea TDMA la Intelsat V	122
7.10.4.1. Avantajele tehnicii TDMA	122
7.10.4.2. Structura semnalului multiplu TDMA	122
7.10.4.3. Funcționarea sistemelor INTELSAT-TDMA	124
7.11. <i>Tehnici de acces multiplu folosite în rețele de comunicație locale (LAN)</i>	126
7.11.1. Rețele CSMA-CD	126
7.11.2. Rețele în inel cu jeton (token-ring)	127
7.11.3. Comparație între performanțele realizate de cele două tipuri de rețele locale.....	129
8. Sisteme de comunicație cu spectru împrăștiat (Spread Spectrum).....	130
8.1 <i>Introducere</i>	130
8.2. <i>Evoluție istorică</i>	130
8.3. <i>Secvențe pseudoaleatoare</i>	132
8.3.1. Caracteristicile S.P.A.	132
8.3.2. Producerea S.P.A.	133