

Cuprins

1. Introducere.....	2
2. Măsurarea unor parametri caracteristici radioreceptoarelor. Sensibilitatea și fidelitatea.....	3
3. Măsurarea atenuării pe frecvențele intermediară și imagine.....	9
4. Măsurarea selectivității radioreceptoarelor și a caracteristicii <i>RAS</i>	19
5. Simularea unui receptor superheterodină... ..	29
6. Tehnici de acces multiplu I.....	35
7. Tehnici de acces multiplu II.....	45
8. Monitorizarea serviciilor de radiocomunicații cu ajutorul <i>MS 50</i>	53
9. Generatorul de semnal <i>SML 01</i>	59
10.Descrierea funcțională a multimetrului <i>R6552</i>	63
11.Bibliografie.....	67

P r e f a ță

Acest îndrumar se dorește a fi un sprijin în asimilarea noțiunilor de bază necesare cunoașterii sistemelor de radiocomunicații. Lucrarile se vor efectua atât prin măsurători directe, cât și prin simulare cu ajutorul mediului SIMULINK. Întrebările și exercițiile de la sfârșitul lucrarilor au ca scop fixarea noțiunilor teoretice prezentate.

Primele trei lucrări au ca obiectiv prezentarea generală a radioreceptoarelor și măsurarea unor parametri tipici ai acestora, precum sensibilitatea, fidelitatea, atenuările pe frecvențele intermediară și imagine, selectivitatea și eficacitatea sistemului de reglaj automat al amplificării.

În Lucrarea 4 se realizează un model al unui receptor superheterodină folosind mediul SIMULINK. Se vor studia efectele perturbațiilor pe frecvențele intermediară și imagine, și efectul unei demodulări necoerente.

Lucrările 5 și 6 se referă la studierea principalelor modalități de acces multiplu: TDMA, FDMA, CDMA, și a problemelor ce pot apărea pentru fiecare din acestea.

Anexele prezintă o descriere a aparatelor de măsură utilizate în laborator.

Lucrarea 1

Măsurarea unor parametri caracteristici radioreceptoarelor Sensibilitatea și fidelitatea

1. Scopul lucrării

Analza și măsurarea unor parametri tipici ai radioreceptoarelor, precum sensibilitatea limitată de amplificare, sensibilitatea limitată de zgomot și fidelitatea.

2. Breviar teoretic

2.1 Parametri generali ai radioreceptoarelor

În cele ce urmează, se vor preciza câteva noțiuni de real folos în analiza radioreceptoarelor.

Semnalul RF modulat normal reprezintă un semnal modulat având semnalul modulator o sinusoidă pe frecvența 1kHz și gradul de modulație $0.3m_{max}$. În cazul *MA* se folosește un grad de modulație de 0.3, iar în cazul *MF*, deviația de frecvență de $\Delta f = 0.3 \Delta f_{max} = 15 \text{kHz}$.

Puterea de ieșire maximă utilizabilă se definește pentru o anumită frecvență ca puterea la care factorul de distorsiuni este mai mic decât o valoare limită (mai mică decât 10%).

Puterea de ieșire nominală este o putere definită pentru un semnal modulator de frecvență 1kHz și factor de distorsiuni mai mic decât 10%.

Puterea de ieșire standard este o putere de măsură, având valorile 1mW, 5mW, 50mW, 500mW, în funcție de clasa receptoarelor.

Reglajul de ton. Poziția normală a acestui reglaj corespunde unei neuniformități minime în bandă.

Sarcina artificială reprezintă o rezistență egală cu modulul impedanței

sistemului acustic al amplificatorului de joasă frecvență la $f_m = 1\text{kHz}$.

Antena artificială reprezintă un circuit care se intercalează între generator și receptor pentru a simula cât mai bine comportarea antenei reale. În cazul RR care folosesc antenă cu ferită, antena artificială este un cadru.

Acordul receptorului reprezintă reglarea comenzilor manuale ale radioreceptorului pentru a obține puterea de ieșire maximă. Semnalul de intrare folosit este de nivel scăzut, $34\text{dB}\mu\text{V}$ sau $54\text{dB}\mu\text{V/m}$.

Eficacitatea sistemului RAA. Sistemul RAA (Reglaj Automat al Amplificării) are rolul de a menține puterea de ieșire relativ constantă în cazul variației nivelului semnalului de intrare. Eficacitatea sistemului RAA reprezintă variația nivelului semnalului de intrare pentru care nivelul semnalului de ieșire variază cu o valoare standard de 10 dB.

Sensibilitatea, selectivitatea și fidelitatea vor fi prezentate în detaliu în continuare.

2.2 Sensibilitatea

Sensibilitatea este un parametru care se exprimă prin nivelul minim al semnalului de intrare care poate fi prelucrat corespunzător, fapt ce presupune existența unui criteriu ce trebuie îndeplinit de semnalul de la ieșire. În funcție de acest criteriu, se pot defini *sensibilitatea limitată de amplificare*, S_a , și *sensibilitatea limitată de zgomot*, S_{zg} .

Sensibilitatea limitată de amplificare reprezintă nivelul minim al semnalului de intrare modulat normal, care în condițiile în care radioreceptorul este acordat pe frecvența de măsură, cu reglajul de ton în poziție normală și volumul la maxim permite obținerea la ieșire a unui semnal cu puterea egală cu puterea de ieșire standard.

Sensibilitatea limitată de zgomot se definește în mod similar, condiția asupra semnalului de ieșire fiind ca acesta să asigure un raport semnal zgomot standard, de 20dB la *MA* și de 26dB la *MF*.

Sensibilitatea utilizabilă a radioreceptorului se definește ca valoarea maximă dintre cele două sensibilități definite mai sus.

$$S_u = \max\{S_a, S_{zg}\} \quad (1.1)$$

2.3 Selectivitatea

Selectivitatea poate fi definită în două situații:

1) semnalele aplicate la intrare au valori mici. În acest caz se definesc parametrii:

- selectivitatea la canalele adiacente;
- selectivitatea la semnale dependente de tipul RR (de exemplu selectivitate la frecvența intermediară, sau la frecvența imagine).

2) semnalele aplicate la intrare au valori mari. În acest caz se manifestă fenomene neliniare. Se definesc trei parametri care dau selectivitatea la nivel mare:

- înecarea semnalului util;
- transmodulația;
- atenuarea semnalelor perturbatoare pe frecvența imagine și intermediară. Aceste fenomene vor fi prezentate în lucrarea numărul 2.

2.4 Fidelitatea

Fidelitatea evidențiază gradul în care RR modifică parametrii semnalului modulator în cursul prelucrării. Acest parametru se definește prin:

- factorul de distorsiuni neliniare, ce reprezintă raportul dintre puterea armonicilor și puterea semnalului.

$$\delta = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} A_k}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} A_k}} \quad (1.2)$$

Observație: în general, numitorul fracției poate fi considerat egal cu puterea fundamentalei.

- distorsiunile liniare (de amplitudine), ce rezultă din caracteristica de frecvență globală a RR (variația puterii de ieșire a semnalului RF modulat cu $m=30\%$ în funcție de frecvența modulatorie).

- eficacitatea reglajelor de ton, se măsoară prin determinarea puterii de ieșire la 100Hz și la 8000Hz pentru pozițiile extreme ale potențioanelor de reglaj.
- caracteristica de frecvență a AAF.

3. Desfășurarea lucrării

Montajul de măsură este prezentat în figura 1.1.



Figura 1.1. Montajul de măsură

GRF este un generator de semnal standard de radiofrecvență

AA reprezintă antena artificială

RR este un radioreceptor

Vm poate fi un wattmetru sau un voltmetru de valori efective

Există două platforme de măsurare. În prima platformă, *GRF* este un generator de semnal *SML 01*, iar *Vm* este un voltmetru *R6552*. În a doua platformă, rolurile *GRF* și *Vm* sunt incluse într-un singur bloc, *CMS50*, un instrument pentru monitorizarea serviciilor de radiocomunicații. El poate lucra în modul **Rx-Test**, în care generează un semnal de radiofrecvență către radioreceptor, iar semnalul de la ieșirea radioreceptorului este furnizat aceluiași bloc *CMS50*, care permite afișarea semnalului în modul osciloscop, precum și măsurarea unor parametri importanți.

3.1 Măsurarea sensibilității limitate de amplificare

Se vor efectua măsurători la frecvențele 160kHz, 200kHz, 250kHz, 540kHz, 1600kHz, 94MHz, 108MHz, frecvențe de măsură standard. Pentru fiecare din aceste frecvențe de măsură se parcurg pașii descriși mai jos.

Folosind un *GRF* se va genera un semnal *MA* sau *MF* normal, în funcție de frecvența de măsură (*150-280kHz-UL* și *525-1605kHz-UM* corespund *MA*, iar *87.5-108MHz – UUS* corespund *MF*) conform definiției, de nivel mai mic de $100\mu\text{V}_{\text{ef}}$. Se realizează acordul receptorului, urmărind indicația maximă pe voltmetru. Reglajul de volum este la maxim, iar cel de ton, în poziția normală.

Se modifică nivelul semnalului de intrare, din GRF , astfel ca la ieșirea receptorului să se obțină tensiunea de $447mV_{ef}$, corespunzătoare puterii standard de $50mW$, pe o sarcină de 4Ω . Se urmărește din nou acordul receptorului și iterativ nivelul tensiunii de intrare, până când indicația voltmetrului este maximă și la $447mV_{ef}$.

Se măsoară nivelul tensiunii de intrare (pe GRF), care reprezintă S_a .

Observație: datorita blocului de reglaj automat al amplificării, Tensiunea de iesire nu va varia liniar cu tensiunea de la intrarea radioreceptorului.

3.2 Măsurarea sensibilității limitate de zgomot

Pentru fiecare din frecvențele de măsură, în gamele de UL , UM , UUS , se modifică logaritmice nivelul semnalului de intrare, conform Tabelului 1.1:

Tabelul 1.1

$U_{in}[\mu V]$	2	5	10	20	50	100	200
$U_{out}[\mu V]$							
$U_{zg}[\mu V]$							
RSZ[dB]							

U_{out} este nivelul tensiunii de ieșire, care înglobează atât semnalul util, cât și zgomotul. Presupunând că cele două componente sunt necorelate, se poate scrie:

$$U_s^2 + U_{zg}^2 = U_{out}^2 \quad (1.3)$$

Se măsoară tensiunea de ieșire U_{out} folosind voltmetrul. Se suprimă modulația ($m=0$) și se măsoară pe voltmetru valoarea U_{zg} .

În final se calculează

$$RSZ = 10 \lg \frac{U_{out}^2 - U_{zg}^2}{U_{zg}^2} [dB] \quad (1.4)$$

Se trasează pe același grafic valorile $U_{out}[dB\mu V](U_{in}[mV])$ și $U_{zg}[dB\mu V](U_{in}[mV])$. Se deduce S_{zg} ca fiind acea valoare pentru care diferența între cele

două curbe pe verticală este egală cu *RSZ* standard (20dB la *MA – UM*, *UL* și 26dB la *MF - UUS*).

3.3 Măsurarea fidelității

Se generează cu ajutorul *GRF* un semnal modulat cu $f_m=1000\text{Hz}$ și $m=30\%$, pe una din frecvențele standard de măsură. Reglajul de volum este la poziția maxim, iar cel de ton în poziția normală. Se urmărește realizarea acordului.

Se variază frecvența modulatorie în gama 20Hz până la 20kHz, cu pasul de 2kHz și se notează în dreptul fiecărei valori tensiunea obținută pe voltmetru, U_{out} .

Se trasează caracteristica $U_{out}(f_m)$, *caracteristica electrică la frecvență globală a receptorului* (distorsiunile liniare).

În cazul platformei de măsură ce conține aparatul de monitorizare a serviciilor de radiocomunicații, *CMS50*, se va efectua și o măsurătoare a factorului de distorsiuni în bandă (distorsiuni neliniare).

4. Întrebări

1. Cum este de dorit să fie sensibilitatea unui receptor?
2. Care sunt măsurile pentru ca un radioreceptor să posede o sensibilitate utilizabilă cât mai bună?
3. Care este relația între sensibilitatea limitată de amplificare și cea limitată de zgomot pentru radioreceptoarele realizate la nivelul tehnologic actual?
4. Cum variază raportul semnal zgomot, cu reglajul de volum?

Măsurarea selectivității radioreceptoarelor și a caracteristicii RAA

1. Scopul lucrării

Ridicarea curbelor de selectivitate la canalul adiacent și a caracteristicii RAS.

2. Breviar teoretic

2.1 Receptoare cu amplificare directă

Schema bloc a unui receptor cu amplificare directă este dată în figura 2.1.

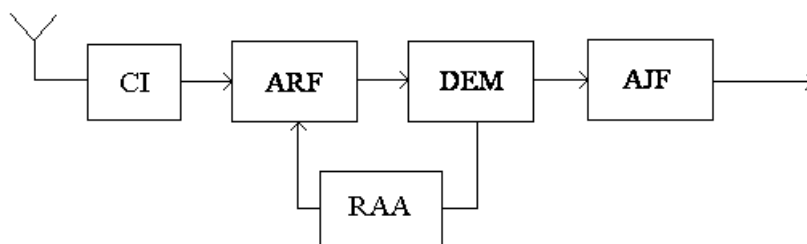


Figura 2.1. Schema bloc a receptorului cu amplificare directă

Blocurile din figura 2.1 au denumirile:

CI – circuit de intrare

ARF – amplificator de radiofrecvență

DEM – demodulator

AJF – amplificator de joasă frecvență

Selecția canalului este făcută de către *ARF*. În funcție de spectrul canalului dorit, semnalul captat de antenă este prelucrat de către filtrul trece-bandă, a cărei frecvență centrală este variabilă în funcție de canal. *Acordul* receptorului constă în aducerea frecvenței centrale a filtrului trece-bandă, prin intermediul unui reglaj continuu realizat cu ajutorul unor circuite selective prevăzute cu bobine sau cu condensatoare variabile, în centrul benzii canalului vizat.

Avantajul principal al acestui radioreceptor constă în complexitatea sa redusă. Dintre dezavantaje trebuie să menționăm: variația parametrilor (sensibilitate, selectivitate) în funcție de frecvența de lucru; imposibilitatea realizării unei selectivități suficient de bune datorită dificultății de a realiza amplificatoare selective

cu multe etaje cu acord variabil, limitarea frecvenței de lucru la frecvențe care nu depășesc câțiva MHz datorită imposibilității asigurării selectivității cu filtre bazate pe circuite rezonante RLC având în vedere valoarea limitată a factorului de calitate.

2.2 Receptoare cu schimbare de frecvență

Pentru a evita limitările datorate dezavantajelor menționate mai sus, în receptoarele cu o schimbare de frecvență, semnalul captat de antenă suferă o schimbare de frecvență (mixare) cu o frecvență dată de un oscilator local. Această frecvență este astfel aleasă, în funcție de frecvența canalului vizat, încât la ieșirea mixerului spectrul canalului dorit să fie centrat pe o frecvență *fixă* și *de valoare convenabilă*, numită *frecvență intermediară*. În aceste condiții, *acordul* receptorului constă în modificarea frecvenței oscilatorului local, astfel încât diferența între aceasta și frecvența centrală a canalului dorit să fie egală cu frecvența intermediară. Relația (2.1) exprimă afirmația de mai sus:

$$f_i = |f_h - f_s|, \quad (2.1)$$

unde: f_i este frecvența intermediară;

f_h este frecvența oscilatorului local;

f_s este frecvența semnalului;

În funcție de semnul argumentului modulului din (2.1), receptoarele se clasifică în:

- receptoare superheterodină (SH) : $f_h > f_s$
- receptoare infraheterodină (IH) : $f_h < f_s$
- receptoare sincrodină (sH) : $f_h = f_s$

Schema bloc a receptorului cu o schimbare de frecvență este dată în figura 2.2.

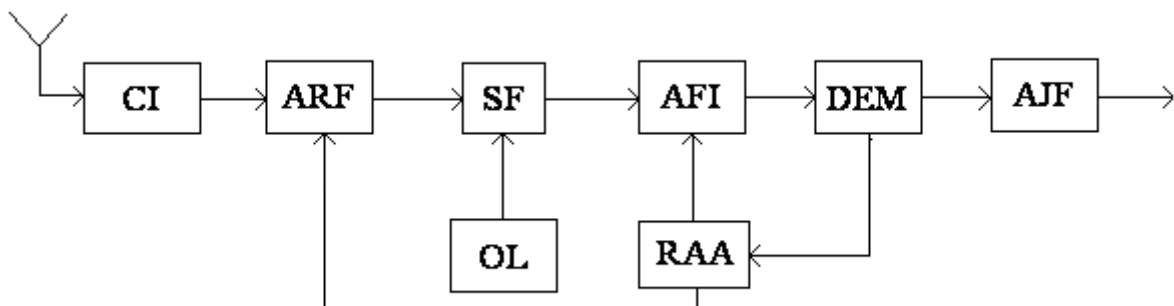


Figura 2.2. Schema bloc a unui receptor cu schimbare de frecvență

Semnificația notațiilor din figura 2.2:

- CI* – circuit de intrare
- ARF* – amplificator de radio-frecvență
- SF* – schimbător de frecvență
- OL* – oscilator local
- AFI* – amplificator pe frecvența intermediară
- DEM* – demodulator
- AJF* – amplificator de joasă frecvență
- RAA* – reglaj automat de amplitudine

În cele ce urmează, ne vom referi exclusiv la receptorul *SH*, care este cel mai folosit în practică. Semnalele obținute în diferite puncte ale schemei din Figura 2.2 sunt prezentate în Figura 2.3.

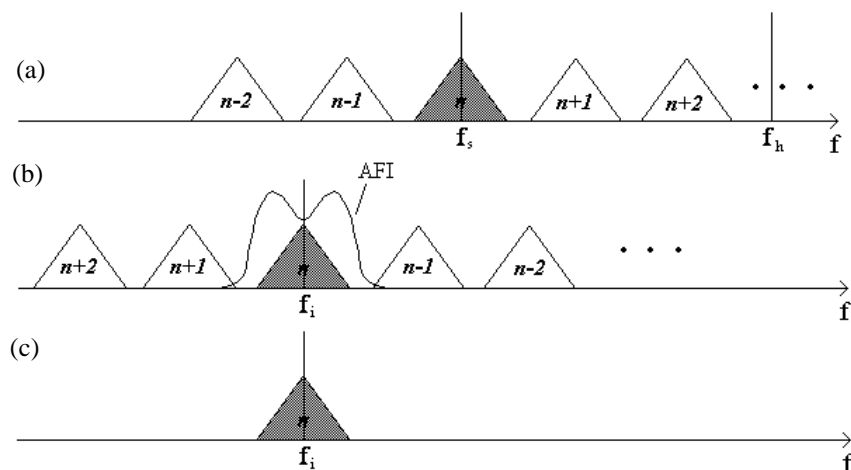


Figura 2.3. Semnalele din diferite puncte ale schemei receptorului *SH*

- a) la ieșirea din antenă
- b) la ieșirea din SF
- c) la ieșirea din AFI

Se observă că în acest caz, selecția canalelor se realizează de către *AFI*. Vom spune că blocurile selective (*CI+ARF*) care preced schimbătorul fac doar o preselecție de canale. Caracteristica lor de amplitudine va trebui să îndeplinească un număr de condiții care vor fi deduse mai departe.

2.3 Selectivitatea

Selectivitatea poate fi definită în două situații:

1) semnalele aplicate la intrare au valori mici. În acest caz se definesc parametri:

- selectivitatea la canalele adiacente reprezintă atenuarea introdusă de amplificatorul selectiv la o frecvență egală cu frecvența purtătoare a canalului vecin: $f = 9\text{kHz}$ pentru semnalul MA și $f = 300\text{kHz}$ pentru MF.
- selectivitatea la semnale dependente de tipul RR (de exemplu selectivitate la frecvența intermediară, sau la frecvența imagine).

2) semnalele aplicate la intrare au valori mari. În acest caz se manifestă fenomene neliniare. Se definesc trei parametri care dau selectivitatea la nivel mare:

- înecarea semnalului util

Presupunem că radioreceptorul este acordat pe semnalul util. Dacă se aplică, simultan, un semnal perturbator, al cărui nivel este variabil se va constata că nivelul și alte caracteristici ale semnalului util depind de cel perturbator.

- transmodulația

Dacă semnalele perturbatoare sunt mari, se constată că deși RR este acordat pe semnalul util, la tăierea modulației acestuia rămâne un semnal audio la ieșire care provine de la semnalele perturbatoare; cu alte cuvinte datorită neliniarităților se transferă un semnal modulator de la perturbație la semnalul util.

- atenuarea semnalelor perturbatoare pe frecvența imagine și intermediară (ca și în cazul anterior va fi reluat și precizat la RR cu o SF).

În continuare vom defini *selectivitatea* numai în contextul unor semnale de intrare mici, deși se poate defini și pentru semnale de intrare de nivel mare. În aceste condiții, se presupune că semnalul și perturbația nu acționează simultan. Selectivitatea poate fi definită atât relativ la canalele adiacente, cât și la perturbațiile pe frecvențele intermediară și imagine.

Selectivitatea la canalele adiacente se va defini ca atenuarea introdusă de amplificatorul selectiv la frecvența purtătoare a canalului adiacent, aflată la un ecart

de 9kHz la *MA* sau 300kHz la *MF*. Este necesară o măsurătoare a nivelurilor de semnal și zgomot, în aceleași condiții ca la măsurarea sensibilității limitate de zgomot. De obicei, se efectuează o mediere pentru canalele adiacente situate într-o parte sau alta a frecvenței de acord.

$$a_0 = \frac{a_+ + a_-}{2}, \quad (2.2)$$

În schema din Fig. 2.2, responsabil pentru rejecția canalelor adiacente este blocul *AFI*, care realizează o filtrare pe frecvență joasă și fixă.

2.4 Reglajul automat al amplificării

În Fig. 2.2 apare blocul *RAA*, de reglare automată a amplificării sau a sensibilității. El are rolul menținerii nivelului de la ieșirea radioreceptorului relativ constant atunci când nivelul de intrare variază în limite largi. Prin urmare, la creșterea nivelului tensiunii de intrare, se remarcă o creștere neliniară a nivelului de ieșire. Panta aceste caracteristici este descrescătoare, ceea ce arată că amplificarea globală a radioreceptorului scade pe măsură ce u_{in} crește.

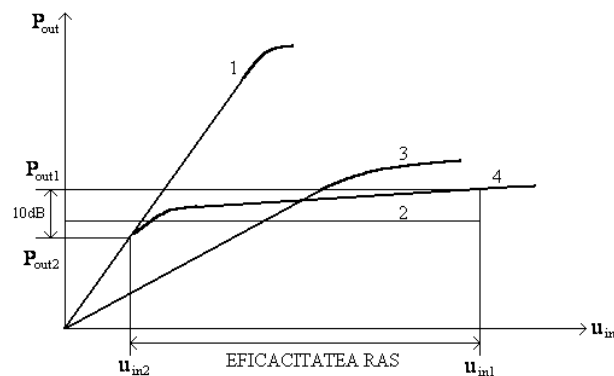


Figura 2.4. Caracteristici intrare-ieșire pentru receptoare: 1. Fără *RAA*. 2. Cu *RAA* ideal. 3. Cu *RAA* simplu. 4. Cu *RAA* cu întârziere

Blocul de *RAA* acționează asupra amplificării etajelor *AFI* și *ARF*.

2.5 Circuite selective folosite în receptoare

Pe parcursul lanțului de prelucrare de RF , semnalul captat de antenă este trecut prin circuite de selecție și preselecție al căror rol este acela de a filtra semnalul, separându-l de componentele spectrale nedorite, provenite din canalele adiacente sau alte tipuri de perturbații.

Circuitele rezonante de tip RLC pot avea acest rol. Trebuie ținut cont că ele au o caracteristică selectivă de tipul:

$$H(\omega) = \frac{H_0}{1 + jx}, \quad (2.3)$$

unde x este dezacordul normalizat, ce are formula:

$$x = \beta Q = \left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f} \right) Q \quad (2.4)$$

f_r este frecvența de rezonanță:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

Q este factorul de calitate, care pentru un circuit rezonant derivație este:

$$Q = 2\pi f_r RC \quad (2.6)$$

Expresia benzii la 3dB rezultă imediat din punerea condiției:

$$\left| \frac{H(\omega_r)}{H(\omega_r + \pi B_{3dB})} \right| = \sqrt{2} \quad (2.7)$$

Rezultă

$$B_{3dB} = \frac{f_r}{Q} \quad (2.8)$$

În general, atenuarea dată de un astfel de circuit rezonant poate fi scrisă ca

$$a(f) = 10 \lg \sqrt{1 + x^2(f)} = 10 \lg \sqrt{1 + Q^2 \beta^2(f)} \approx 10 \lg(Q\beta(f)) \quad (2.9)$$

O altă categorie de filtre des întâlnite în practică sunt **filtrele Butterworth**, realizate cu maxim de aplatizare, a căror funcție de transfer se scrie ca în (2.25).

$$H_n(\omega) = \frac{H_0}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_t} \right)^n} \quad (2.10)$$

Evident, funcția prezintă un număr de n poli complecși, fiecare pol s_k introducând în plus o pantă a atenuării de 20dB/dec., la $f > \text{Re}\{s_k\}$.

Atenuarea la o frecvență oarecare f se scrie:

$$a_n(f) = 10 \lg \left(1 + \left(\frac{f}{f_t} \right)^{2n} \right) \quad (2.11)$$

În general, pentru un filtru Butterworth, ca și pentru orice filtru care prezintă numai poli, este valabilă relația, care leagă ordinul filtrului de atenuările pe care le prezintă la două frecvențe cunoscute:

$$n = \frac{\Delta a}{20 \lg \left(\frac{f_2}{f_1} \right)}, \quad (2.12)$$

în care:

$$\Delta a = a(f_2) - a(f_1) \quad (2.13)$$

Dacă filtrul prezintă și zerouri, relația este valabilă numai în măsura în care acestea sunt prezente în afara intervalului $(f_1; f_2)$. Altfel, fiecare dintre acestea introduce o creștere a pantei de 20dB/decadă pentru fiecare zero.

3. Desfășurarea lucrării

Montajul de măsură este prezentat în figura 2.5.

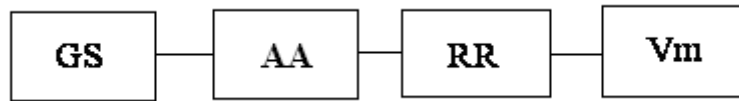


Figura 2.5. Montajul de măsură

GRF este un generator de semnal standard de radiofrecvență

AA reprezintă antena artificială

RR este un radioreceptor

V_m poate fi un wattmetru sau un voltmetru de valori efective

3.1. Măsurarea selectivității

Se emite cu ajutorul *GRF* semnalul modulat normal, pe una din frecvențele de măsură. Reglajul de volum este în poziția de maxim, iar cel de ton în poziția normală. Se urmărește realizarea acordului și atingerea puterii standard (indicația de 300mV_{ef} pe voltmetru), notându-se valoarea tensiunii de intrare (*S_a*).

Fără a modifica reglajele semnalului modulat, se dezacordează receptorul cu Δf în stânga și în dreapta frecvenței de acord. Pentru aceasta, se variază frecvența generatorului de semnal cu Δf .

Se variază nivelul tensiunii de intrare până la $U(\Delta f)$ astfel încât tensiunea de la ieșire să revină la 300mV_{ef}. Se calculează atenuarea

$$a(\pm\Delta f) = 20\lg \frac{U(\pm\Delta f)}{S_a} \quad (2.14)$$

De regulă, cunoscând a priori proprietatea de simetrie a caracteristicii de selectivitate, pentru diminuarea erorilor de măsură, se notează

$$\bar{a}(\Delta f) = \frac{a(+\Delta f) + a(-\Delta f)}{2} \quad (2.15)$$

Pentru semnale MA, se completează Tabelul 2.1:

Tabelul 2.1

Δf [kHz]	-15	-10	-6	-3	0	3	6	10	15
$a(\Delta f)$ [dB]									

Se trasează graficul $a(\Delta f)$, pentru fiecare frecvență de măsură standard.

3.2 Ridicarea caracteristicii RAS

GRF emite un semnal modulat normal *MA* pe frecvența purtătoare de 1MHz, în gama de unde medii. Se realizează acordul radioreceptorului pe frecvența purtătoare și se mărește nivelul semnalului de intrare la 100mV. Se reglează volumul astfel încât la ieșire nivelul tensiunii să fie egal cu $1.5V_{ef}$, corespunzător unei puteri de ieșire egale cu jumătate din puterea maximă. Reglajul de ton este în poziție normală.

Pentru această configurație, se micșorează nivelul tensiunii de intrare astfel ca tensiunea de ieșire să scadă cu 20dB (puterea semnalului de ieșire scade cu 10dB) și se notează diferența între cele două valori ale tensiunii de intrare, care reprezintă întocmai eficacitatea RAS.

Totodată, se completează Tabelul 2.2.

Tabelul 2.2

U_{in} [μV]	2	5	10	20	50	...	2000	5000	10000
U_{out} [mV]									

Se trasează caracteristica $u_{out}(u_{in})$.

4. Întrebări

1. Ce tip de caracteristică RAA prezintă radioreceptorul analizat?
2. De ce este necesară reducerea volumului la măsurarea caracteristicii RAS?
3. Realizați o evaluare a complexității filtrelor de rejecție a canalelor adiacente în cele 3 game.
5. Cum acționează reglajul automat de amplificare la creșterea nivelului semnalului modulator?

6. De ce în cazul ridicării caracteristicii de selectivitate a unui radioreceptor, se păstrează puterea de ieșire constantă, egală cu puterea standard?
7. Considerăm cazul unui sistem de radiodifuziune în banda vest de *UUS* ($87.5-108\text{MHz}$), în care se folosește modulația de frecvență. Distanțele între canale (între frecvențele purtătoare) sunt de 300kHz (valoare minimă). Receptorul este cu amplificare directă (fără schimbare de frecvență). Care este ordinul filtrului *ARF* (presupus a avea numai poli, nu și zerouri) astfel ca atenuarea minimă în raport cu canalul adiacent să fie de 50dB ? Comentați valoarea obținută. Cum variază ordinul găsit în bandă (la capetele benzii)?
8. Considerăm un semnal *MA+P*, cu $m=0.4$ și $f_m=1\text{kHz}$, cu $f_0=600\text{kHz}$. Receptorul *SH* ($f_i=455\text{kHz}$) este acordat cu o eroare de 1kHz . Dacă *AFI* este un filtru Butterworth de ordinul 5 (5 perechi de poli complex conjugați), cu banda de trecere de 5kHz , ce semnal rezultă în urma demodulării? Dar dacă $f_m=4\text{kHz}$?
9. Presupunem că *ARF* dintr-un receptor *SH* este realizat cu un circuit acordat derivație, în care $R=10\text{k}\Omega$, $L=5\mu\text{H}$, $C=10\text{nF}$, se află în paralel cu un condensator variabil C_v . Care este gama de variație a condensatorului variabil pentru lucrul în gama de *UL*? Dacă admitem că valorile componentelor nu se modifică în frecvență, calculați factorul de calitate și banda la 3dB la capetele benzii *UL*.
10. Pentru un radioreceptor cu o singură schimbare de frecvență, proiectați un *ARF* în gama *UL* cu circuit acordat cu capacitate variabilă prin care se asigură o atenuare pe frecvența intermediară de minim 40dB . Se impune folosirea unei inductanțe $L=5\mu\text{H}$, al cărei factor de calitate este $Q_L=5$.

Măsurarea atenuării pentru perturbațiile situate în jurul frecvențelor intermediară și imagine

1. Scopul lucrării

Determinarea variației atenuărilor pentru perturbațiile situate în jurul frecvențelor intermediară și imagine pentru un receptor superheterodină, în gamele de unde lungi, medii și ultrascurte.

2. Breviar theoretic

Reamintim schema bloc a unui receptor cu o schimbare de frecvență, prezentată mai în detaliu în Lucrarea 2.

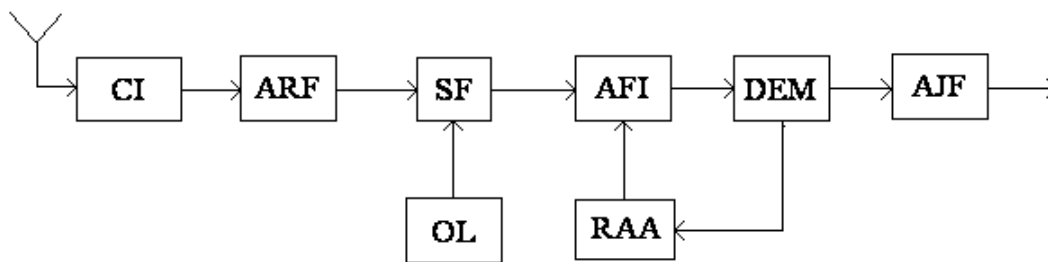


Figura 3.1. Schema bloc a unui receptor cu schimbare de frecvență

2.1 Perturbațiile pe frecvențele intermediară și imagine

În general, schimbarea de frecvență rezultă ca răspuns al unui circuit nelinier. Presupunem că acesta are o caracteristică de transfer intrare-ieșire de forma (3.1):

$$u_o(t) = \sum_{k=0}^n a_k (u_1(t) + u_2(t))^k, \quad (3.1)$$

unde: n - ordinul de neliniaritate

$u_{1,2}$, u_o – tensiunile de intrare, respectiv de ieșire în schimbător

Relația (3.1) reprezintă așa numita metodă aditivă prin care se poate realiza mixarea. Există și o mixare multiplicativă, pentru care se obțin aceleași concluzii și din aceste motive, nu se va detalia mai departe.

Pentru simplitate, admitem că tensiunea de intrare este formată din suprapunerea a două componente sinusoidale:

$$u_i(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_1 \cos 2\pi f_1 t + U_2 \cos 2\pi f_2 t \quad (3.2)$$

Termenul de ordin k din suma (3.1) determină apariția unor componente de forma:

$$\sum_{\substack{l,m \in \mathbb{N} \\ l+m=k}} U_{l,m} \cos[2\pi(\pm lf_1 \pm mf_2)t] \quad (3.3)$$

Pe scurt, fiecare termen de ordin k produce mai multe componente sinusoidale de frecvențe egale cu combinații liniare ale frecvențelor de intrare:

$$f_1, f_2 \xrightarrow{k} \pm lf_1 \pm mf_2, \quad l + m = k \quad (3.4)$$

Dacă ne limităm la neliniaritățile de ordin 2, la ieșirea schimbătorului de frecvență, conform reprezentării (3.4), ținând cont că în acest caz $k \in \{0,1,2\}$, avem: $f_1, f_2, |f_1 - f_2|, f_1 + f_2$. Printr-o filtrare trece-bandă, se poate reține numai una dintre aceste componente.

Dacă f_a este frecvența la ieșirea ARF, și f_h frecvența oscilatorului, la ieșirea schimbătorului se obține:

$$f_a, f_h, |f_h - f_a|, f_h + f_a \quad (3.5)$$

Filtrul de la ieșirea mixerului, AFI, este centrat pe f_i . Atunci, componentele spectrale de tipul (5) care intră în banda de trecere a AFI sunt:

$$f_a = f_i \quad (3.6)$$

$$f_a = f_h - f_i = f_s \quad (3.7)$$

$$f_a = f_h + f_i = f_s + 2f_i = f_{im} \quad (3.8)$$

Cu alte cuvinte, pe lângă componenta utilă f_s , la ieșirea SF, regăsim și ceea ce la ieșirea antenei se afla pe frecvențele f_i și f_{im} . Aceste componente se suprapun, sub

formă perturbații, peste semnalul util. f_{im} poartă numele de *frecvență imagine*, fiind simetrica lui f_s în raport cu f_h . Odată suprapuse peste semnalul util, pe frecvența intermediară, aceste perturbații nu se mai pot elimina. Este necesară prin urmare o atenuare puternică a componentelor pe cele două frecvențe, *înainte* de schimbarea de frecvență. Această atenuare va fi dată de caracteristica de amplitudine a CI și ARF.

Concluzionând, CI și ARF dictează atenuarea pe cele două frecvențe, imagine și intermediară. Frecvența centrală este egală cu f_s , care variază în funcție de acord ($f_s = f_h - f_i$), dar banda de trecere este mai largă, CI + ARF nepropunându-și selecția de canale. Acest rol îl are AFI, a cărei caracteristică este fixă, nedepinzând de frecvența de acord.

Observație: Deși este realizat la o frecvență fixă și mai joasă decât cea a semnalului RF, AFI poate avea o complexitate mare. Din acest motiv, pentru reducerea suplimentară a complexității, se poate recurge la mai multe schimbări de frecvență. Totodată, trebuie realizat un compromis, în alegerea valorii frecvenței intermediare, între atenuarea pe frecvența imagine și cea pe frecvența intermediară.

Pentru o evaluare aproximativă a atenuării pe frecvența intermediară se folosește expresia generală:

$$a = 20 \lg \left| \frac{H_n(\omega_0)}{H_n(\omega)} \right| = 20 \lg \left| H_0^n \frac{(1 + jx)^n}{H_0^n} \right| = 10n \lg(1 + x^2), \quad (3.9)$$

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:

$$|x_i| = \left| Q \left(\frac{f_i}{f_s} - \frac{f_s}{f_i} \right) \right|, \quad (3.10)$$

și se consideră funcția:

$$g(y) = \left| \frac{a}{y} - \frac{y}{a} \right| \text{ cu } y \in (0, \infty), a > 0. \quad (3.11)$$

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

$$g(y) = \begin{cases} \frac{a-y}{y} - \frac{y}{a}, & \text{pentru } y \in (0; a) \\ \frac{y-a}{a} - \frac{a}{y}, & \text{pentru } y \in (a; \infty) \end{cases} \quad (3.12)$$

și rezultă derivata

$$g'(y) = \begin{cases} -\frac{a}{y^2} - \frac{1}{a}, & \text{pentru } y \in (0; a) \\ \frac{1}{a} + \frac{a}{y^2}, & \text{pentru } y \in (a; \infty) \end{cases} \quad (3.13)$$

(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 3.2).

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 f_i ; în cazul de față $f_{S_{\max}}$, pentru gama UL și $f_{S_{\min}}$, pentru gamele UM și US .

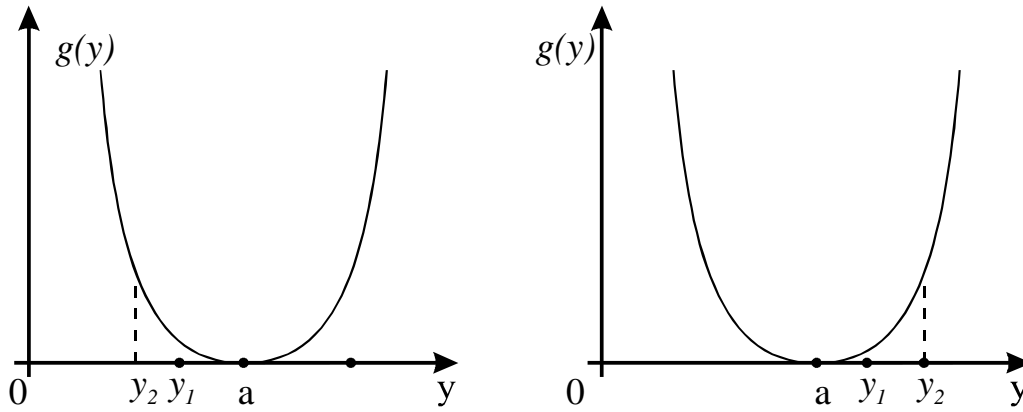


Figura 3.2. Reprezentarea funcției $g(y)$.

Se remarcă așadar faptul că situația cea mai defavorabilă în determinarea atenuării pe frecvența intermediară se întâlnește la frecvența semnalului cea mai apropiată de frecvența intermediară.

Perturbațiile pe frecvența intermediară pot fi eliminate prin utilizarea unui circuit de rejecție.

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

$$x_{im} = Q\left(\frac{f_{im}}{f_s} - \frac{f_s}{f_{im}}\right) = Q\left(\frac{f_s + 2f_i}{f_s} - \frac{f_s}{f_s + 2f_i}\right), \quad (3.14)$$

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

$$g: \mathbf{R}_+^* \rightarrow \mathbf{R}_+, \quad g(y) = \frac{y+a}{y} - \frac{y}{y+a} = \frac{a}{y} + \frac{a}{y+a}, \quad (3.15)$$

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

$$x_{im_{min}} = Q\left(\frac{f_{s_{max}} + 2f_i}{f_{s_{max}}} - \frac{f_{s_{max}}}{f_{s_{max}} + 2f_i}\right), \quad (3.16)$$

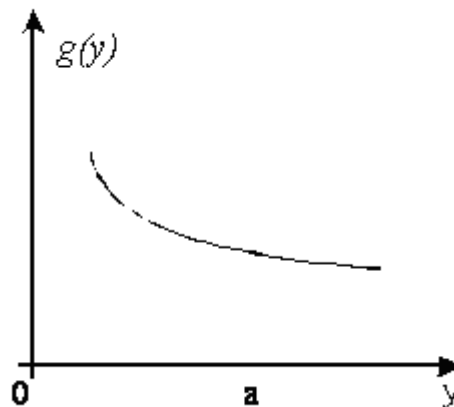


Figura 3.3. Reprezentarea funcției $g(y)$.

3. Desfășurarea lucrării

Se studiază variația atenuării pe frecvențele imagine și intermediară în gamele de *UM* (525-1605kHz) și *UL* (150-285kHz), pentru care frecvența intermediară este de 455kHz. Montajul de măsură este prezentat în Figura 3.4.



Figura 3.4. Montajul de măsură

GRF este un generator de semnal standard de radiofrecvență

AA reprezintă antena artificială

RR este un radioreceptor

Vm poate fi un wattmetru sau un voltmetru de valori efective

Se vor folosi două platforme de măsură. Prima dintre ele este conformă cu figura 3.3, în care *GS* este un generator de semnal *SML 01*, produs de Rhode&Schwarz, iar voltmetrul este analogic. Pentru o măsurătoare precisă, se folosește și voltmetrul digital aflat la dispoziție.

A doua platformă de măsură folosește doar două blocuri. În afara receptorului identic celui din cazul 1, se va folosi un aparat de monitorizare a serviciilor de radiocomunicații, *CMS 50*, produs de Rhode&Schwarz, folosit în configurație de testare receptor, **Rx-Test**. În acest caz, aparatul emite pe ieșirea de *RF OUT*, către receptor, un semnal modulat, după indicațiile utilizatorului. Ieșirea receptorului este legată la intrarea de *AF* a *CMS 50*, care poate măsura diferiți parametri ai semnalului

recepționat (nivel, raport semnal pe zgomot, frecvență medie, factor de distorsiuni etc.).

Se generează cu ajutorul *GS*, un semnal standard *MA*, cu frecvența de modulație *1kHz* (*Modulation/Frequency*) și indice de modulație *30%*. Nivelul semnalului modulat va fi de *1mV*. Pentru fiecare frecvență aleasă din gamă se parcurg următoarele etape:

- se realizează acordul pe f_s , mai întâi calitativ, urmărind un sunet audio cât mai puternic, și apoi cantitativ, urmărind indicația maximă pe voltmetru;
- se notează U_s ;
- fără a modifica acordul radioreceptorului, se reglează frecvența purtătoare pe $f_i=455kHz$ și se măsoară U_i ;
- similar, se modifică frecvența purtătoare pe $f_{im}=f_s+910kHz$ și se notează U_{im} .

Se vor completa două tabele, corespunzătoare celor două game în care se efectuează măsurători. Pentru *UL*, se completează Tabelul 3.1.

Tabelul 3.1

$f_s[kHz]$	150	170	...	250	275
$U_s[mV]$...		
$U_i[mV]$...		
$a_i = 20\lg \frac{U_s}{U_i} [dB]$...		
$U_{im}[mV]$...		
$a_{im} = 20\lg \frac{U_s}{U_{im}} [dB]$...		

Pentru gama de *UM*, rezultă Tabelul 3.2:

Tabelul 3.2

$f_s[kHz]$	550	600	800	...	1400	1600
$U_s[mV]$...		
$U_i[mV]$...		

$a_i = 20\lg \frac{U_s}{U_i} [dB]$...		
$U_{im}[mV]$...		
$a_{im} = 20\lg \frac{U_s}{U_{im}} [dB]$...		

Pentru gama de *UUS-MF1*, rezultă Tabelul 3.3:

Tabelul 3.3

$f_s[kHz]$	63	65	...	71	73
$U_s[mV]$...		
$U_i[mV]$...		
$a_i = 20\lg \frac{U_s}{U_i} [dB]$...		
$U_{im}[mV]$...		
$a_{im} = 20\lg \frac{U_s}{U_{im}} [dB]$...		

Pentru gama de *UUS-MF2*, rezultă Tabelul 3.4:

Tabelul 3.4

$f_s[kHz]$	88	92	...	106	108
$U_s[mV]$...		
$U_i[mV]$...		
$a_i = 20\lg \frac{U_s}{U_i} [dB]$...		
$U_{im}[mV]$...		
$a_{im} = 20\lg \frac{U_s}{U_{im}} [dB]$...		

--	--	--	--	--	--

Pe baza datelor din cele două tabele, se vor trasa graficele $a_i(f)$, respectiv $a_{im}(f)$, pe același grafic atât pentru UL , UM , cât și pentru UUS .

4. Întrebări

1. Similar discuției privind frecvența imagine făcute în cazul receptoarelor SH , să se evidențieze problemele ce pot apărea în cazul receptoarelor SH și IH . Ce se poate spune despre perturbațiile pe care le pot produce eventualele armonici ale frecvenței oscilatorului local, în cele trei cazuri de receptoare?
2. Cum sunt influențate valorile atenuărilor pe frecvențele imagine și intermediară ale unui receptor SH , dacă, pentru o frecvență de acord constantă ($f_s=ct.$), f_i crește, respectiv scade. Cum trebuie aleasă la proiectarea unui sistem de telecomunicații frecvența intermediară? Prezentați soluții pentru eliminarea acestui neajuns.
3. Care este ordinul minim al unui filtru trece-bandă Butterworth din cadrul ARF dintr-un receptor SH care asigură în gama de UM o atenuare pe frecvența intermediară de minimum 50dB? Dar dacă această condiție se impune în gama de UL ?
4. Repetați exercițiul 3 în condițiile în care se impune valoarea de 50dB pentru atenuarea pe frecvența imagine.
5. Dacă admitem că AFI este realizat numai cu poli, care trebuie să fie ordinul său astfel încât atenuarea pe canalele adiacente să fie mai mare de 50dB pe UUS .
6. Considerând că circuitul de preselecție format din ARF (CI este cu acord fix în centrul benzii 87,5...108 MHz) are factorul de calitate 10 să se evalueze contribuția sa la atenuarea canalului adiacent. Găsiți cazul cel mai defavorabil în gama UUS și luați-l în considerare în calculul de mai sus

Lucrarea 4

Simularea unui receptor superheterodină

7. Scopul lucrării

Se va simula un receptor superheterodină în Simulink, lucrând în UM, studiind efectul perturbațiilor pe frecvențele intermediară și imagine, precum și efectul unei demodulări necoerente.

8. Breviar teoretic

Principiul de funcționare al receptoarelor cu schimbare de frecvență, deci și al celor de tip superheterodină, a fost prezentat în Lucrarea 2.

9. Desfășurarea lucrării

3.1 Descrierea schemei bloc

Vom considera un număr de 7 posturi multiplexate în frecvență 525-595kHz, având lărgimea de bandă de 9kHz. Spațierea între canale este de 10kHz. Fiecare semnal este obținut prin modularea MA-PS a unei purtătoare pe frecvența

$$f_{0,k} = 520kHz + k \cdot 10kHz, k = \overline{1,7} \quad (4.1)$$

de către un semnal sinusoidal pe frecvența de 3kHz.

Observație: în practică, posturile emit semnale modulate MA cu purtătoare. Pentru simplificarea schemei, în simulare se va folosi o modulație MA-PS, aceasta neinfluențând perturbațiile pe frecvențele intermediară și imagine.

Frecvența intermediară a sistemului este de 455kHz.

În vederea demodulării, peste semnalul radio rezultat prin suprapunerea posturilor, se adaugă și perturbații pe frecvența intermediară (f_i), cât și pe frecvența

imagine corespunzătoare canalului k ce se dorește a se recepționa ($f_{im}=520\text{kHz}+910\text{kHz}+k10\text{kHz}=1430\text{kHz}+k10\text{kHz}$).

Schema producerii semnalului compus este prezentată în figura 4.1.

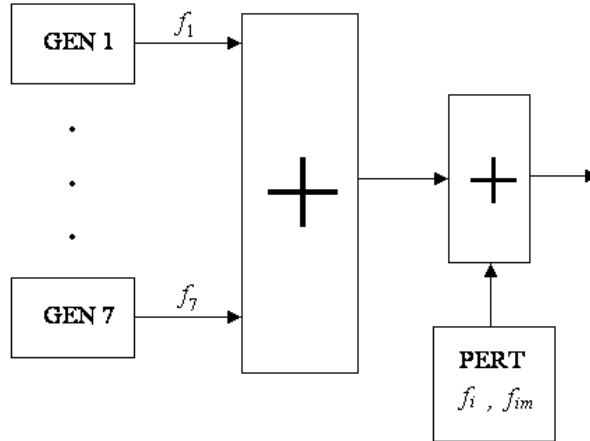


Fig. 4.1. Schema producerii semnalului compus

Blocurile **GEN k** sunt blocuri de producere a semnalelor modulate, având schema detaliată din figura 4.2.

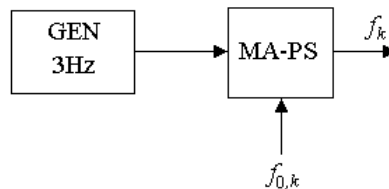


Fig. 4.2. Schema producerii semnalului de pe postul k

Semnalele perturbatoare reprezintă semnale aleatoare centrate pe frecvențele f_i și $f_{im,k}$.

Radioreceptorul are schema bloc tipică a unui RR-SH.

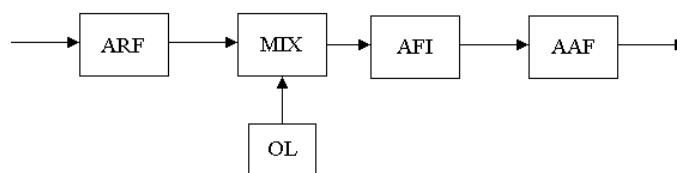


Fig. 4.3. Schema bloc a RR-SH

ARF realizează preselecția semnalului, o primă amplificare și reducerea perturbațiilor de pe frecvențele intermediară și imagine. El are o structură simplă,

acest circuit nepropunându-și realizarea selectivității la canalul adiacent. El este realizat sub forma unui filtru trece-bandă Butterworth, de ordin 2, cu frecvență centrală variabilă.

MIX reprezintă un mixer realizat cu element activ neliniar. Structura sa este prezentată în figura 4.4.

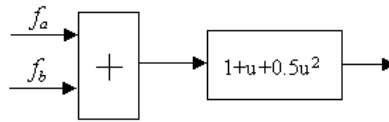


Fig. 4.4. Schema bloc a mixerului

OL este un generator comandat în tensiune. În cazul în care se dorește selectarea canalului k , receptorul trebuie acordat astfel încât $f_{OL}=f_{0,k}+f_i$.

În urma mixării, va rezulta un spectru centrat pe f_i . Teoretic, cum mixerul nu este ideal, se regăsesc componente și pe $f_{OL}+f_i$. Este rolul **AFI**, care reprezintă un filtru trece-bandă complex, fix, centrat pe f_i , să rețină numai canalul centrat pe f_i . Filtrul este un Butterworth, cu ordinul 4 și banda de 9kHz.

DEM reprezintă un demodulator de amplitudine.

3.2 Blocurile folosite

Schema bloc a întregului circuit este prezentată în figura 4.5.

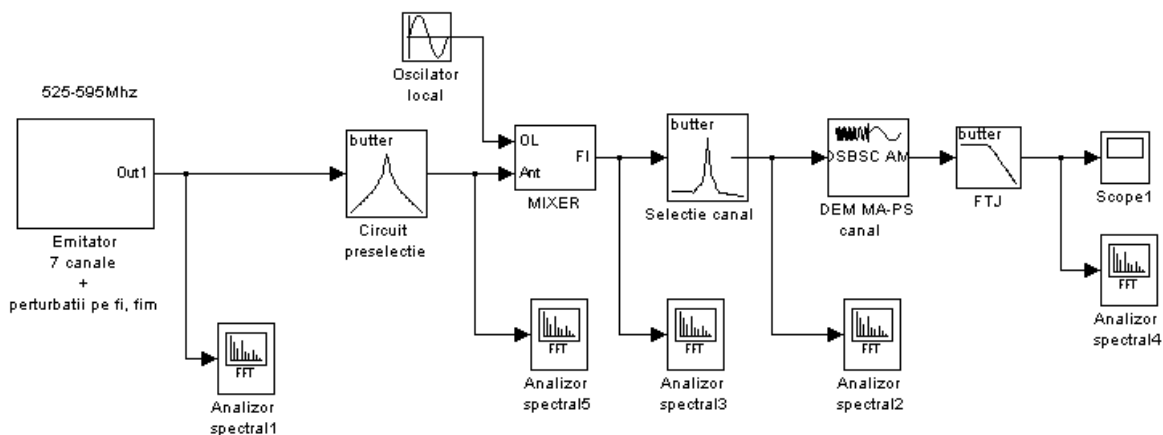


Fig. 4.5. Schema bloc a sistemului în Simulink

Circuitul de preselecție este realizat cu un FTB (Analog Filter Design), având specificațiile menționate anterior.

Oscilatorul local este un generator de semnal sinusoidal (Sine Wave), de amplitudine unitară și frecvența în funcție de canalul ce se dorește a fi selectat.

Ordinul acestui canal reprezintă o variabilă ce poate fi reținută în Workspace și căreia, înainte de orice simulare, îi trebuie atribuită o valoare dorită.

Mixerul este format dintr-un sumator (Sum) și un bloc Math Function care implementează funcția matematică de gradul doi descrisă mai sus.

Selecția canalului se realizează tot cu un filtru trece-bandă descris anterior.

Demodulatorul se face cu un bloc special DSB-SC Demodulator cu parametrii stabiliți.

Se vor vizualiza spectrele semnalelor de la intrarea în receptor, de la ieșirea circuitului de preselecție, de la ieșirea mixerului, a selectorului de canal și a demodulatorului, cu ajutorul unui analizor de spectru Buffered FFT Scope.

Pasul de eșantionare este cel automat ales de program. Este de preferat efectuarea unei normări a frecvențelor ce apar în circuit, în așa fel încât în cadrul blocurilor să apară valorile frecvențelor în kHz.

Schema bloc a emițătorului în Simulink este prezentată în figura 4.6.

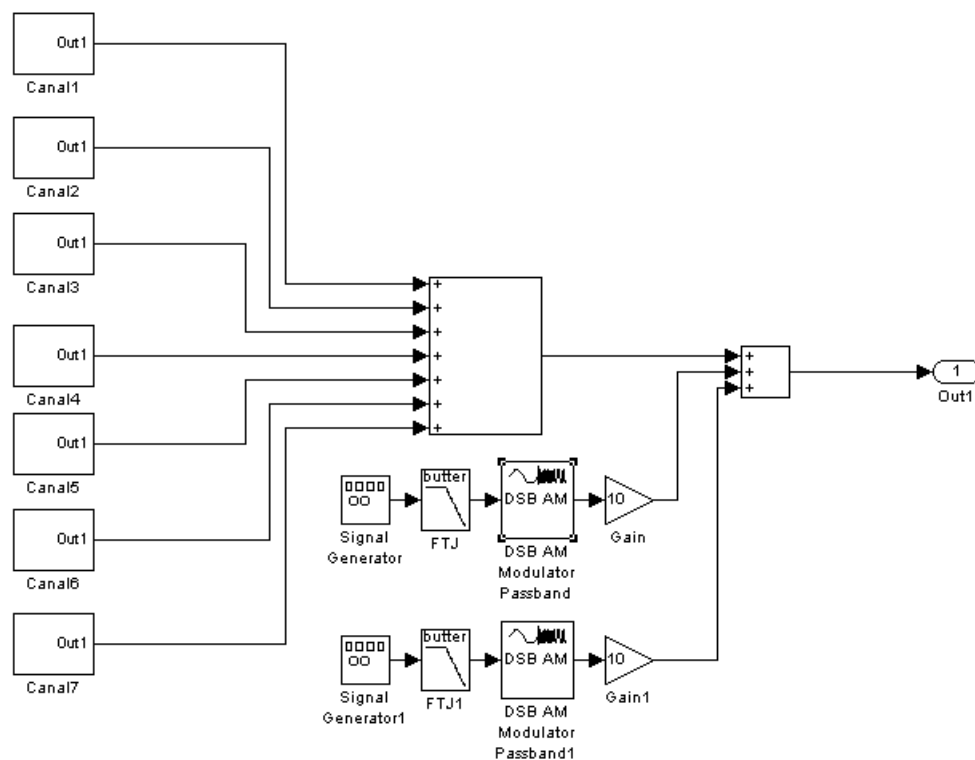


Fig. 4.6. Formarea semnalului compus

3.3 Funcționarea schemei

Se rulează programul.

- pe **Analizorul spectral 1** (notația din Fig. 4.5) se observă semnalul radio obținut prin multiplexarea în frecvență a celor 7 posturi, precum și perturbațiile de pe f_i și f_{im} aferente (se va alege un k anume).
- pe **Analizorul spectral 5** se analizează performanțele în rejectarea perturbațiilor de pe f_i și f_{im} .
- pe **Analizorul spectral 3** se observă efectul mixării (neideale) asupra întregului spectru. Se vor nota componentele ce apar și frecvențele aferente.
- pe **Analizorul spectral 2** se remarcă selectarea canalului dorit.
- pe **Analizorul spectral 4** se va verifica spectrul semnalului transmis.

3.4 Efectul perturbațiilor pe frecvențele intermediară și imagine

Pentru a verifica pătrunderea perturbațiilor de pe frecvențele intermediară și imagine după mixare în spectrul util, se vor modifica pe rând tipurile perturbațiilor de pe cele două frecvențe. În loc de zgomot, se va alege o sinusoidă puternică (amplitudine 10) pe frecvența perturbatoare respectivă și se va observa suprapunerea peste spectrul util. Se va recurge la pasivizarea sursei de semnal pentru a se verifica acest aspect (posturile nu emit, deci în blocul emițătorului, ieșirea primului sumator se forțează în 0).

Pentru fiecare din cele două tipuri de perturbații, cu semnalul util anulat, se variază ordinul canalului ce s-ar dori a fi selectat (practic se variază frecvența centrală a ARF și frecvența OL) și se analizează efectul sinusoidei perturbatoare după demodulator în funcție de frecvența canalului.

3.5 Efectul unei demodulări necoerente

Se va introduce o eroare de frecvență la mixare (acord imperfect) și se vor observa efectele. Frecvența purtătoare se alege $(1430+k10+\Delta f)$ [kHz] în loc de $(1430+k10)$ [kHz], unde Δf ia pe rând valorile 1, 2, 3, 4, 5 kHz.

10.Întrebări

1. Arătați spectrele teoretice în cele cinci puncte pentru selectarea primului canal.
2. De ce se preferă o realizare cât mai simplă pentru ARF (filtru de ordin mic)?

3. Arătați componentele spectrale rezultate la ieșirea mixerului din lucrare, dacă la intrare avem două sinusoide pe frecvențele f_a , respectiv f_b .
4. Puneți în evidență analitic efectul unei erori de acord de 1kHz, pentru un semnal modulator de 3kHz.

Tehnici de acces multiplu I

1. Scopul lucrării

Studierea modalităților de acces multiplu FDMA și TDMA, și a problemelor ce pot apărea pentru fiecare din acestea.

2. Breviar teoretic

Într-un sistem de comunicații multiutilizator, resursele sistemului trebuie împărțite între utilizatorii serviciului respectiv. Resursele fizice utilizate în cadrul transmisiei sunt frecvența și timpul, acestea corespunzând și primelor tehnici de acces multiplu.

2.1 FDMA (Frequency Division Multiple Acces)

Prima metodă de acces multiplu prezentată se referă la separarea informațiilor provenind diferiților utilizatori în domeniul frecvență. Practic, dacă întregului sistem îi este rezervată o bandă B , împărțirea în subbenzi, în principiu de lățimi egale, este realizată ca în figura 5.1.

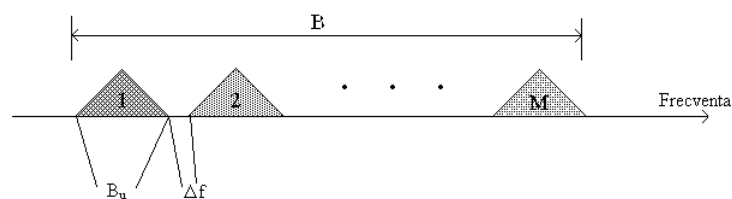


Fig. 5.1. Împărțirea benzii de frecvență între utilizatori

Se definește o bandă totală B , care se divide între M utilizatori, cărora le sunt alocate benzi de lățime B_u și între care există benzi de gardă, din cauza imperfecțiunii filtrelor ce separă canalele. Ca urmare, că rata fiecărui utilizator este:

$$r = \frac{B_u}{B} R = \frac{B_u}{MB_u + M\Delta f} R \approx \frac{R}{M} \quad (5.1)$$

Semnalele de la diferiți utilizatori sunt multiplexate în frecvență, conform schemei din figura 5.2.

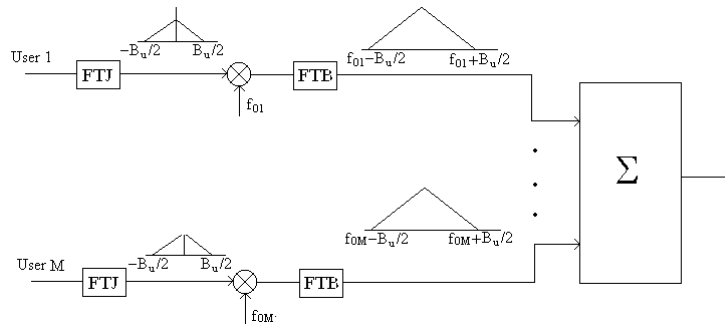


Fig. 5.2. Multiplexarea în frecvență

Pentru a evita suprapunerea spectrelor, în primă fază ele se limitează cu ajutorul unui filtru trece-jos la $B_u/2$. După mixare (în esență o transformare neliniară, care produce și componente spectrale nedorite), spectrul se filtrează trece-bandă cu banda de trecere $f_{0,i} - \frac{B_u}{2} \div f_{0,i} + \frac{B_u}{2}$ în cazul utilizatorului i . Este necesar, pentru evitarea suprapunerii spectrelor diferiților utilizatori ca:

$$f_{0,i} + \frac{B_u + \Delta f}{2} < f_{0,i+1} - \frac{B_u + \Delta f}{2} \quad (5.2)$$

Relația ne dă distanța minimă necesară între purtătoare:

$$\Delta f_0 = B_u + \Delta f \approx B_u \quad (5.3)$$

În cazul *FDMA*, principala problemă apare în condițiile în care filtrele de limitare a benzii (cel trece-jos și cel trece-bandă) au performanțe relativ slabe (bandă de tranziție mare, riplu mare în banda de trecere și atenuare scăzută în banda de oprire).

Blocul de demultiplexare realizează aceleași operații, în ordine inversă.

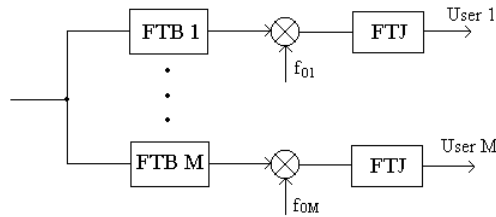


Fig. 5.3. Demultiplexarea în frecvență

Bancul de filtre trece-bandă de la intrare este identic celui folosit la emisie și are aceleași condiții impuse. În schimb filtrele trece-jos selectează componenta dorită de la ieșirea mixerului, fiind teoretic suficientă o frecvență de tăiere egală cu $f_{0,i}$.

2.2 TDMA (Time Division Multiple Access)

Informația transmisă de la un emițător la receptor poate fi partajată în cadre, ca intervale de timp de lungime clară, bine definită, ce conțin o cantitate de informație a priori cunoscută. Rata de transmisiune este în acest caz împărțită între utilizatori, prin acordarea fiecăruia dintre ei a dreptului de a transmite numai într-un interval de timp clar delimitat din cadru, așa cum se indică în figura 5.4.

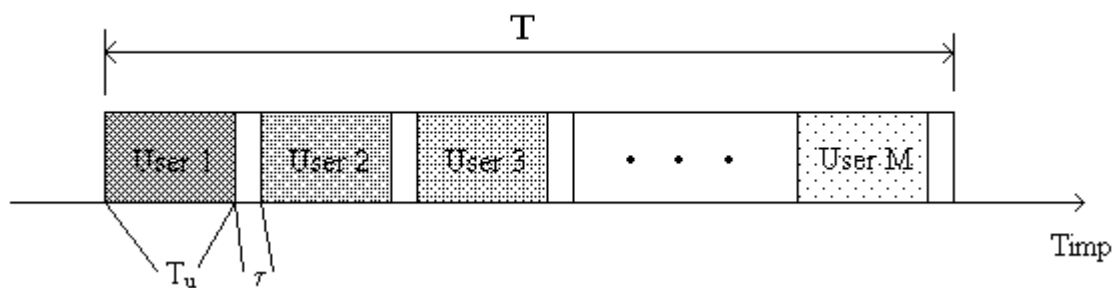


Fig. 5.4. Structura unui cadru TDMA

T este perioada cadrului.

T_u este slotul temporal rezervat fiecărui utilizator.

τ este un interval de gardă care previne eventualele diafonii ce pot apărea, în cazul unei demultiplexări incorecte.

În concluzie, fiecare utilizator are dreptul de a transmite la fiecare T secunde timp de T_u secunde. Din acest motiv, rata de transmisiune se împarte în mod egal între utilizatori, după formula:

$$r = \frac{T_u}{T} R = \frac{T_u}{MT_u + M\tau} R \approx \frac{R}{M} \quad (5.4)$$

Metoda de multiplexare a semnalelor poate fi aplicată la nivel de semnale analogice (în fiecare cadru se transmite câte un eșantion per utilizator) sau la nivel de fluxuri binare (fiecare utilizator transmite un număr prestabilit de biți în intervalul care îi este alocat).

Circuitul de multiplexare a semnalelor diverșilor utilizatori este prezentat principal în Fig. 5.4.

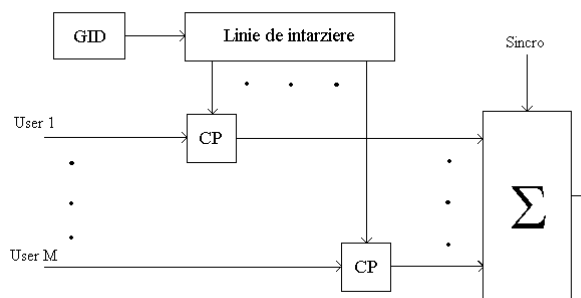


Fig. 5.4. Schema bloc a multiplexorului temporal

GID este un generator de impulsuri dreptunghiulare cu perioada T . Factorul de umplere al acestor impulsuri este T_u/T . Semnalele ce comandă deschiderea circuitelor poartă, *CP*, sunt preluate din diferite puncte ale unei linii de întârziere, astfel încât semnalele de comandă corespunzătoare unor utilizatori diferiți să nu se suprapună, cauzând diafonii.

Circuitele poartă sunt în fapt comutatoare comandate de impulsurile de comandă generate de *GID*. Impulsurile dreptunghiulare venite din linia de întârziere sunt modulate *MIAN* (modulația impulsurilor în amplitudine, naturală) și apoi sumate. Mai departe, în vederea transmiterii pe un canal radio, cadrele astfel formate modulează o purtătoare de înaltă frecvență. Se poate observa că informațiile emise de diferiți utilizatori nu sunt separate în frecvență (diferite informații modulează aceeași purtătoare), ci în domeniul timp.

La recepție, există un circuit similar care extrage eșantioanele diferitelor mesaje. Sincronizarea este extrem de importantă într-o asemenea transmisiune, orice decalaj în timp fiind echivalent unei diafonii. Din acest motiv, în cadrul temporal sunt incluse semnale ce au ca scop sincronizarea la recepție. De exemplu, într-o transmisiune binară ce folosește *TDMA*, se folosesc biți de sincronizare la începutul

cadrelui, într-un preambul, ce constau dintr-o succesiune de 1 și 0, alternativi, pentru a prezenta tranziții suficiente unei eșantionări corecte.

Receptorul trebuie în primul rând să asigure demodularea semnalului. Operațiile din banda de bază se descriu în figura 5.5.

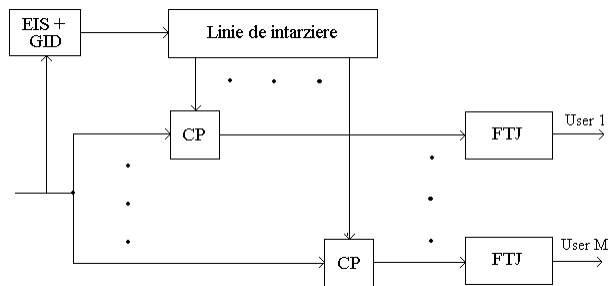


Fig. 5.5. Schema bloc a demultiplexorului temporal

Din semnalul demodulat, se extrag informațiile cu privire la sincronizare (prin *EIS*), și se generează semnalul dreptunghiular necesar extragerii informației primului utilizator. Celelalte $M-1$ semnale de comandă se obțin similar ca la transmisie, cu o linie de întârziere. Semnalele dreptunghiulare comandă deschiderea unor circuite poartă (*CP*), astfel că la ieșirea acestora se obțin impulsurile dreptunghiulare modulate în amplitudine, în mod natural, ca la emisie. Pentru demodularea *MIAN*, este nevoie de un filtru trece-jos care să elimine componentele rezultate prin eșantionare, care se găsesc în jurul multiplilor frecvenței de eșantionare, ponderate cu o funcție sinc (din cauza înmulțirii cu un tren de impulsuri dreptunghiulare).

Este de notat faptul că cele două tehnici de acces multiplu prezentate până acum pot coexista, așa cum se întâmplă de altfel în multe sisteme de comunicație (de ex. *GSM*).

3. Desfășurarea lucrării

Se utilizează mediul de propagare Matlab/Simulink, versiunea *R12*.

3.1 Accesul multiplu cu diviziune frecvență

În figura 5.6 este prezentată schema unui multiplexor în frecvență, folosit în programul *fdma.mdl*:

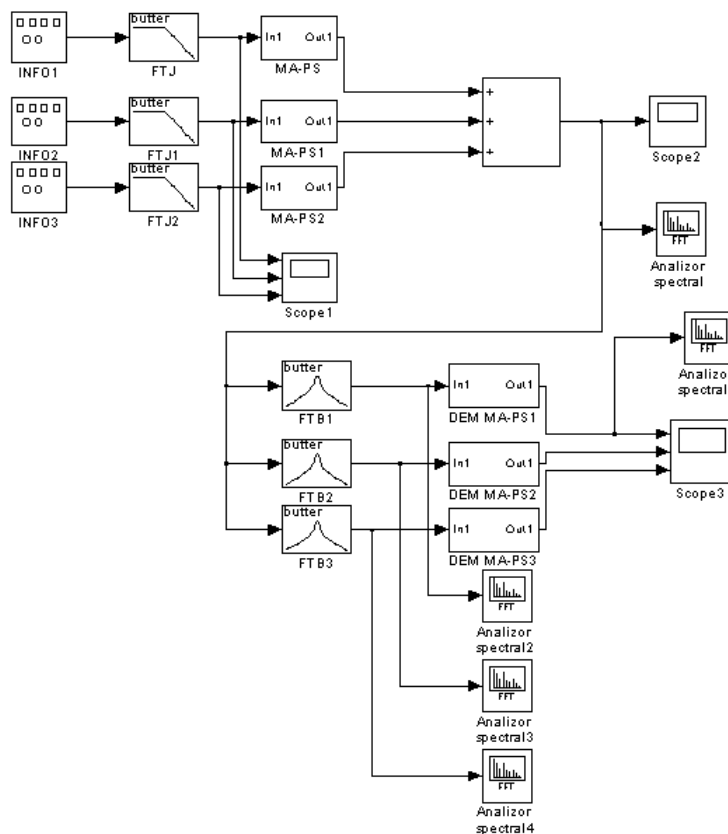


Fig. 5.6. Schema multiplexorului în frecvență

Schema multiplexează informațiile a trei utilizatori care transmit următoarele semnale:

- Utilizatorul1: semnal sinusoidal de amplitudine 1V și frecvență 1Hz;
- Utilizatorul2: semnal dreptunghiular de amplitudine 1V și frecvență 1Hz;
- Utilizatorul3: semnal triunghiular de amplitudine 1V și frecvență 1Hz;

Banda alocată fiecărui utilizator este de 20Hz . Este prin urmare necesară o filtrare trece-jos la 10Hz . Purtătoarele sunt 100Hz , 120Hz , 140Hz . Filtrele trece-bandă selectează fiecare din cele trei spectre rezultate.

1) Vizualizați semnalele în punctele de interes, folosind osciloscoapele și analizoarele spectrale. De ce nu se reconstituie corect semnalul dreptunghiular și cel triunghiular?

2) Folosiți pentru modulare un modulator *BLU*. Ce ar trebui să se modifice în schemă? Care sunt cerințele impuse asupra filtrelor din schemă?

3) Eliminați interferențele între canalele adiacente, măbind ordinele filtrelor trece-bandă de la recepție. Ce se poate spune despre spectrul semnalului sinusoidal pe **Analizor spectral2**? Calculați distorsiunile neliniare pentru semnalul sinusoidal, bazându-vă pe spectrul reprezentat pe **Analizor spectral1**. De ce nu se îmbunătățesc performanțele în cazul celorlalte două semnale?

4) Modificați frecvențele maxime ale semnalelor de intrare, variind frecvența de tăiere a filtrelor trece-jos de la intrare la 15Hz , apoi la 20Hz . Ce se poate spune despre performanțele sistemului? Analog dacă se modifică ordinul filtrelor la 2.

5) Imaginați un sistem care să multiplexeze informațiile a 9 utilizatori ce transmit semnale de bandă limitată la 10Hz . Banda alocată sistemului este de 30Hz . Modulația folosită este *MA-BLU-S*. Împărțirea semnalelor în vederea transmisiei se face în cadre de 50ms . Se poate folosi doar unul din cele două sisteme de acces multiplu anterioare?

3.2 Accesul multiplu cu diviziune în timp – TDMA

Se va deschide fișierul *tdma.mdl*, care conține schema din figura 5.7.

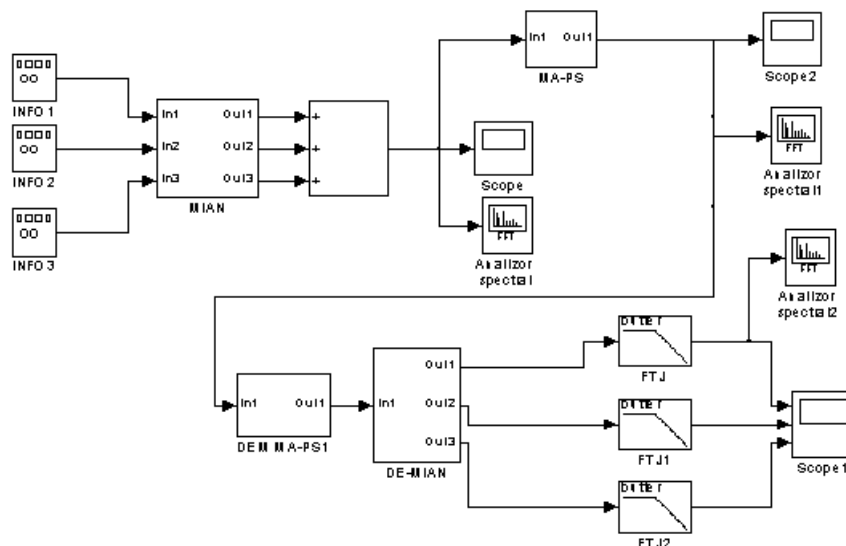


Fig. 5.7. Modelul Simulink al multiplexorului TDMA

Sursele de semnal sunt aceleași ca în cazul anterior.

Modulatorul de impulsuri este conținut în subsistemul *MIAN*, prezentat mai jos:

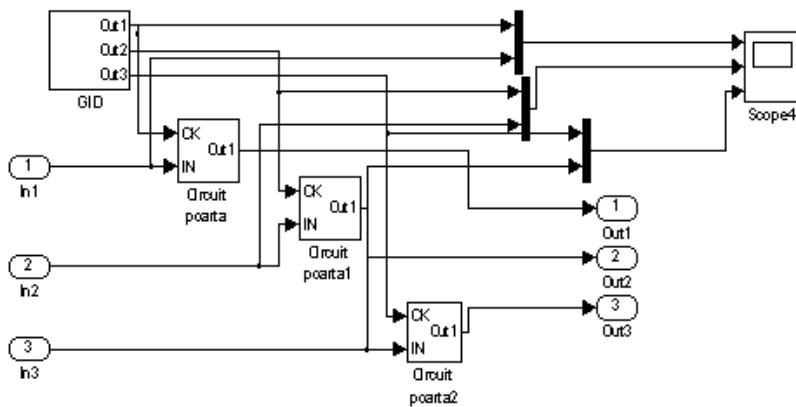


Fig. 5.8. Modelul Simulink al modulatorului *MIAN*

El este format din circuite poartă, care sunt comandate de impulsuri dreptunghiulare decalate. Blocul răspunzător de generarea acestor impulsuri este *GID*, detaliat în figura 5.9.

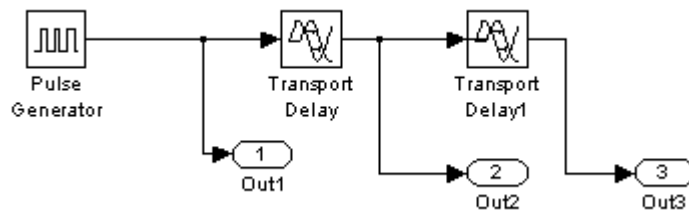


Fig. 5.9. Generator de impulsuri decalate

Blocul de generare de impulsuri dreptunghiulare are perioada $T_s=100ms$ și un factor de umplere $1/3$. Decalajul impulsurilor pentru deschiderea celorlalte două circuite poartă se realizează prin două linii de întârziere de $33ms=T_s/3$.

Modulația de amplitudine reprezintă o mixare cu $200Hz$ (valoarea purtătoarei), în cadrul blocului *MA-PS*. Modulația fiind cu purtătoare suprimată, circuitul de modulare este simulat printr-un multiplicator. Demodularea se face similar cu un detector de produs. Filtrul trece-jos are frecvența de tăiere de $200Hz$.

Demodularea impulsurilor presupune în primă instanță extragerea eşantioanelor corespunzătoare fiecărui utilizator în parte.

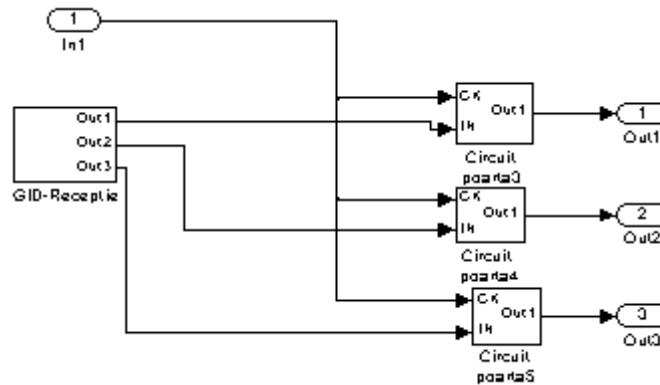


Fig. 5.10. Demultiplexarea temporală

Urmează un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere $5Hz$.

1) Rulați programul și vizualizați semnalele la ieșirea circuitelor poartă de la transmisie, după sumator, după modularea $MA-PS$ și după demodularea de impulsurilor. Ce se poate spune despre spectrul semnalului de la ieșirea sumatorului? Notați pozițiile lobilor secundari.

Să se scrie expresia analitică a fiecărui semnal de la ieșirea circuitelor poartă. Calculați analitic spectrul acestor semnale și faceți observații cu privire la banda lor. Pe baza expresiei calculate anterior, puneți în evidență proprietățile filtrelor trece-jos, necesare reconstituirii corecte a semnalului.

Care sunt cauzele distorsionării semnalelor dreptunghiular și triunghiular? Care este legătură cu ordinele filtrelor folosite? Care este condiția pe care trebuie să o îndeplinească, în condițiile circuitului prezentat, banda semnalului de intrare?

2) Modificați perioada impulsurilor dreptunghiulare din GID , la recepție de la $100ms$, la $110ms$. Comentați efectele unei abateri a frecvenței oscilatorului față de cea de la emisie. Ce se întâmplă în timp cu eroarea apărută?

3) În mod analog se va simula o imperfecțiune a liniei de întârziere de la recepție. Pentru aceasta, modificați valoarea întârzierilor din blocurile **Transport Delay** din cadrul **DE-MIAN**, blocul **GID**, de la $0.1/3$ la $0.15/3$. Care este efectul? De ce nu se întâmplă nimic cu semnalul sinusoidal?

4) Modificați perioada de eșantionare de la $100ms$ la $50ms$. Modificările se vor face atât la emisie, cât și la recepție, în blocurile **GID**, și anume în **Pulse Generator**, **Transport Delay**. Sunt 6 blocuri în care trebuie făcută modificarea. Ce se poate spune despre spectrul semnalului modulat? Care este principalul dezavantaj? Dar

dacă se modifică la $600ms$? Studiați spectrul semnalului sinusoidal la ieșirea circuitului.

5) Din cele două blocuri **Pulse Generator**, modificați factorul de umplere de la 33% la 10%. Notați din nou poziționarea lobilor secundari și comparați cu cazul inițial. Teoretic, dacă micșorăm durata unui impuls al fiecărui utilizator, putem mări numărul de utilizatori sau putem asigura un interval de gardă mai mare. Care este principalul dezavantaj al unei asemenea metode, în afară de micșorarea ratei?

6) Modificați frecvențele de tăiere ale celor 3 filtre trece-jos de la $5Hz$ la $20Hz$. Ce se poate remarca?

Tehnici de acces multiplu II

1. Scopul lucrării

Studierea modalității de acces multiplu CDMA (Code Division Multiple Acces).

2. Breviar teoretic

Datele binare ale fiecărui utilizator, de rată T_b , sunt codate (cu ajutorul unui circuit *XOR*) cu o secvență de rată mult mai mare (T_c), generată cu un registru de deplasare, care de regulă se repetă periodic la fiecare T_b . Secvența de codare (secvență pseudo-aleatoare) este proprie fiecărui utilizator. Aceste fluxuri binare de rată mare modulează aceeași purtătoare și se însumează. Astfel, ele folosesc în mod identic atât resursa de timp, cât și cea de frecvență, și nu pot fi separate ca atare în nici unul din cele două domenii (prin ferestruire sau filtrare). În plus, datorită înmulțirii cu o secvență de rată mai mare, spectrul fluxului binar inițial se lărgeste de $\frac{T_b}{T_c}$ ori, motiv pentru care sistemelor ce folosesc această metodă se numesc sisteme de comunicație cu *spectru împrăștiat* sau *distribuit*.

La recepție, fluxul se demodulează, apoi intră în M corelatoare paralele, în care se realizează corelația cu fiecare din cele M secvențe folosite pentru împrăștiere. Dacă secvențele se aleg astfel încât corelația între ele să fie scăzută, atunci, la ieșirea corelatorului k și a blocului de decizie ce îi urmează, se va regăsi informația împrăștiată de secvența k . În acest fel, suma corelațiilor cu celelalte secvențe va reprezenta un termen foarte scăzut, comportându-se ca un zgomot pentru semnalul util. Cu cât numărul utilizatorilor este mai mare, cu atât acest nivel al zgomotului este mai mare. Așadar, capacitatea sistemului este limitată de către raportul semnal pe zgomot.

Figura 6.1 ilustrează principiul unui astfel de emițător:

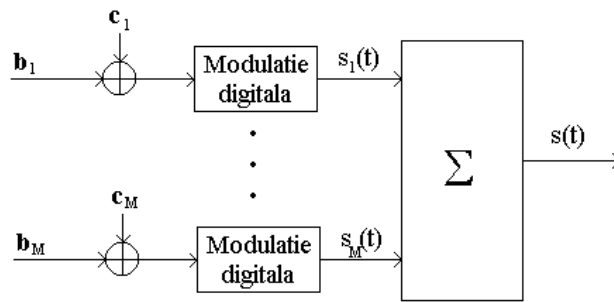


Fig. 6.1. Schema bloc a unui emițător CDMA

Analitic, se pot scrie semnalele ce intervin în diferite puncte ale schemei.

Fluxul de intrare al utilizatorului k este:

$$\mathbf{b}_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n p(t - nT_b) \quad (6.1)$$

b_k sunt biții transmiși de utilizatorul k . $p(t)$ este impulsul de formare al fluxului binar. El poate fi presupus pentru simplitate dreptunghiular.

Secvența pseudoaleatoare are rată mai mare și se repetă la fiecare T_b :

$$\mathbf{c}_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{c}_k(t - nT_b) \quad (6.2)$$

Pe fiecare simbol binar, T_b :

$$\bar{c}_k(t) = \sum_{l=0}^{\frac{T_b-1}{T_c}} c_k p\left(t \frac{T_c}{T_b} - nT_c\right) \quad (6.3)$$

În formula de mai sus, c_k reprezintă componentele secvenței pseudoaleatoare. Există $\frac{T_b}{T_c}$ astfel de componente de-a lungul unui simbol binar de intrare. Admițând, așa cum este normal, pentru secvența pseudoaleatoare, un impuls purtător similar celui de date, dreptunghiular, de rată mai mare, expresia sa este $p\left(t \frac{T_c}{T_b}\right)$.

Observație: este mai comod să facem reprezentarea electrică a semnalelor. În loc de 0 și 1, vom reprezenta -1 și 1 . Astfel *XOR* se traduce printr-o simplă înmulțire între cele două secvențe.

Fluxul rezultat după împrăștiere este:

$$\mathbf{s}_k(t) = \mathbf{b}_k(t)\mathbf{c}_k(t) \quad (6.4)$$

Admițând că operațiile de modulare/demodulare se fac perfect, se va ignora în reprezentarea analitică operația de modulare. Semnalul transmis este atunci:

$$\mathbf{s}(t) = \sum_{k=1}^M \mathbf{s}_k(t) \quad (6.5)$$

Receptorul are structura din figura 6.2.

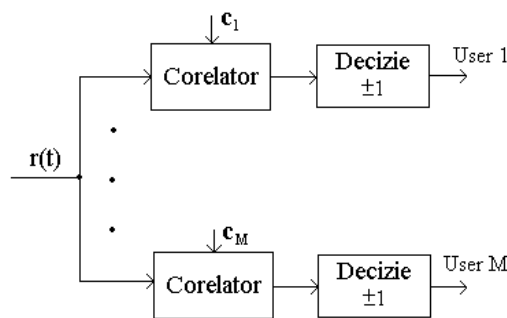


Fig. 6.2. Schema bloc a receptorului *CDMA*

Fiecare corelator are o structură identică:

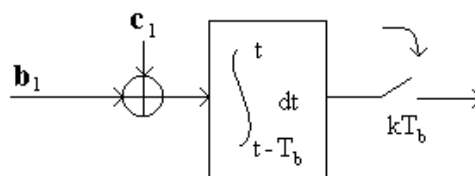


Fig. 6.3. Structura corelatorului

Rămâne valabilă observația că pentru o reprezentare electrică fără componentă continuă, *XOR* se transformă într-o simplă operație de înmulțire. În acest caz, blocul de decizie ia semnul semnalului rezultat la ieșirea integratorului.

Să luăm în discuție ramura k a receptorului. La ieșirea înmulțitorului (sau *XOR*) avem:

$$\mathbf{r}_k(t) = \sum_{n=1}^M \mathbf{s}_n(t) \mathbf{c}_k(t) \quad (6.6)$$

După integrator (pentru simplitate considerăm intervalul $0-T_b$, renunțând astfel la reprezentarea vectorială) se obține:

$$r_k(t) = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} \sum_{n=1}^M b_n(t) c_n(t) c_k(t) dt \quad (6.7)$$

Întrucât integrala se ia pe un interval de bit în care toate fluxurile de date ale tuturor utilizatorilor sunt constante (luând fie valoarea -1 , fie valoarea 1), integrala se scrie sub forma:

$$r_k(t) = \frac{1}{T_b} \sum_{n=1}^M b_n \int_0^{T_b} c_n(t) c_k(t) dt = \frac{1}{T_b} b_k \int_0^{T_b} c_k^2(t) dt + \frac{1}{T_b} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^M b_n \int_0^{T_b} c_n(t) c_k(t) dt \quad (6.8)$$

Mai departe:

$$r_k(t) = b_k + n_k \quad (6.9)$$

$$n_k = \frac{1}{T_b} \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq k}}^M b_n \int_0^{T_b} c_n(t) c_k(t) dt \quad (6.10)$$

Se observă că pe intervalul considerat, recuperăm simbolul binar transmis b_k , de către utilizatorul k , peste care se suprapune o perturbație cauzată de ceilalți utilizatori (termenul al doilea din expresia lui $r_k(t)$). Cu cât intercorelația între diferite secvențe de împrăștiere este mai mică, cu atât termenul n_k are valori mai mici. Eroarea poate apărea dacă acest termen depășește pragul de decizie. Spre deosebire de *TDMA* și *FDMA*, în care limitarea resurselor se evidențiază net, din cauza folosirii

unei resurse finite, acest lucru nu este evident în *CDMA*. Teoretic, se pot multiplexa un număr oricât de mare de utilizatori, folosind un număr foarte mare de secvențe de împrăștiere, de rată mult mai mare. Însă acest lucru nu se întâmplă în practică. Termenul n_k crește cu numărul de utilizatori și capacitatea sistemului *CDMA* este limitată de un raport semnal - zgomot impus. Același lucru se poate spune atât în cazul secvențelor cu corelație mică, cât și în cazul secvențelor perfect ortogonale. Așa cum se poate ușor remarca, sistemul presupune o sincronizare foarte bună a secvențelor, altfel se pot pierde proprietățile legate de intercorelație.

Deoarece celelalte componente ale sistemului se comportă pentru utilizatorul aflat în discuție precum un zgomot, este ușor de observat că receptorul considerat este un receptor optimal, care decide între simbolurile transmise peste care se suprapune zgomot alb (în varianta cu corelator, nu cu filtru adaptat la simbolurile transmise).

O privire atentă se poate arunca asupra proprietăților spectrale ale secvențelor înainte și după împrăștiere. Pentru fluxul de intrare al fiecărui utilizator, $DSmP$ (densitatea spectrală medie de putere) are forma:

$$|S_b(\omega)| = T_b^2 \sin c^2 \left(\frac{\omega T_b}{2} \right) \quad (6.11)$$

Secvența pseudoaleatoare are anvelopa spectrală:

$$|S_c(\omega)| = T_c^2 \sin c^2 \left(\frac{\omega T_c}{2} \right) \quad (6.12)$$

Prin înmulțirea celor două secvențe, spectrele lor se convolutează, deci semnalul rezultat va avea suportul spectral suma celor două suporturi, mult mai mare decât cel de la intrare. Dacă peste semnalul transmis se suprapune un bruij (în general o perturbație de bandă îngustă), după dezîmprăștierea de la recepție, spectrul revine la forma semnalului de intrare, pe când perturbația se împrăștie, rezultând într-o perturbație de tip zgomot alb în bandă, care poate fi filtrată mai ușor.

3. Desfășurarea lucrării

Schema unui sistem de transmisiune cu diviziune în cod cu 2 utilizatori este prezentată mai jos, din fișierul *cdma2.mdl*.

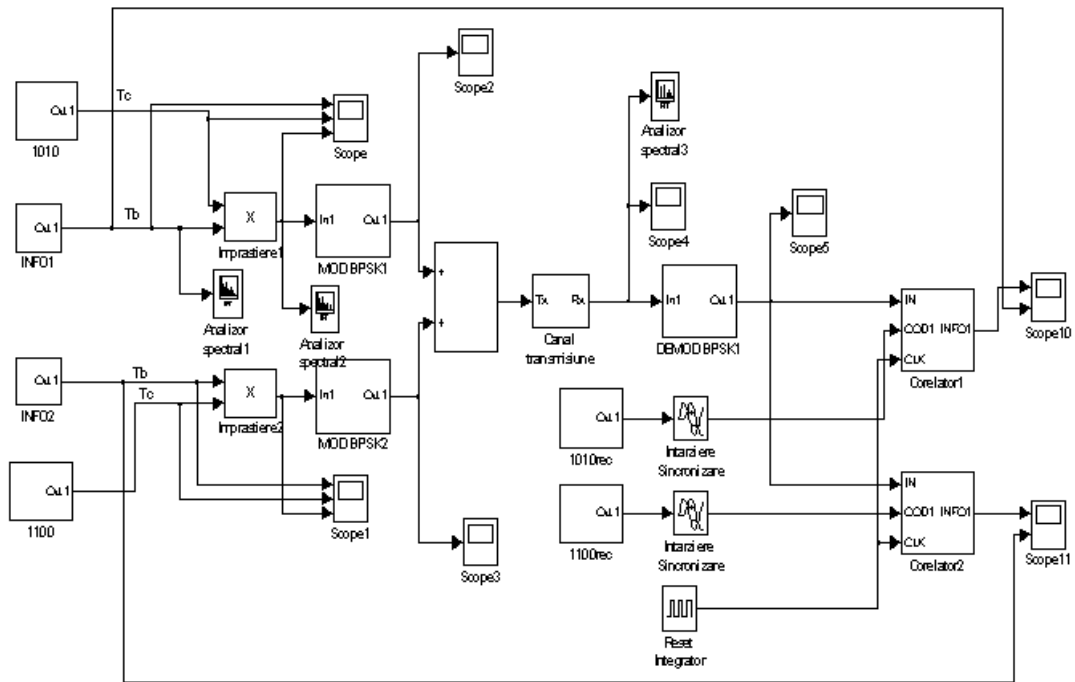


Fig. 6.4. Schema transceiverului CDMA

Sursele de informație binară reprezintă fluxuri de biți cu $T_b = 1s$. Sub sistemele **INFO1** și **INFO2** generează șiruri de 0 și 1, dispersate uniform. Se va prefera mai departe o reprezentare electrică, având nivelurile de -1 și 1 . Secvențele de împrăștiere au rata $T_b/4$. Sursa 1 de informație este codată cu secvența $1 -1 1 -1$, iar sursa a doua cu $1 1 -1 -1$. Cele două secvențe pot fi privite ca neavând rate egale, generate conform regulilor de generare a codurilor *OVSF*. Modulația este de tip *BPSK*, cu o frecvență purtătoare de $100Hz$. Cele două semnale modulate se însumează apoi, la intrarea în canal. Canalul de transmisie este caracterizat de o întârziere de $0.7s$ și de un bruiaj pe frecvența de $105Hz$. La recepție, deîmprăștierea se face cu aceleași secvențe, întârziate la rândul lor cu valoarea estimată a timpului de propagare. Blocurile de corelație, **Corelator1** și **Corelator2** sunt descrise în figura 6.5.

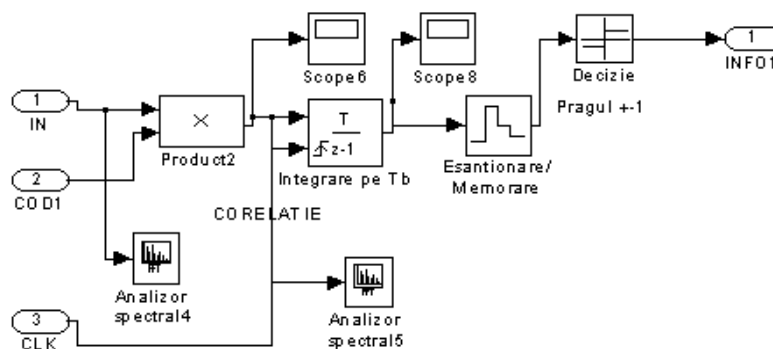


Fig. 6.5. Corelatorul

Practic cele două fluxuri de date se înmulțesc și se integrează pe fiecare perioadă de simbol. Deoarece integrarea se face de la valoarea inițială 0, este nevoie de a reseta la fiecare început de simbol valoarea încărcată în integrator (echivalent, într-un circuit real, este nevoie de a descărca condensatorul din integrator). Resetarea o face **Reset Integrator**, un generator de impulsuri dreptunghiulare, cu perioada $T_b=1s$. La rândul său, frontul crescător trebuie decalat cu valoarea estimată a timpului de propagare. În plus, pentru ca eșantionarea care se face după integrarea pe un simbol să nu preceadă resetării valorii stocate în integrator, impulsul de resetare vine cu foarte puțin după eșantionare, la $10ms$. Valoarea calculată este mai întâi stocată în circuitul de **Eșantionare/Memorare**, apoi trecut printr-un circuit de decizie, cu pragul fixat la 0 (deci realizează funcția de *sgn*).

1) Rulați fișierul și vizualizați formele de undă de la intrare și ieșire cu **Scope10** și **Scope11**. Notați valorile de la ieșirea celor două surse binare. Ignorând în primă instanță efectele canalului, realizați demodularea și reprezentați semnalele. Calculați semnalele de la ieșirile integratoarelor și a blocurilor de decizie. Comparați valorile obținute cu cele de la intrare și cu cele obținute pe parcursul schemei, pe osciloscoape.

2) Verificați că secvențele folosite sunt ortogonale și verificați modul lor de producere în schemă cu ajutorul registrelor de deplasare. Totodată, găsiți toate secvențele de 4 biți ortogonale cu cele 2 și calculați numărul maxim de utilizatori care pot folosi simultan sistemul. Încercați să găsiți o regulă simplă de găsire a codurilor ortogonale.

3) Modificați una din secvențele de împrăștiere, atât la emisie, cât și la recepție, astfel încât să nu mai fie valabilă ortogonalitatea secvențelor. Comentați rezultatele simulărilor.

4) Vizualizați semnalul și spectrul său la ieșirea din canal. Comentați efectul bruiajului suprapus, în ambele domenii (**Scope4**, **Analizor spectral3**). Pentru a sesiza efectul împrăștierii, comparați spectrele semnalelor dinainte și după împrăștiere cu **Analizor spectral1** și **Analizor spectral2**. Deduceți factorul de împrăștiere. Folosiți cele două analizoare din interiorul subsistemului **Corelator1** pentru a observa spectrele după deîmprăștiere. Ce se poate spune despre efectul bruiajului suprapus?

5) Se studiază efectul erorilor de sincronizare în sistemul *CDMA*. Pentru aceasta se elimină offset-ul din *Start Time* din blocul **Reset Integrator** și se anulează timpul de întârziere din blocurile **Întârziere/Sincronizare**. Analog, modificând numai timpul de resetare a integratorului.

Monitorizarea serviciilor de radiocomunicații cu ajutorul CMS 50

1. Specificații tehnice

CMS 50 este un tester radio folosit la depanarea, mentenanța și testarea echipamentelor radio, indiferent de modulația folosită (de amplitudine, frecvență sau fază), din familia CMS a echipamentelor produse de Rhode & Schwarz.

El permite totodată:

- generarea unor semnale cu modulație de amplitudine sau frecvență, cu frecvențe între 0.4 Mhz și 1 GHz cu o rezoluție de 50 Hz. Nivelul poate lua valori între -134 dBm și 0 dBm pentru modulația de frecvență sau -3 dBm pentru modulația de amplitudine (funcție de generator de semnal)
- vizualizarea spectrelor diferitelor semnale (funcție de analizor spectral)
- măsurarea valorilor diferitelor componente spectrale
- vizualizarea formelor de undă recepționate (funcție de osciloscop)
- măsurarea valorilor efective ale semnalelor recepționate, între 0.1 mV și 30 V, pentru frecvențe între 50 Hz și 20 kHz. (funcție de milivoltmetru)

2. Panoul de comandă

Panoul frontal este prezentat în figura A1.1.

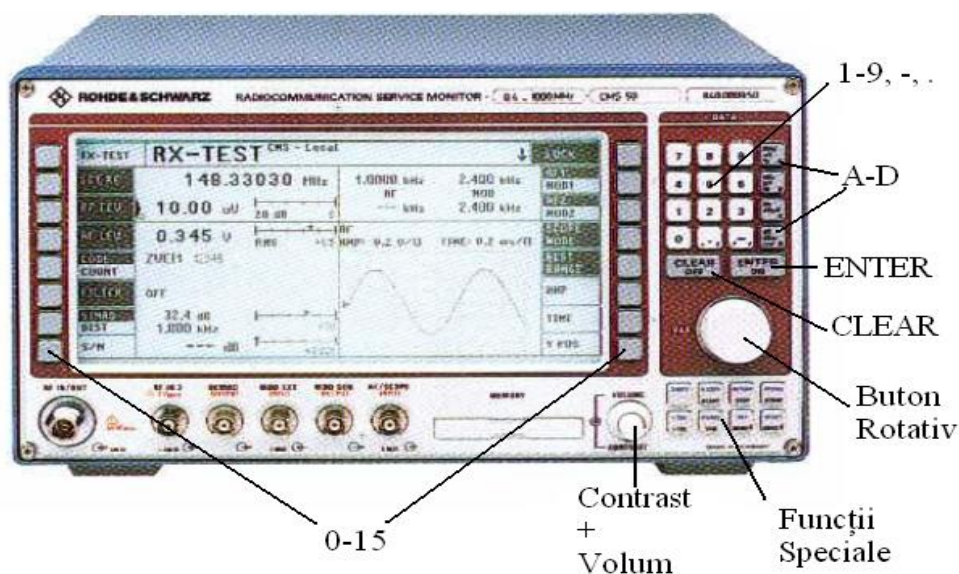


Fig. A1.1. Panoul frontal al CMS 50

CMS 50 are o interfață grafică prietenoasă cu utilizatorul. Pe parcursul desfășurării analizei echipamentelor, diferiți parametri se pot modifica de pe panou. Pentru aceasta, sunt disponibile butoanele din grupul *DATA* situate în partea dreaptă a panoului. Butoanele **0-9**, **-**, **.**, sunt folosite exclusiv pentru introducerea succesivă a cifrelor valorii. Validarea acesteia (introducerea propriu-zisă) se poate face alegând unitatea de măsură potrivită. Pentru aceasta, utilizatorul are la dispoziție patru butoane **A-D**, din care poate alege unitatea de măsură și ordinul de mărime.

Astfel, pentru *frecvență*, se folosesc butoanele **A-C**, corespunzătoare unor ordine de mărime de la *MHz-Hz*.

Pentru *tensiune*, se folosesc butoanele **A-C**, corespunzătoare *ordinelor mV, μV , dB μV* .

Pentru *putere*, se folosesc butoanele **B** și **D**, de unde se reglează ordinul: *W*, respectiv *dBm*.

Blocul **A** are în plus opțiunea introducerii procentelor, iar **D** a mărimilor în radiani.

În afara acestor butoane, în cazul mărimilor adimensionale sau ale căror unități de măsură nu se numără printre cele menționate mai sus, se poate folosi butonul **ENTER**. Butonul **CLEAR** șterge cifrele introduse, înainte de a fi fost validate.

În jurul ecranului sunt 16 butoane, ce permit selectarea funcției și modificarea parametrilor.

Butonul **0** realizează comutarea între modul de test pentru emițător (**Tx-Test**) și receptor (**Rx-Test**).

Butoanele 1-10 au semnificații diferite în funcție de modul de lucru.

Butoanele 11-15 permit vizualizarea formei de undă pe osciloscop.

De asemenea, *CMS 50* permite varierea continuă unei anumite mărimi, fără a fi necesară introducerea valorilor de fiecare dată. Acest lucru se realizează din butonul rotativ, care permite prin urmare o variație fină a mărimilor.

Funcțiile speciale permit navigarea în meniuri și salvarea setărilor și a rezultatelor pe carduri de memorie.

3. Funcțiile instrumentului

3.1 Funcția Tx-Test

Această funcție se poate selecta din meniul principal, din care se selectează, cu ajutorul butonului corespunzător de pe marginea ecranului (butonul 8 – numerotarea

se face începând din colțul stânga-sus, spre colțul dreapta-jos, de la 0-15, conform Figurii A1.1). Prin activarea acestei funcții, se va intra în meniul **Tx-Test**. Rolul său este de a măsura performanțele unui generator de semnal extern. În acest caz, echipamentul funcționează pe post de receptor.

Butonul 0 face comutarea pe funcția **Rx-Test**.

Butonul 1 selectează funcțiile COUNT, SET RF, din meniul **Tx-Test**. Selectarea uneia dintre funcții sau a alteia se face prin apăsarea succesivă a butonului.

Funcția COUNT permite măsurarea frecvenței recepționate. În cazul recepționării unui semnal cu componente spectrale multiple, se măsoară frecvența medie. Submeniul funcției COUNT permite inițializarea frecvenței într-o bandă îngustă, măsurarea directă a frecvenței sau setarea frecvenței oscilatorului local al demodulatorului la valoarea măsurată.

Funcția SET RF fixează frecvența de acord a receptorului pe o frecvență fixă, folosind butoanele din grupul DATA. În cazul în care semnalul este emis prin multiplexarea în frecvență a mai multor canale, receptorul poate fi setat pentru a recepționa în mod corect fiecare canal. Pentru aceasta, în submeniul SET RF, se pot varia distanța duplex (separarea frecvențelor de emisie-recepție ale serviciului), frecvența canalului de referință, banda unui canal și numărul canalului.

Butonul 2 permite comutarea între funcțiile POWER și ACP.

Funcția POWER permite măsurarea semnalului de pe intrarea RF IN/OUT. Unitatea de măsură poate fi aleasă de utilizator: *W* sau *dBm*. Submeniul POWER permite selectarea tipului de măsură a puterii (în bandă îngustă sau bandă largă), activarea unui filtru trece-jos, memorarea valorii maxime și ștergerea ei, măsurarea raportului de undă staționară pe ghid (*VSWR*).

Funcția ACP permite măsurarea proprietăților canalului adiacent, în funcție de specificațiile introduse în submeniul ACP. Pentru aceasta în submeniu, se pot selecta canalul vizat (cel vecin sau următorul), spațierea canalelor sau selectarea unui filtru de recepție.

Butonul 3 permite comutarea între funcțiile DEMOD și PK HOLD. Funcția DEMOD selectează tipul de modulație folosit în semnalul recepționat și parametrii ei. Totodată, demodulatorul poate fi dezactivat sau poate fi înlocuit de către un circuit de squelch. PK HLD permite afișarea valorii maxime din semnal.

Funcțiile menționate până acum permit măsurarea în *RF*, în timp ce butoanele care sunt prezentate de acum încolo realizează măsurători în domeniul *AF*.

Butonul 4 se referă la funcțiile DECODE și COUNT. DECODE întoarce parametrii decodați în cazul în care semnalul recepționat modulează o purtătoare

folosind acești parametri. COUNT are aceeași funcție ca în cazul *RF*, măsurând frecvența semnalului demodulat.

Butonul 5 activează funcția FILTER. Se pot selecta mai multe configurații de filtre, din submeniul atașat. Majoritatea filtrelor presupun că semnalul modulator este un semnal vocal. De aceea, filtrele ce pot fi selectate sunt: filtru trece-sus la 300Hz, filtru trece-jos la 3.4kHz, filtru psfometric (filtru a cărui caracteristică este standardizată și care este similară caracteristicii de sensibilitate a urechii). Alte filtre ce pot fi selectate sunt filtru rezonant, notch, de bandă largă sau îngustă.

Butonul 6 permite măsurarea distorsiunilor (DIST) și a raportului semnal pe zgomot (S/N). Pentru selectarea uneia sau alteia, se folosește butonul SHIFT. În cazul DIST, se setează frecvența de referință (în funcție de semnalul demodulat).

Butonul 7 realizează prelucrări ale semnalelor: atenuări, filtrări conform standardelor.

Butonul 8 (LOCK) permite ca funcția **Tx-Test** să fie apelabilă din **Rx-Test**.

Butoanele 9 și 10 permit generarea unui anume tip de modulații (în funcție de unitatea de măsură de la MOD1/2 – Hz pentru *MF* și % pentru *MA*), cu o anumită frecvență (AF1/2) și un anumit nivel.

Butonul 11 este SCOPE MODE pentru vizualizarea formei de undă demodulată pe osciloscop. Funcțiile unui osciloscop obișnuit se păstrează (butonul 12 – BEST RANGE – încadrarea imaginii între limitele maxime, butonul 13 – AMP – număr de volți pe diviziune, 14 – TIME – baza de timp, 15 – Y POS – deplasarea pe verticală).

3.2 Funcția Rx-Test

Funcțiile incluse sunt în principiu aceleași cu cele de la **Tx-Test**, cu unele modificări.

Butonul 0 realizează legătura cu **Tx-Test**.

Butonul 1 (SET RF) fixează frecvența de emisie (a purtătoarei), care este generată către receptor.

Butonul 2 (RF LEV) fixează nivelul purtătoarei, activează un circuit de squelch sau întrerupe modulația.

Butonul 3 (AF LEV) măsoară nivelul semnalului recepționat și demodulat. În funcție de setare, pot fi indicate valorile maximă, minimă de vârf, efectivă sau medie, poate elimina valoarea continuă, poate introduce sau nu o atenuare.

Butonul 4 permite decodarea (DECODE) semnalului demodulat (a parametrilor săi), precum și măsurarea frecvenței semnalului recepționat.

Butonul 5 poate activa un filtru similar ca funcții cu cele indicate la **Tx-Test**.

Butonul 6 permite măsurarea distorsiunilor și a raportului semnal pe zgomot pentru semnalul demodulat.

Butonul 7 indică raportul semnal pe zgomot a semnalului recepționat, dar permite totodată impunerea unui raport semnal pe zgomot dorit. În acest fel, CMS 50 crește nivelul semnalului emis până când acesta corespunde raportului indicat (cu aproximație).

Butoanele 9 și 10 reglează proprietățile semnalelor modulate.

Butoanele 11-15 care se referă la osciloscop au aceleași funcții ca la **Tx-Test**.

4. Utilizarea CMS 50 pentru măsurarea sensibilității, selectivității și fidelității

Configurația de măsurare este următoarea:

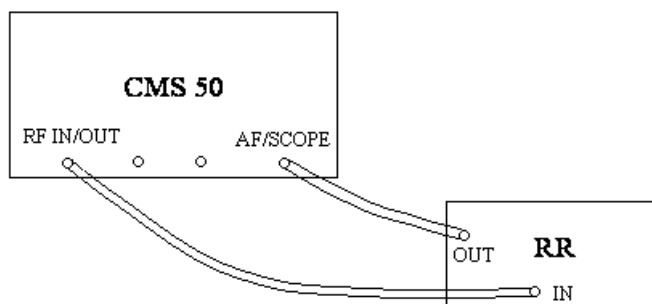


Figura A1.2. Montajul de măsură

Se generează un semnal modulat normal *MA* sau *MF* în funcție de frecvența curentă de măsură. Pentru aceasta se apasă butonul 9, și se selectează AF1, modificându-se frecvența modulate la 1kHz. Se apasă din nou butonul 9 și se selectează MOD1 și se tastează 30 % pentru *MA* sau 15kHz pentru *MF*, ceea ce corespunde selectării tipului de modulații, precum și a fixării gradului de modulație.

Pentru măsurarea sensibilității limitate de amplificare, se modifică RF LEV, până când se obține un nivel în dreptul lui AF LEV de 300mVef. În timpul măsurătorii, reglajul de volum este dat la maxim, iar cel de ton în poziția normală. Se caută atingerea acordului pentru radioreceptor, ceea ce este echivalent cu varierea nivelului RF LEV până la atingerea maximumului pe AF LEV. Se caută iterativ reglajul optim care asigură acordul receptorului, cât și puterea de ieșire standard. Se respectă instrucțiunile din Lucrarea 1.

Pentru măsurarea sensibilității limitate de zgomot, este necesară varierea nivelului RF LEV de la o valoare mică (ex. 2μV), până când se indică o valoare a

raportului semnal pe zgomot, în dreptul SINAD, de 20/26dB (*MA/MF*). Valoarea semnalului RF este întocmai S_{zg} .

Pentru măsurarea fidelității, se recurge la varierea frecvenței modulatorie, în condițiile păstrării nivelului de intrare egal cu S_a . Varierea se face din AF1, între 300Hz și 20kHz. Se notează valoarea tensiunii obținute la ieșire. Frecvențele purtătoare se aleg din setul de frecvențe de măsură din cele trei game.

În plus, se poate măsura la fiecare frecvență modulatorie și un factor de distorsiuni, dacă se selectează din butonul 6 afișarea DIST.

În cazul măsurării selectivității pe canalele adiacente, se măsoară nivelul semnalului în dB. În submeniul AFLEV (în care se intră utilizând tasta MENU ↓), se selectează opțiunea dB. Se măsoară nivelul semnalului la frecvența de acord. Se variază frecvența purtătoare (SET RF) în stânga și în dreapta, până când nivelul scade cu atenuarea indicată în Tabelul 2, Lucrarea 1. Se notează în tabel valorile obținute.

5. Utilizarea CMS 50 pentru a măsura atenuările pe frecvențele intermediară și imagine

Configurația de măsură este aceeași ca în Lucrarea 1.

Conform explicațiilor din Lucrarea 2, se trece pe modul de lucru **Rx-Test**, pe care se generează un semnal modulat de frecvență 1kHz ca la Lucrarea 1.

SET RF și RF LEV indică frecvența și nivelul purtătoarei emise. AF LEV măsoară nivelul semnalului demodulat, jucând rolul voltmetrului din Lucrarea 2. Butonul 4 selectează modul CODE sau COUNT. Se va prefera modul COUNT care indică frecvența medie a semnalului recepționat. FILTER se va comuta ON și se va alege din submeniul obținut prin apăsarea MENU ↓, un filtru trece-sus cu frecvența de tăiere de 300Hz, pentru suprimarea brumului de rețea. Butonul 6 permite măsurarea *RSZ* și a factorului de distorsiuni. Butoanele 11-15 se vor folosi pentru configurarea modului de lucru cu osciloscopul.

Generatorul de semnal SML 01

1. Specificații tehnice

SML 01 poate genera semnal de frecvență cuprinsă între 9kHz și 1.1GHz, cu o rezoluție de 0.1Hz. Nivelul poate lua valori între -140dBm și 13dBm cu o eroare mai mică de 0.5dB pentru niveluri mai mari de -120dBm.

Din punct de vedere al zgomotului de fază, puterea acestui zgomot este mai mică decât -122dBc/Hz (măsurare efectuată în raport cu purtătoarea), tipic de -128dBc/Hz la o frecvență de emisie de 1GHz.

Tipurile de modulație permise sunt de amplitudine, de fază și frecvență. Aceste tipuri de modulații pot fi utilizate simultan și împreună cu modulații de impulsuri.

2. Panoul de comandă

Panoul frontal este prezentat în figura A2.1.



Fig. A2.1. Panoul frontal al SML 01

Se pot identifica:

Butonul ON/OFF de pornire/oprire.

Butoanele de reglare a parametrilor: FREQ (accesează meniul frecvenței purtătoare), LEVEL (accesează meniul nivelului purtătoare), SAVE (permite memorarea setărilor dintr-un anumit moment), RCL (permite încărcarea unei setări memorate).

Butoanele pentru introducerea datelor (a digiților și a unităților de măsură și ordinelor de mărime).

Butoanele de meniu: SELECT (accesează o opțiune selectată), BACK (întoarcerea la meniul anterior), → (deplasarea în jos cu o opțiune), ← (deplasarea în sus cu o opțiune) și butonul rotativ (care înglobează toate funcțiile butoanelor anterioare).

Butoanele de funcții: HELP (accesează help-ul echipamentului), STATUS (indică starea instrumentului), MOD ON/OFF ((dez)activează opțiunea de modulare), RF ON/OFF ((dez)activează purtătoarea).

Displayul conține un meniu din care pot fi selectate opțiunile:

- Frequency (frecvența purtătoarei)
- Level (nivelul purtătoarei)
- Modulation (parametrii de modulație – tip, frecvență, sursă etc.)
- LF Output (parametrii generatorului de audio-frecvență)
- Sweep (modificarea continuă a frecvenței purtătoarei, a nivelului său sau a frecvenței semnalului modulator)
- Mem Seq
- Utilities
- Help

3. Funcțiile instrumentului

3.1 Setarea frecvenței purtătoare

Setarea frecvenței purtătoare se poate face folosind direct butonul **FREQ** de pe panou sau selectând opțiunea **Frequency** din meniul principal (selectarea se face apăsând pe butonul rotativ). În acest meniu, se pot modifica frecvența purtătoare, offsetul său, precum și rezoluția cu care frecvența poate fi modificată cu ajutorul butonului rotativ. Parcurgerea meniului se face cu ajutorul butonului rotativ, în timp ce selectarea unui parametru se face apăsând pe acesta. Această manevră face ca valoarea indicată implicit în dreapta să devină disponibilă utilizatorului. Acesta o poate modifica fie tastând o valoare dorită folosind butoanele de digiți de date și validând-o cu butonul corespunzător unității de măsură și ordinului de mărime, fie cu ajutorul butonului rotativ. În ultimul caz, mărimea variază cu o rezoluție impusă de **Knob Step User**. Totodată, se poate selecta folosind butoanele → și ← digitul asupra căruia acționează butonul rotativ.

3.2 Setarea nivelului semnalului RF

Setarea nivelului semnalului RF este realizată accesând direct butonul LEVEL de pe panou sau prin accesarea pe display a meniului Level, folosind butonul rotativ. Devin astfel disponibile informații legate de amplitudinea purtătoarei, de offsetul valorii (în dB), similar unui amplificator sau atenuator, și o valoare limită. Similar, în același meniu, se pot seta modul de atenuare, mărimea atenuării, valoarea rezoluției de variație cu ajutorul butonului rotativ, tipul de rezoluție, rezoluția de putere.

3.3 Setarea proprietăților de modulație

Setarea proprietăților de modulație se face selectând meniul Modulations din meniul principal. Există posibilitatea setării tipului de modulație, selectând și accesând opțiunea Modulation/Mod Type și modificând tipul indicat cu ajutorul rotativ.

În cazul modulației de amplitudine, gradul de modulație se setează din AM Depth și este exprimat în procente. Se poate selecta sursa semnalului modulator (AM Source), posibilitățile fiind Off (fără modulație), Ext (cu un semnal generat extern, adus prin MOD), LFGGen (generat intern) sau Two Tone (modulație cu două semnale). Ext Coupling permite cuplarea DC/AC a semnalului modulator generat extern. Generarea frecvenței semnalului modulator se face din LFGGenFreq.

La modulația de frecvență, se pot modifica deviația de frecvență (FM Deviation), sursa de modulație (FMSource ca la MA), cuplaj extern (Ext Coupling), alegerea frecvenței semnalului modulator, în cazul în care acesta este generat intern (LFGGenFreq), setarea benzii semnalului modulat (Standard și Wide), precum și FM Offset, pentru compensarea offsetului DC.

La modulația de fază, sunt permise aceleași modificări, ca la MF, cu excepția FM Offset.

4. Utilizarea SML 01 în configurație de măsură a sensibilității, selectivității și fidelității

Schema în care este folosit SML 01 este prezentată în Figura A2.1:

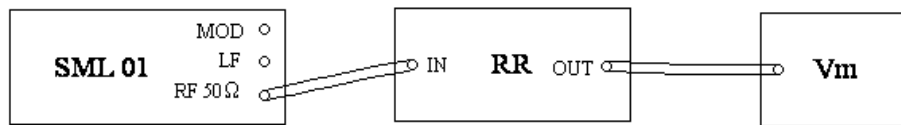


Figura A2.2. Montajul de măsură

Pentru măsurarea caracteristicilor receptorului (Lucrarea 1), se vor efectua diferite măsurători la frecvențele de măsură standard 160kHz, 200kHz, 250kHz, 540kHz, 1600kHz, 60MHz, 94MHz, 108MHz.

În funcție de frecvența purtătoare, se generează un semnal *MA* sau *MF* modulat normal. Pentru aceasta se accesează din meniul principal submeniul Modulation. Se fac următoarele modificări: tipul modulației AM (FM), AM Depth 30% (FM Dev 15kHz), AM (FM) Source LFGGen, LFGGenFreq 1kHz, după cum se dorește generarea unui semnal *MA*, respectiv *MF*.

Se apasă butonul LEVEL sau se accesează submeniul Level din meniul principal. Se selectează nivelul dorit, indicat în lucrări. Aceste setări nu se vor mai modifica de-a lungul măsurătorii.

Pe parcursul măsurătorii, se vor modifica din *SML 01*, doar frecvența purtătoare și nivelul semnalului modulat. Pentru aceasta, se apasă butonul FREQ și se selectează Frequency din submeniu. Pentru a modifica valoarea frecvenței purtătoare, se abasă butonul rotativ și se înscrie valoarea dorită, cu ordinul de mărime.

În cazul măsurării sensibilității limitate de zgomot, pentru suprimarea modulației, se va apăsa butonul MOD ON/OFF. Pentru revenirea la situația inițială, se reapasă butonul MOD ON/OFF.

Descrierea funcțională a multimetrului R6552

1. Specificații tehnice

Multimetrele din familia R6552 sunt digitale, cu afișaj maxim de 319999 și care înglobează un convertor analog-digital.

Alte caracteristici:

- rezoluția de măsură $0.1\mu\text{V}$ tensiune continuă și $100\mu\Omega$ rezistență;
- rata de eșantionare 1000 cicl/secundă;
- timp de măsură ridicat (de la 100ms la 60s) pentru măsurarea valorii medii a unui semnal periodic;
- interfețe GPIB/RS-232 de comunicare externă cu alte echipamente;
- prelucrări de date: netezire, scalare, conversie în dB/dBm și memorarea valorilor limită;

2. Panoul de comandă și funcțiile instrumentului

Panoul frontal este prezentat în figura A3.1.

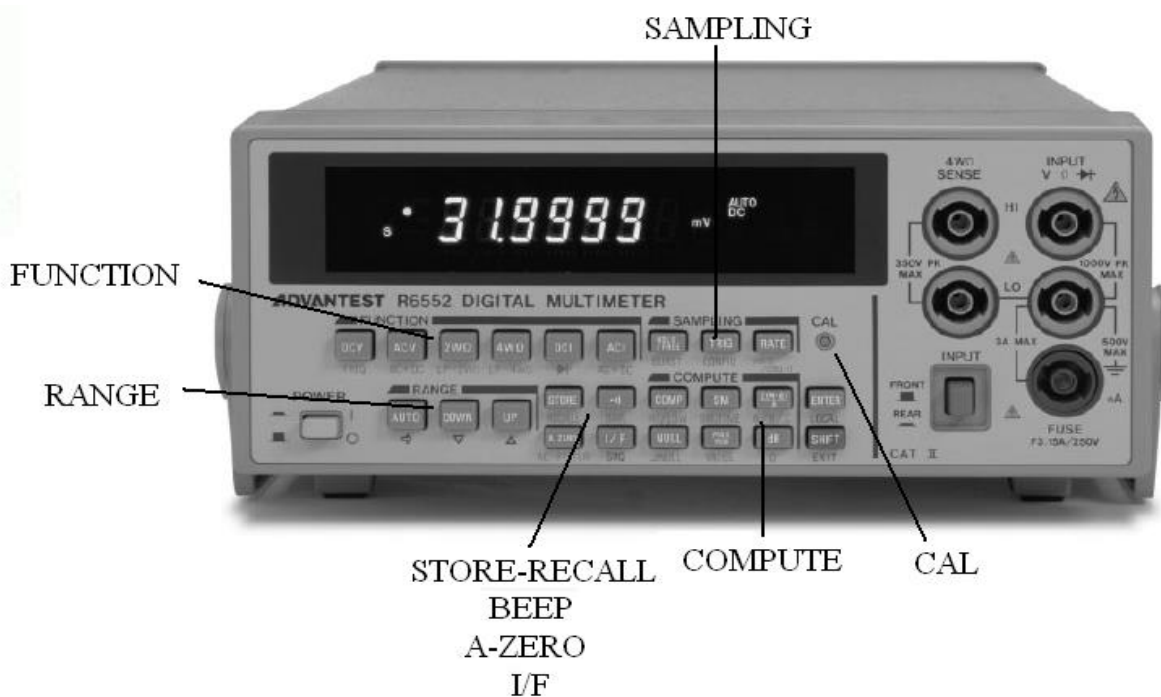


Fig. A3.1. Panoul frontal al R6552

2.1 Butoanele de funcții de măsură (FUNCTION):

DCV: selectează măsurarea componentei continue;

ACV: selectează măsurarea componentei alternative;

2W Ω : selectează o măsurare de rezistență cu două fire (în două puncte);

4W Ω : selectează o măsurare de rezistență în patru puncte;

DCI: selectează o măsurare de curent continuu;

SHIFT+DCV (FREQ): selectează măsurarea de frecvență;

SHIFT+ACV (AC+DC): selectează modul de măsură continuu + alternativ;

SHIFT+2W Ω (LP-2 W Ω): selectează măsurarea rezistențelor în două puncte, de putere mică;

SHIFT+4W Ω (LP-4 W Ω): selectează măsurarea rezistențelor în patru puncte, de putere mică;

SHIFT+DCI: selectează măsurarea diodelor;

SHIFT+ACI (AC+DC): selectează măsurarea AC+DC;

2.2 Butoanele de gamă a măsurării (RANGE):

AUTO: selectează gama de măsură între automat (AUTO) și manual (MANUAL);

DOWN: selectează gama manuală de măsură și o reduce cu un nivel;

UP: selectează gama manuală de măsură și o incrementează cu un nivel;

În procesul de setare a parametrilor, butoanele de mai sus au următoarele semnificații:

AUTO: deplasează cursorul pâlpâitor la dreapta;

UP, DOWN: editează cifra corespunzătoare cursorului;

2.3 Butoanele de selecție a eșantionării (SAMPLING)

HOLD/FREE: comută modul de eșantionare între rulare liberă și menținere;

TRIG: comandă efectuarea unei măsurători în modul de eșantionare;

RATE: selectează modul de eșantionare: FAST, SLOW, MED (rapid, lent, respectiv mediu);

SHIFT+HOLD/FREE: activează modul de eșantionare în pachet;

SHIFT+TRIG: activează modul de setup al condițiilor triggerului;

SHIFT+RATE: selectează numărul de digiți afișați sau setează timp de măsurare mai lung;

2.4 Butoanele de selecție a calcului (COMPUTE)

COMP: setează sau anulează calculul comparativ;

SM: setează sau anulează netezirea în calcule;

C(M-B)/A: setează sau anulează scalarea;

NULL: setează sau calculează calculul de zero;

MAX/MIN: setează sau anulează calculul minimului, maximumului sau valorii medii;

dB: setează sau anulează calculul în dB/dBm;

SHIFT+COMP: setează modul de stabilire a limitelor inferioară și superioară pentru comparație;

SHIFT+SM: setează modul de mediere continuă;

SHIFT+ C(M-B)/A: setează parametrii A, B, C;

SHIFT+NULL: setează valoarea nulă pentru o măsurătoare de zero;

SHIFT+MAX/MIN: setează care anume dintre valorile minimă, maximă sau medie este afișată;

SHIFT+dB: setează o constantă D folosită în conversia în dB;

2.5 Butoanele de memorare (Store/Recall)

(SHIFT+) STORE: memorează (încarcă) valori în(din) memorie;

2.7 Butonul de beep

- ☺ - : activează un sunet (beep). La încă o apăsare, se dezactivează beep-ul;
- ☺ SHIFT+ : activează afișarea de tip grafic;

2.8 Butoanele de selecție a funcției de auto-zero (A ZERO), a interfeței (I/F) și de calibrare (CAL)

La apăsarea CAL se activează modul de calibrare. La încă o apăsare se trece în modul de măsură.

3. Utilizarea multimetrului în evaluarea parametrilor radioreceptorului

La pornirea aparatului, se va verifica faptul că efectuează măsurători asupra componentei alternative a semnalului, nu și asupra componentei continue. Pentru aceasta, se apasă butonul ACV și se verifică apariția pe display a indicației AC care confirmă modul de măsură.

La Lucrarea 1, în cazul măsurării sensibilității limitate de zgomot, atunci când se încearcă măsurarea tensiunii în absența purtătoarei, nivelul zgomotului măsurat va fluctua în limite mari. Pentru a putea citi o valoare medie, se apasă butonul MIN/MAX, care este setat pentru a oferi o indicație asupra valorii medii (pe display va apărea indicația AVE). Această manevră se poate aplica ori de câte ori nivelul semnalului este fluctuant într-o anumită gamă. Pentru a se reveni la măsurarea unei valori instantanee, se apasă încă o dată butonul MIN/MAX. Este de preferat să se revină la măsurătoarea în mărimi instantanee de fiecare dată când se măsoară o tensiune cu alt nivel (de exemplu, în cazul măsurării S_{zg} , când trebuie efectuate succesiv măsurători asupra semnalului cu zgomot și asupra zgomotului). Altfel, timpul necesar multimetrului pentru a indica valoarea corectă este foarte mare. După această trecere, eventual, dacă este nevoie, se poate trece din nou pe tensiunea mediată.

În cazul măsurării selectivității, la Lucrarea 3, este util să se reprezinte valoarea semnalului în dB (prin apăsarea tastei corespunzătoare). Se poate reveni la măsurarea tensiunii în V, prin apăsarea de două ori a aceleiași taste.

Bibliografie

1. Ion Marghescu, Iancu Ceapa: "*Radioreceptoare*", partea I, UPB, 1989;
2. Mircea Ivanciovici: "*Echipamente de radioemisie*", UPB, 1980;
3. Ion Marghescu, D. Zamfirescu, I. Dragu, Zica Vâlsan: "*Sisteme de Radiocomunicatii*", culegere de probleme, UPB, 1998.
4. Ion Marghescu, Stefan Nicolaescu, Nicolae Cotanis, "*Comunicatii mobile terestre*", Ed. Tehnica, 1997, 1999.