

3. Echipamente de Radior Recepție (ERR) - noțiuni generale

3.1 Funcțiunile și parametrii ERR

➤ Funcțiuni:

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

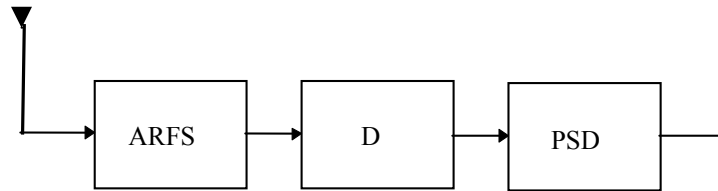


Figura 3.1.1

➤ Parametrii caracteristici (specifici):

- parametri valabili la orice RR
 - ✓ sensibilitate
 - ✓ selectivitate
 - ✓ fidelitate
 - ✓ factor de zgomot
 - ✓ siguranță în funcționare
 - ✓ stabilitatea funcționării
 - cu temperatura
 - cu tensiunea de alimentare
- parametri dependenți de tipul de RR:
 - ✓ eficacitatea RAA (RMA)
 - ✓ rejectie MA parazită (RMF)
 - ✓ putere de ieșire (RR cu AIF)
 - ✓ nivel de semnal de ieșire (RR-tuner DECK)
 - ✓ nivel zgomot rezidual datorat brumului ce însoțește tensiunea redresată.

3.2 Clasificarea RR

a) după destinație:

- comerciale, RD și RTV (Radioreceptoare de Larg Consum, RLC)
- profesionale:
 - radiotelefoane
 - radiorelee

- radiolocație
 - telecomandă
 - telemetrie
 - sisteme TV pentru transmisiuni de tipărituri
 - de trafic.
- b) după semnalul modulat recepționat
- MA cu P
 - MF
 - MA-BLU
 - MA-MF
 - MA (cu P, PS, BLU)
- c) după structura amplificatorului selectiv de RF:
- amplificare directă
 - cu reacție
 - cu superreacție
 - cu detecție sincronă directă (sincrodină)
 - cu o schimbare de frecvență (SF)
 - cu două sau mai multe SF.
- d) după gama de frecvență prelucrată; RR de radiodifuziune pot fi:
- UL
 - UM
 - US
 - UUS
 - UM+UUS
 - UU+UM+UUS etc.
- e) după modul de exploatare:
- staționare
 - mobile
 - portabile
- f) după gradul de amplificare a semnalului demodulat:
- tuner (cu amplificator de putere exterior)
 - cu amplificator de putere încorporat.
- g) după alimentare:
- de la acumulatori / baterii
 - de la rețea
 - mixtă.

3.3 Noțiuni și mărimi folosite în definirea parametrilor ERR

1. *Semnal de RF modulat normal* –un semnal cu o frecvență purtătoare oarecare f_0 , cu modulație sinusoidală cu frecvența $f_m=1000\text{Hz}$ și cu gradul de modulație: $m=0,3m_{\max}$
 MA, $m=0,3$
 MF, $\Delta f=15\text{KHz}$ ($\Delta f_{\max}=50\text{KHz}$)
2. *Antena artificială* reprezintă un circuit care se intercalează între generator și radioreceptor pentru a simula cât mai bine comportarea antenei reale. In cazul RR care folosesc antenă cu ferită antenna artificială este o *antenă cadru*.
 a) antena cadru:

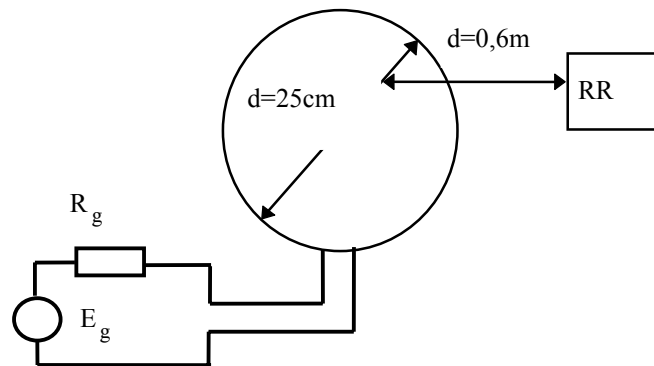


Figura 3.3.1

$$E_D = \frac{30nSE_g}{d^3(R_g + R_d)}$$

- b) antena artificialăUL/UM

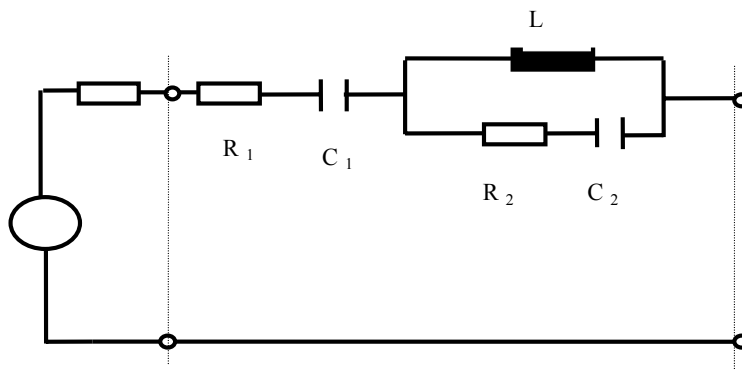


Figura 3.3.2

c) antena artificială UUS

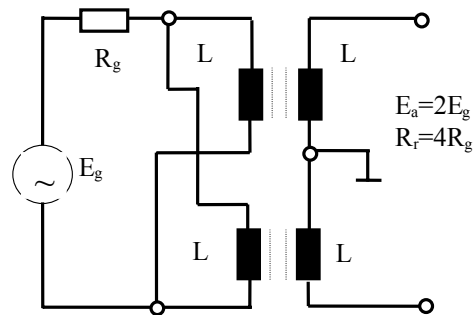


Figura 3.3.3

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

a. RR care folosesc antenă exterioară (deci care vor folosi antena artificială standard pentru măsurători) :

- valoarea efectivă a t.e.m. a generatorului echivalent antenei artificiale la care s-a conectat un generator de semnal standard. Nivelul se exprimă în μV sau $dB\mu = 20 \log E_a / E_{ar} \cdot E_r = 1 \mu V$.

b. RR care folosesc antenă cu ferită.

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

4. *Frecvențe de măsură standardizate*; Pentru a putea compara rezultatele și pentru ca măsurătorile să fie reproductibile se folosesc o serie de frecvențe specificate prin norme; numărul frecvențelor pentru o gamă dată depinde de complexitatea acceptată pentru măsurători

- Măsurători în unu-două puncte:

250kHz 1000 kHz 69MHz 94 MHz 108 MHz

- Măsurători în minim trei puncte:

160 kHz 200 kHz 250 kHz 540kHz 1000kHz 1600 kHz.

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

6. *Puterea de ieșire nominală* se definește ca fiind puterea de ieșire realizată la $f_m = 1000 \text{ Hz}$, astfel încât $d \leq 10\%$ (sau altă valoare dată de fabricant).

7. *Puterea de ieșire* standard este o putere de măsură; depinde de puterea nominală dar nu foarte strâns:
1mW 5mW 50mW 500mW
Acest parametru este menționat de fabricant.
8. *Reglajul de ton în poziție normală* (egalizor) corespunde poziției acestor reglaje care asigură banda maximă cu neuniformități minime.
9. *Sarcina artificială* reprezintă o rezistență de valoare egală cu modulul impedenței sistemului acustic al amplificator de joasă frecvență la $f_m=1000\text{Hz}$.
10. *Acordul radioreceptorului* reprezintă reglarea comenzilor manuale ale RR pentru a obține puterea de ieșire maximă. Se folosește semnal de intrare suficient de mic pentru a nu se intra în zona neliniară: $U_{in}=34\text{dB}\mu$ sau $54\text{dB}\mu\text{V/m}$.

3.4 Sensibilitatea RR

- Este un parametru care se exprimă prin nivelul minim al semnalului de intrare care poate fi prelucrat corespunzător; Presupune existența unui criteriu; acesta poate fi:
 - a) puterea de ieșire;
 - b) raportul semnal-zgomot.
- a) In acest caz se definește *sensibilitatea limitată de amplificare* S_a .
- Conform ideii de mai sus S_a reprezintă nivelul minim al semnalului de intrare, modulat normal, care în condițiile în care RR este acordat pe frecvența de măsură, cu reglajul de ton în poziție normală și cu volumul la maxim permite obținerea la ieșire a puterii standard.
- Acest parametru caracterizează câștigul global fără o legătură cu calitatea.
- b) In acest caz se definește *sensibilitatea limitată de zgomot* S_z . S_z reprezintă nivelul minim al semnalului de intrare, modulat normal, care în condițiile în care RR este acordat pe frecvența de măsură, cu reglajul de ton în poziție normală și cu volumul la maxim permite obținerea la ieșire a unui semnal caracterizat printr-un raport semnal/zgomot standard.
- Raportul semnal zgomot are valorile:
 - MA - $RSZ_0=20\text{dB}$
 - MF - $RSZ_0=26\text{dB}$.
- Existând cele 3 două valori pentru sensibilitate, definite ca mai sus, trebuie aleasă una care să caracterizeze radioreceptorul. Aceasta se numește

sensibilitatea maximă utilizabilă. Ea se obține ca fiind cea mai mare dintre cele două:

$$S_u = \max(S_a, S_z)$$

- Pentru măsurarea sensibilității se folosește schema bloc:

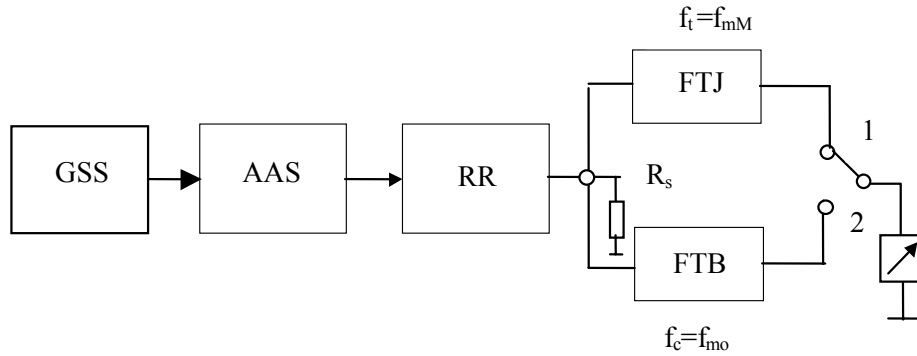


Figura 3.4.1

- De menționat că la măsurarea sensibilității se recomandă măsurarea parametrului complementar (P_o la S_z și RSZ la S_a).

$$RSZ = P_s / P_z$$

- Se pot întâlni două situații:

a) $S_a > S_z$ b) $S_z > S_a$

a) Radioreceptoare cu zgomot mic și/sau cu câștig mic,

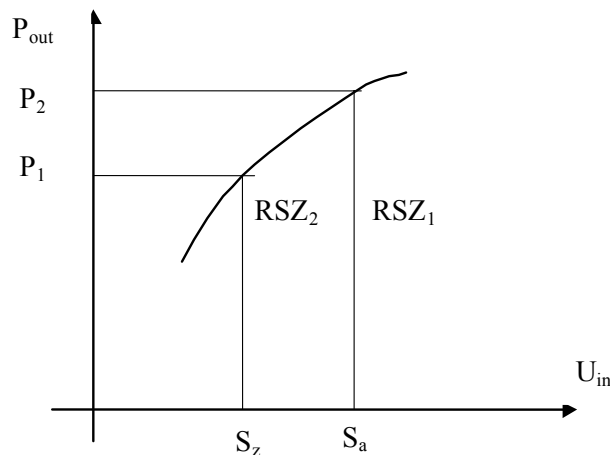


Figura 3.4.2

$$RSZ_2 = RSZ_{st}$$

$$RSZ_1 > RSZ_2$$

b) RR cu zgomot mare și/sau cu câștig mare.

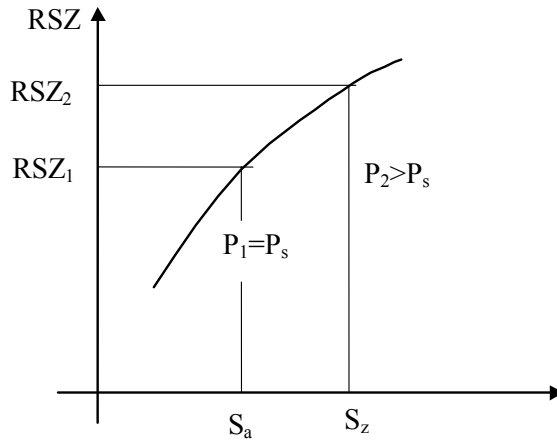


Figura 3.4.3

În cel de al doilea caz se poate acționa pentru a măsura sensibilitatea limitată de zgomot la puterea standard. Potențiometrul de volum conservă RSZ; scăzând volumul scade puterea de ieșire până se ajunge la puterea standard.

3.5 Selectivitatea RR

Selectivitatea poate fi definită în două situații:

- a) - semnalele aplicate la intrare au nivele mici
- b) - semnalele aplicate la intrare au nivele mari.

3.5.1. Selectivitatea definită pentru semnale mici

- Semnalele fiind mici se consideră valabil principiul suprapunerii efectelor; deci nu are importanță dacă este prezent un semnal sau mai multe; în consecință se consideră că semnalul și perturbația nu acționează simultan.
- Selectivitatea la semnale mici este dată prin mai mulți parametri:
 - selectivitatea la canalele adiacente;
 - selectivitatea la semnale dependente de tipul RR cum ar fi cele definite pentru RR cu una sau mai multe SF:
 - selectivitatea la frecvența intermediară;
 - selectivitatea la frecvența imagine.

- Selectivitatea la canalele adiacente evaluează atenuarea introdusă de amplificatorul selectiv la o frecvență egală cu frecvența purtătoare a canalului vecin:

$$f_n ; f_p$$

$$f_p = f_n + \Delta f$$

$$\Delta f = 9\text{KHz (MA)}, 300\text{KHz (MP)}$$

- Se definește ca fiind raportul exprimat în dB între nivelul semnalului de intrare pentru perturbație și pentru semnalul util, semnale aplicate în aceleași condiții ca la măsurarea sensibilității, limitată de zgomot.
- Evident există două canale vecine; dacă se obțin (și de regulă se obțin) valori diferite la cele două canale

$$a_a = \frac{a_+ + a_-}{2}$$

- Metode de măsură:

1. direct;
2. din curba de selectivitate.

- În ambele cazuri se folosește schema precedentă.

- Se evaluează S_z rezultând valoarea tensiunii de intrare - U_{io} .

Metoda 1. Se dezacordează RR cu Δf , se mărește nivelul pentru a obține aceeași putere de ieșire ca mai sus și rezultă tensiunea U_p .

$$a_a = 20 \log \frac{U_p}{U_{io}} [dB]$$

- Se constată că în cursul măsurătorii se conservă nivelul tensiunii de ieșire (puterii) nu cel al tensiunii de intrare. În acest mod se evită acțiunea reglajului automat care ar falsifica rezultatul tinzând să se opună scăderii semnalului de ieșire.

Metoda 2. Se trasează curba de selectivitate efectuând măsurătoarea de mai sus în mai multe puncte la $f > f_s$ și $f < f_s$. Se obține imaginea din figura 3.5.1.

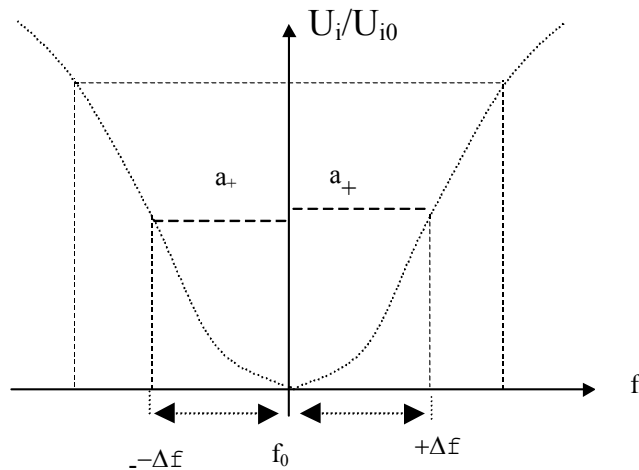


Figura 3.5.1

- Se observă că pe lângă atenuarea la canalul adiacent pe această caracteristică se poate evalua și banda de trecere care va permite precizarea unui alt parametru: *fidelitatea*.

3.5.2. Selectivitatea la nivel mare al semnalelor de intrare

- Dacă semnalele de intrare nu mai sunt de nivel mic încep să se manifeste fenomene neliniare.
- prelucrarea unui semnal (cel util) poate fi influențată de nivelul celorlalte.
- se definesc trei parametri care permit definirea selectivității la nivel mare:
 1. *înecare* a semnalului util;
 2. *transmodulația*;
 3. *atenuarea semnalelor perturbatoare pe frecvența imagine și intermediară* (ca și în cazul anterior va fi reluat și precizat la RR cu o SF).
- Măsurarea acestor parametri se face folosind metoda cu două sau mai multe semnale aplicate simultan. Schema bloc folosită este dată în figura 3.5.2.

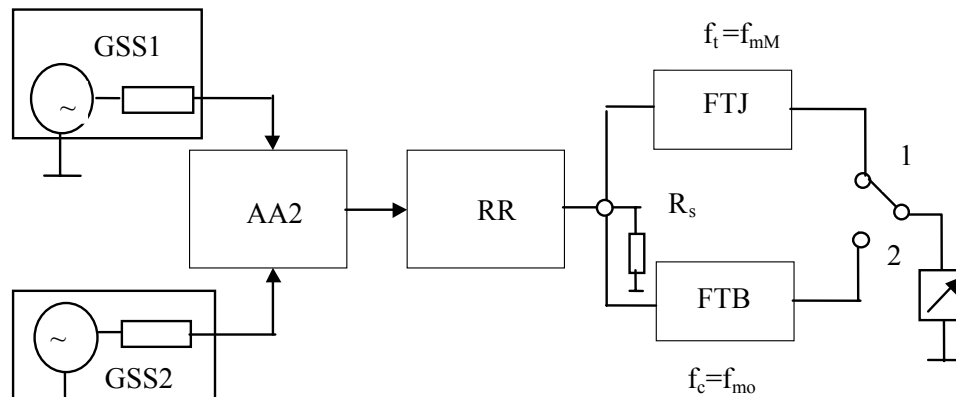


Figura 3.5.2

1. Încercarea semnalului util

- Se presupune că RR este acordat pe frecvența semnalului util. Dacă se aplică, simultan, un semnal perturbator, al cărui nivel este variabil se va constata că nivelul și alte caracteristici ale semnalului util sunt influențate de către semnalul perturbator.
- De regulă nivelul semnalului util începe să scadă atunci când semnalul perturbator depășește un nivel dat.
- **Încercarea semnalului util** (notată prin N_i), parametru care evaluează acest fenomen, se definește ca fiind nivelul semnalului perturbator nemodulat, aplicat la intrare care reduce cu 3dB nivelul audio care era stabilit inițial la puterea standard.
- S-a constatat că parametrul menționat depinde de nivelul semnalului util (efectul scade când acest nivel crește), de distanța în frecvență între cele două semnale ($\Delta f_p = f_p - f_u$, efectul crește atunci când Δf_p scade).

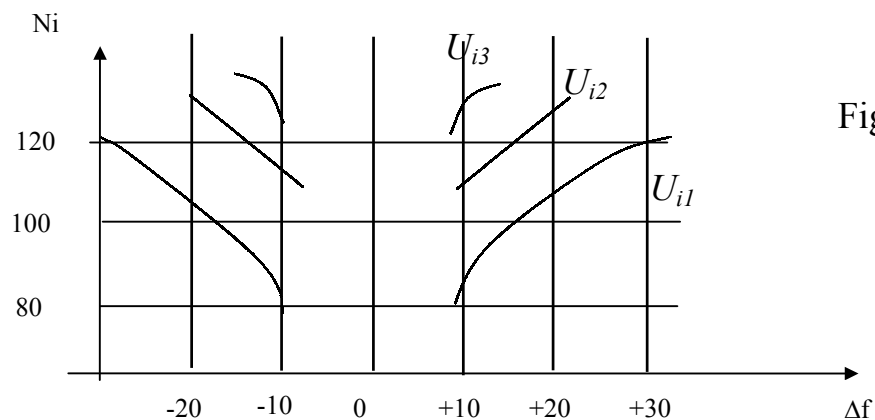


Figura 3.5.3

- Aceste aspecte sunt puse în evidență prin reprezentarea grafică a dependenței $N_i=f(\Delta f)$ dată în figura 3.5.3. În această reprezentare s-a ales ca parametru nivelul semnalului util U_i ($U_{i1} < U_{i2} < U_{i3}$).

2. Transmodulația

- Dacă semnalele perturbatoare sunt mari se constată că atunci când RR este acordat pe semnalul util și se taie modulația acestuia la ieșire rămâne un semnal audio care provine de la semnalele perturbatoare.
- Cu alte cuvinte datorită neliniarităților se transferă semnal modulator de la semnalul perturbator la semnalul util.
- *Transmodulația* evaluează efectul acestui fenomen.
- **Transmodulația se definește ca fiind nivelul semnalului perturbator modulat normal care aplicat simultan cu semnalul util nemodulat (pe care RR este acordat) produce un semnal de audio frecvență cu 20dB sub nivelul obținut pentru semnalul util (dacă acesta ar fi modulat normal).**
- Măsurătorile realizate, ca și în cazul parametrului anterior conduc la concluzii similare și la reprezentări grafice cu alură asemănătoare.

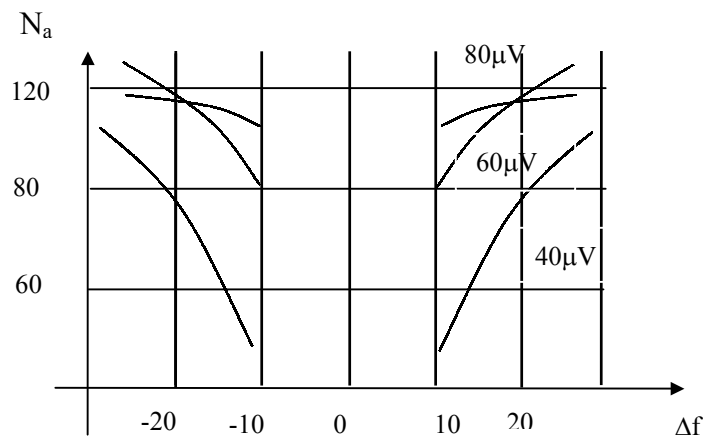


Figura 3.5.4

În cazul în care transmodulația este evaluată pentru canalul adiacent se spune că se măsoară **selectivitatea relativă** față de acesta.

3.6. Fidelitatea

- Prin acest parametru se evidențiază gradul în care RR modifică semnalul modulator în cursul prelucrării.
- Fidelitatea se exprimă prin:

1. *factorul de distorsiuni neliniare*;
2. *distorsiunile liniare (de amplitudine)*.

1. *Factorul de distorsiuni neliniare* are aceeași definiție ca la orice echipament electronic; se aplică un semnal modulator sinusoidal și se evaluează fundamentală și armonicile (A_1, A_2, \dots, A_n):

$$\delta = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^N A_k^2}{A_1^2}}$$

- De multe ori se rețin numai una sau două armonici deoarece $A_1 \gg A_k$ ($k > 2$).

$$\delta = \sqrt{\frac{A_2^2 + A_3^2}{A_1^2}}$$

- Pentru evaluarea corectă este necesar un generator cu distorsiuni neliniare foarte mici.

2. *Distorsiunile liniare* rezultă din caracteristica de frecvență globală a RR care reprezintă variația puterii de ieșire a semnalului RF modulat cu $m=30\%$ funcție de frecvența de modulație.

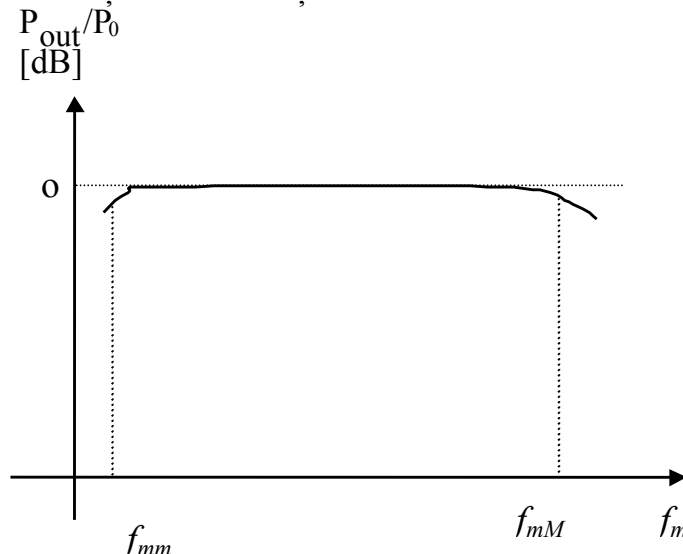


Figura 3.5.4

- Evident această caracteristică depinde de :
 - amplificatorul AF (cuplaje, decuplări) la joasă frecvență;

- caracteristicile de selectivitate ale amplificatoarelor selective de IF la frecvențe înalte;
- reglajele de ton.

3. *Eficacitatea reglajelor de ton*

- Se măsoară prin determinarea puterii de ieșire la 100Hz și la 8000Hz pentru pozițiile externe ale potențiometrelor de reglaj a tonalității.

4. *Caracteristica de frecvență a amplificatorului de AF.*

- Este util să se remarce că toate aceste caracteristici se evaluează pe sarcina artificială, deci nu includ caracteristica de frecvență a sistemului de redare a sunetului. Aceasta poate fi evaluată separat.

3.7 Caracteristicile sistemului RAA

- Așa cum se va vedea în paragrafele următoare sistemul RAA are rolul de a menține puterea de ieșire relativ constantă în cazul în care apar variații ale nivelului semnalului de intrare.
- Decizia se bazează pe componenta continuă (medie) proporțională cu purtătoarea care rezultă la ieșirea unor demodulatoare.
- Eficiența acestui sistem, poate fi pusă în evidență prin ridicarea așa numitei caracteristici RAA care reprezintă $P_{out}=f(U_{in})$.

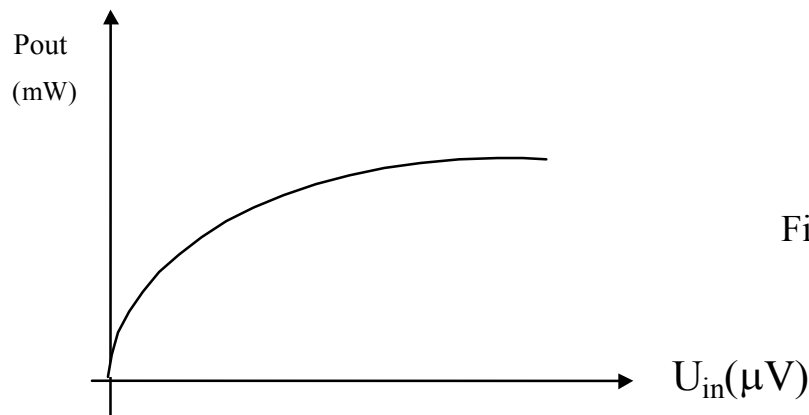


Figura 3.5.5

- În documentația tehnică a aparatelor de radiorecepție comerciale se menționează un parametru mai simplu: **eficacitatea sistemului RAA** care reprezintă variația nivelului semnalului de intrare pentru care nivelul semnalului de ieșire variază cu o valoare standard (10dB).
- Acest parametru se poate măsura din caracteristica de mai sus sau direct.

- Pentru măsurarea directă, după acord, cu un nivel al semnalului de intrare relativ mic, se reglează nivelul semnalului de intrare, U_{in} , la 100dBμ și din potențiometrul de volum se determină $P_{out}=P_{n/2}$ (jumătate din puterea nominală).
- Se reduce nivelul semnalului de intrare până când puterea semnalului de ieșire, P_{out} , scade cu 10dB; rezultă nivelul U_{in2} .
- Eficacitatea RAA este dată de relația:

$$\eta = 20 \log \frac{U_{in1}}{U_{in2}}$$

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

4.1 Introducere

- Analiza care urmează are la bază clasificarea RR pe baza structurii amplificatorului selectiv de radiofrecvență.
- Acest criteriu permite și o abordare a RR de la scheme simple spre scheme complexe.
- În consecință pot fi analizate:
 - RR cu amplificare directă
 - RR cu reacție
 - RR cu super-reacție
 - RR cu o schimbare de frecvență
 - RR cu două sau mai multe schimbări de frecvență.
- În acest curs ne vom limita la radiorecetoarele cu amplificare directă și la cele cu o schimbare de frecvență.

4.2 RR cu amplificare directă

- Schema bloc a unui astfel de receptor este dată în figura 4.2.1

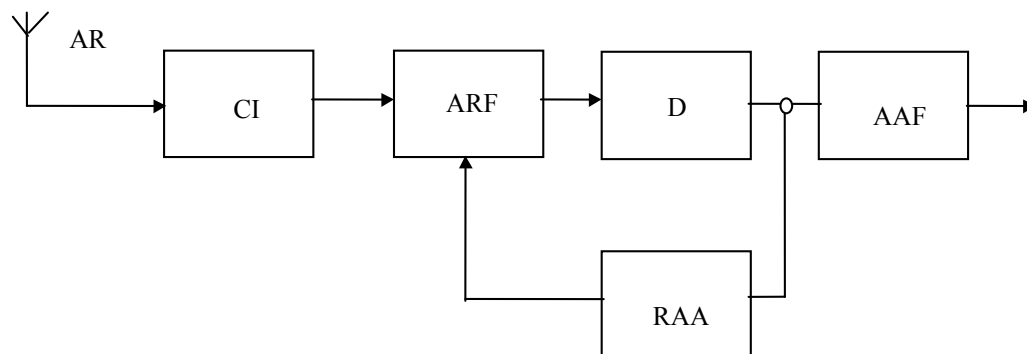


Figura 4.2.1

- Vom urmări rolul blocurilor funcționale:
 - *CI - circuit de intrare*
 - conectarea antenei la primul etaj activ din RR;
 - pentru a avea pierderi mici se folosește un circuit LC;
 - deoarece are și funcțiuni selective se mai numește și *circuit de preselecție*.
 - *ARF - amplificatorul de radio frecvență* - realizează funcții de selecție și amplificare.

- semnalul este mic; dacă se dorește sensibilitate mare este necesar zgomot mic.
 - *Demodulatorul* extrage mesajul purtat de către semnalul RF;
 - *Amplificatorul de joasă frecvență*; aduce semnalul demodulat la un nivel adecvat aplicației pentru care este destinat;
 - *Reglajul automat al amplificării RAA*
 - nivel de intrare variabil
 - nivel de ieșire cât mai constant
 - soluție: se extrage o informație din semnalul recepționat, adică o tensiune proporțională cu nivelul acestuia; cu aceasta se comandă în mod corespunzător câștigul ARF; o asemenea informație la radio receptoarele MA cu P se poate extrage din semnalul demodulat; este vorba de componenta de curent continuu.
 - având în vedere aceste aspecte de multe ori RAA este un simplu FTJ cu $f_t \leq f_{mm}$. Alteori se poate adăuga un amplificator de curent continuu. Dacă semnalul este *fără* purtătoare iar demodulatorul este un detector de produs, componenta medie nu mai este cea dorită. Este necesar un detector special pentru RAA.
- Analiza performanțelor; O vom realiza considerând că amplificatorul de RF are mai multe etaje cu schema dată în figura 4.2.2:
- ♦ sensibilitatea - relativ mică și, dacă ne referim la un RR cu acord variabil, este variabilă cu frecvența,

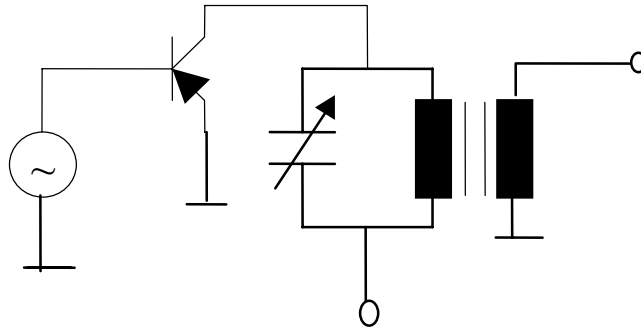


Figura 4.2.2

- acordul variabil C_v ; mai multe etaje, mai multe secțiuni; greu de realizat; curent 2-3-4 secțiuni.
- Pentru fiecare etaj se poate evalua:

$$G \approx -g_m Z_{d0}$$

$$Z_{d0} = Q \omega_0 L$$

- Deoarece s-a constatat că, practic, se poate considera factorul de calitate, Q , ca fiind constant

$$G \approx k \omega$$

- Așadar sensibilitatea este variabilă.

- ♦ Selectivitatea depinde direct de banda la 3 dB a fiecărui circuit

$$B = \frac{f_r}{Q} \approx f_r \quad (Q \sim \text{constant}) ;$$

$$a_n = 10 n \log(1 + x^2) = 10 n \log\left[1 + \left(\frac{2\Delta f Q}{f_r}\right)^2\right]$$

- cu cât sunt mai puține etaje - scade selectivitatea;
- dacă RR este cu acord variabil, număr limitat de etaje - selectivitate redusă.
- crește frecvența (chiar dacă acordul este fix):

$$B = \frac{f_r}{Q} ; \quad Q < 100$$

- la un moment dat nu mai pot fi eliminate canalele adiacente.

$$\text{Ex. } f_r = 10\text{MHz}; \quad Q = 100$$

$$B = 10000/100 = 100\text{KHz}$$

trec zece canale fără vreo atenuare sesizabilă.

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

4.3 R.R. cu reacție

- schemă bloc este dată în figura 4.3.1.

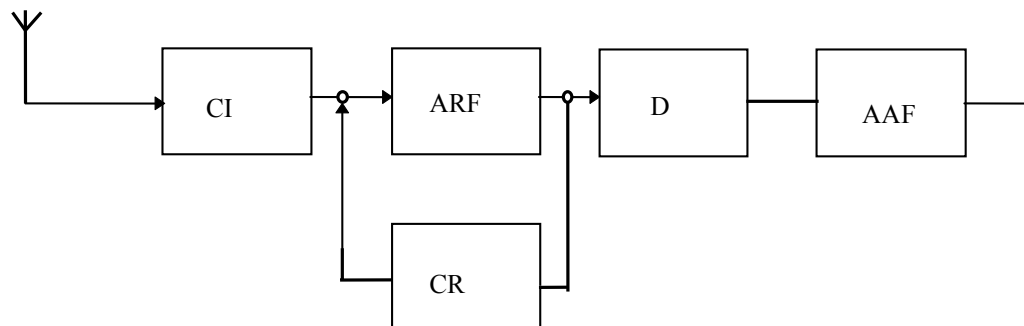


Figura 4.3.1

- Principiu: un amplificator cu reacție care în buclă deschisă are câștigul A_0 și bandă B_0 iar circuitul de reacție (CR) are factorul de transfer independent de frecvență și egal cu β , în buclă închisă va fi caracterizat prin:

$$A_r = \frac{A_0}{1 \pm \beta A_0}$$

$$B_r = (1 \pm \beta A_0)$$

- Dacă se optează pentru reacție pozitivă (semnul -) βA_0 tinde la 1, deci $A_r \rightarrow \infty$, iar $B_r \rightarrow 0$, crescând sensibilitatea și selectivitatea.
- Dezavantaj - pericolul permanent de intrare în oscilație, deci funcționarea instabilă.

4.4 R.R. cu super-reacție (RR-MA)

- Principiu: un amplificator cu reacție pozitivă poate fi considerat că este în regim de funcționare stabilă dacă lucrează ca oscilator.
- Dacă se poate găsi o soluție pentru a transfera informația de la intrare la ieșire s-ar putea elimina instabilitatea care caracterizează radioreceptoarele cu reacție.
- Soluția a rezultat plecând de la observația că există o legătură intrare-ieșire în faza de amorsare a oscilațiilor:
 - timpul de stabilire a regimului permanent depinde de condițiile inițiale.
 - Acestea sunt date de oscilația pe frecvență f_0 existentă la intrare.
 - Stabilirea regimului permanent are loc mai repede dacă semnalul de intrare este mai mare (figura 4.4.1).

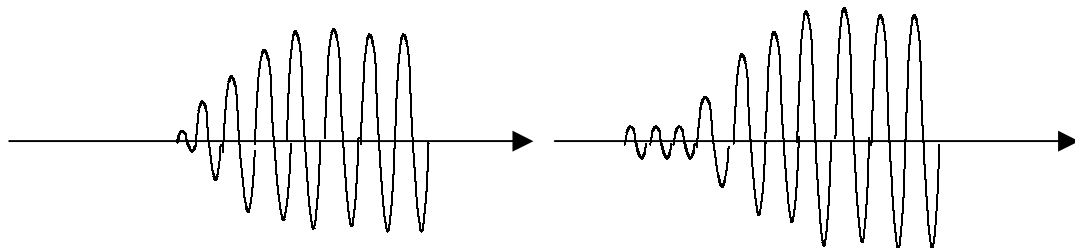


Fig.4.4.1

- pentru a transmite o informație despre nivelul semnalului (sau altfel spus, despre gradul lui de modulație) se va forța oscilatorul să repete faza de amorsare a oscilațiilor. Pentru aceasta se introduce în schema bloc un oscilator de blocare, OB (figura 4.4.2).

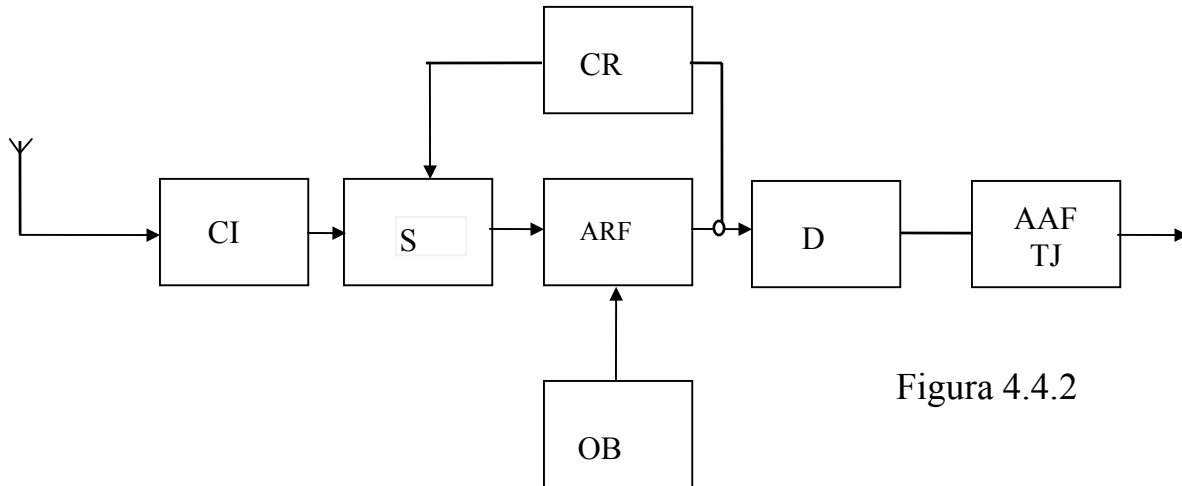


Figura 4.4.2

- Pentru a ilustra funcționarea unui astfel de scheme care poate fi utilizată, evident, numai pentru semnale MA, se va analiza un receptor care lucrează în regim *liniar* (se va vedea că există mai multe variante de RR cu superreacție).
- Formele de undă: la intrarea receptorului, după oscilator și după un demodulator fără un filtru trece jos cu frecvența de tăiere aleas numai pentru a elimina frecvența purtătoare, pot fi observate în figura 4.4.3.

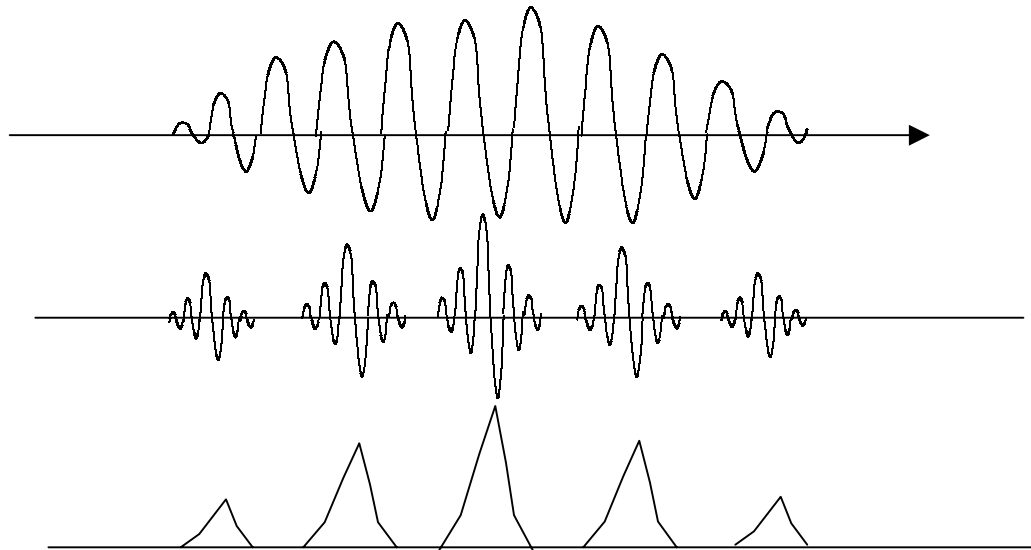


Fig.4.4.3

- Se demonstrează că o succesiune MIA-natural conține printre componente semnalul modulator deci cu un FTJ proiectat corespunzător se poate extrage acest semnal.
- Regimul de lucru al acestor receptoare poate fi controlat prin raportul dintre perioada de blocare și timpul de creștere al oscilației; în cazul de mai sus timpul de creștere este mai mare decât perioada de blocare;
- Alte variante:
 - RR logaritmă la care raportul menționat este ales în așa fel încât semnalul să ajungă în limitare și să rămână o vreme în acest regim; în acest mod modulația va modifica nu amplitudinea ci durata impulsurilor de RF. Rezultă un semnal de tip MID care la rândul lui poate fi demodulat prin filtrare;
 - RR cu autoblocare. Pentru această variantă nu se adaugă un oscilator de blocare și oscilatorul este proiectat să se blocheze după ce lucrează un interval t în regim de limitare; Se poate constata că acum are loc o modulație în frecvență a impulsurilor RF.

4.5 R.R. cu o schimbare de frecvență

4.5.1 Aspecte generale - principiul de lucru

Conform concluziei de la RR cu amplificare directă acestea au performanțe bune dacă lucrează pe frecvență fixă și nu prea mare. S-a pus problema dacă nu se poate face în așa fel încât să se folosească un asemenea RR iar pentru a gama de frecvență de interes să se acționeze astfel încât banda corespunzătoare diverselor emisiuni să fie adusă pe frecvența centrală a acestui RR.

Răspunsul este afirmativ iar metoda folosită pentru realizarea translației este cunoscută sub denumirea de *schimbare de frecvență*.

Principiul acestei metode este ilustrat de schema bloc dată în figura 4.5.1.

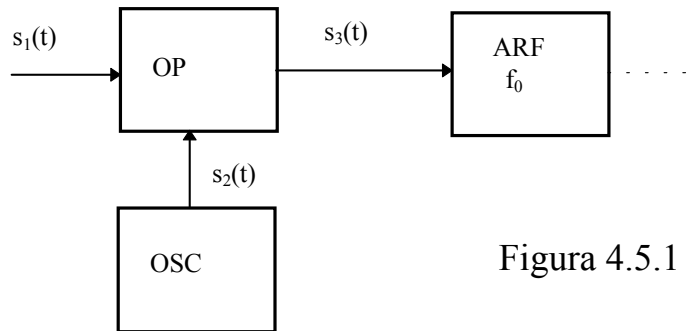
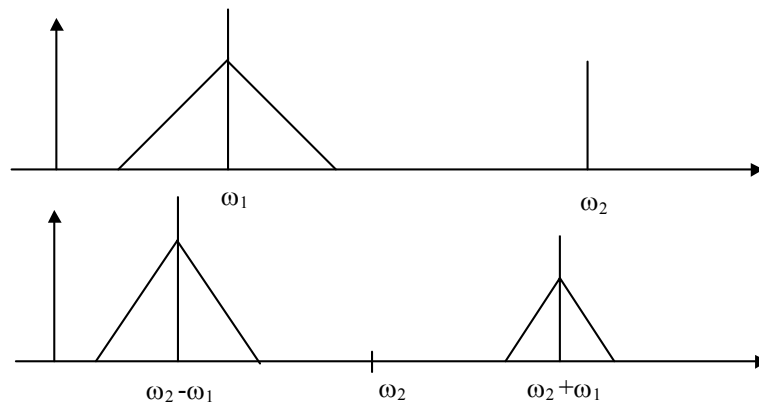


Figura 4.5.1

$$s_1(t) = U(t) \cos[\omega_1 t + \rho_1(t)]$$

$$s_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t : \omega_2 > \omega_1$$

$$s_3(t) = \frac{U_2 U(t)}{2} \cos[(\omega_2 + \omega_1)t + \rho_1] + \cos[(\omega_2 - \omega_1)t - \rho_1]$$



Ambii termeni asigură o SF, adică apariția unui semnal având frecvența purtătoare diferită de cea a semnalului de intrare.

- prin însumare;
- prin diferență.

Se constată că:

- se conservă modulația $U(t)$, $\varphi(t)$
- funcție de termenul ales pot exista anumite restricții pentru a nu distorsiona semnalul.

Pentru a recepționa un semnal cu o frecvență centrală precisă, de exemplu f_{s1} , trebuie pusă condiția:

$$\begin{aligned} f'_s &= f_2 - f_{s1} = f_0 \\ B_0 &\geq B_{\text{semnal}} \end{aligned}$$

sau

$$\begin{aligned} f'_s &= f_2 + f_1 = f_0 \\ B_0 &\geq B_{\text{semnal}} \end{aligned}$$

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

Observând schema de principiu, se constată că la datorită modului de lucru au apărut blocuri cu funcții specifice; De aceea au fost introduse o serie de noțiuni asociate RR cu o schimbare de frecvență:

- oscilator local (OL),
- frecvență intermediară (f_i),
- amplificator de frecvență intermediară (AFI),
- schimbător de frecvență (mixer),
- amplificator de Radio Frecvență (ARF).

4.5.2. Variante de realizare a SF

- Se va arăta că există 3 variante, funcție de relația stabilită între f_i și f_1/f_2 și funcție de valoarea relativă a acestora ($f_2 > f_1$, $f_2 < f_1$).
- Pentru RR-MA una singură s-a dovedit eficientă, iar pentru RR-MF două.
- Pentru această scurtă analiză se consideră semnalul de intrare (figura 4.5.1)

$$s_1(t) = \sum_{n=1}^4 U_n(t) \cos(\omega_n(t) + \rho_n(t))$$

cu condiția $\omega_1 < \omega_2 < \omega_h < \omega_3 < \omega_4$.

$$U_2(t) = U_h \cos \omega_h t$$

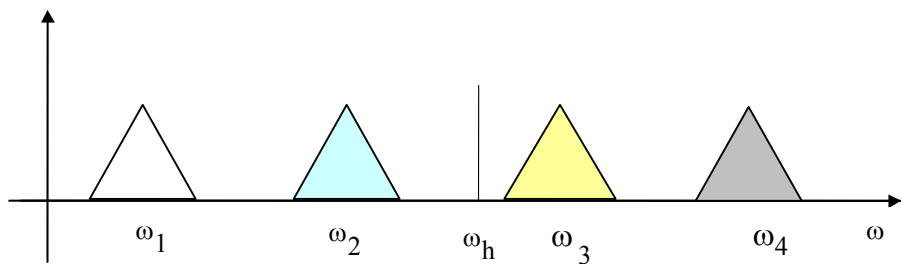


Figura 4.5.1

➤ După mixerul realizat cu operator de produs rezultă:

$$\begin{aligned}
 s_3(t) = & \sum_{1,2} \frac{U_h U_i(t)}{2} \cos[(\omega_h - \omega_i)t - \rho_i] + \\
 & + \sum_{3,4} \frac{U_h U_i(t)}{2} \cos[(\omega_i - \omega_h)t + \rho_i] + \\
 & + \sum_{1...4} \frac{U_h U_i}{2} \cos[(\omega_h + \omega_i)t + \rho_i]
 \end{aligned}$$

➤ Observații:

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

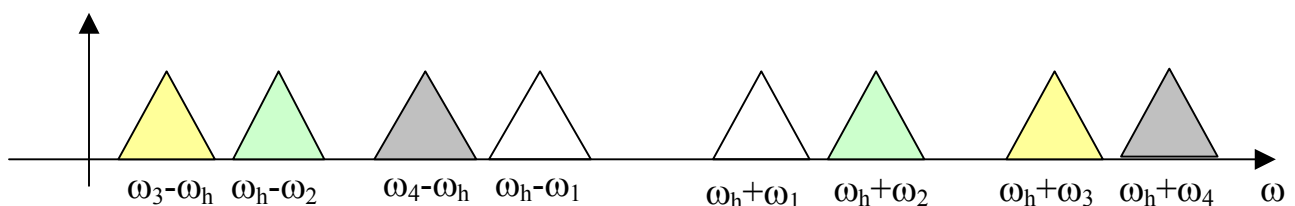


Figura 4.5.2

➤ Din cele de mai sus rezultă patru variante de realizare a SF (de fapt trei deoarece ultima este de fapt o detecție sincronă):

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

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

4.5.3 Analiză comparativă a variantelor de realizare a SF

- Se va evidenția că pentru echipamentele de RR cea mai convenabilă variantă o reprezintă SF superheterodină și numai în cazuri particulare SF infraheterodină.
- **Se vor analiza performanțele RR din punctul de vedere al realizabilității și din punctul de vedere al perturbațiilor ce pot să apară în cursul operației de schimbare de frecvență.**
- **Ipoteze de lucru:**
 - mixer real: nu numai $s_1 * s_2$ ($f_1 \pm f_2$) ci și combinații de tipul $s_1^k * s_2^j$, $k, j = 1 \dots \infty$, deci componente având frecvențele $\pm k f_s \pm j f_h$ (în particular $f_s, f_h, n f_h$ etc.)
 - amplitudinea U_h trebuie să fie mare - armonicile sunt și ele mari interferența cu ele este periculoasă,
 - trece $f_s - f_i$ nu poate fi aleasă în gamele de lucru; trecând direct prin SF semnalul pe f_i va fi imposibil de eliminat și este o perturbație permanentă. Pentru a nu produce astfel de fenomene semnalele din jurul lui f_i nu trebuie să ajungă la SF deci trebuie eliminate de filtrele care preced SF. Dacă este în gama de lucru odată cu ea se elimină și semnale utile c.c.t.d.
 - se va considera cazul unui RR MA cu mai multe game de lucru (figura 4.5.3).



Figura 4.5.3

1. SF prin însumare; $f_i = f_s + f_h$

- $f_i > f_s$ deci pentru RR cu mai multe game;

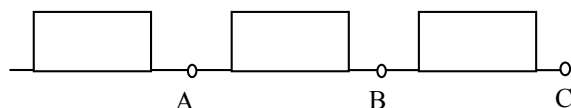


Figura 4.5.4

- Se va constata că există două soluții pentru alegerea frecvenței intermediare deci realizarea AFI:
 - a) se aleg trei frecvențe intermediare, deci trei AFI cu un comutator;
 - b) se alege pentru f_i valoarea obținută în cazul C.
- Ambele soluții sunt neconvenabile.

- În cazul analizat sunt posibile interferențe cu armonici ale OL. Dacă se îndeplinesc relațiile

$$f_i = f_s + f_n = n f_n$$

$$f_s = (n-1)/n f_i$$

vor fi perturbate toate semnalele cu aceste frecvențe purtătoare.

- În concluzie varianta prin însumare nu se folosește în RR ci numai în RE. (up-conversion).

2. SF infraheterodină: $f_i = f_s - f_n$; $f_h < f_s$

- Se constată că $f_i < f_s$.
- Și în acest caz pentru RR cu mai multe game se identifică tot două soluții pentru alegerea frecvenței intermediare, respectiv realizarea AFI:
 - Trei AFI având frecvența f_i mai mică decât frecvența a fiecărei game (cu un comutator).
 - Un AFI având frecvența f_i mai mică decât cea mai mică frecvență de lucru:

$$f_i \leq 150 \text{ KHz}$$

- Soluția a doua pare foarte convenabilă din punctul de vedere al posibilității de realizare a AFI
- Din păcate această valoare nu este convenabilă deoarece trebuie eliminată perturbația cunoscută sub denumirea de *perturbație pe frecvența imagine*.
- Această perturbație poate fi pusă în evidență având în vedere că este posibil să existe situația dată în figura 4.5.5.

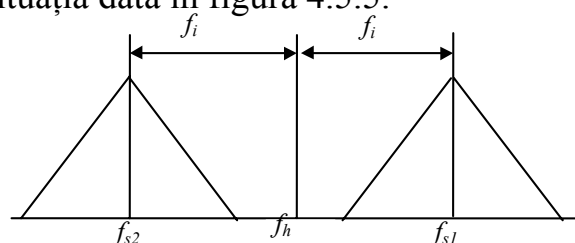


Figura 4.5.5

- Cele două semnale existând simultan la intrarea SF acesta le prelucrează:
 - pe f_{s1} prin infraheterodină
 - pe f_{s2} prin superheterodină
- Cele două semnale conduc la ieșire la un semnal pe frecvența f_i ; odată amestecate cele două semnale nu mai pot fi separate și recepția este puternic perturbată.
- Semnalul cu frecvența:

$$f_{s2}=f_{im}=f_s-2f_i$$

reprezintă *perturbația pe frecvența imagine* și el nu trebuie să ajungă la SF.

- El trebuie eliminat de filtrele plasate înaintea SF.
- atenuarea oricărui FTB este cu atât mai mare cu cât ecartul relativ ($\Delta f/f_s$) la care se află perturbația este mai mare.
- Așadar f_i trebuie ales cât mai mare, deci o valoare $< 110 \text{ KHz}$ s-ar putea să nu fie acceptabilă.

- În sfârșit este ușor de observat că și la această variantă de SF pot apărea perturbații cu armonici ale OL deoarece este posibil ca $f_i > f_h$,
- Evident se pot îndeplini, simultan, condițiile:

$$f_i = f_s - f_h; \quad f_i = n f_n$$

- Semnalele cu frecvența purtătoare

$$f_n = \frac{n+1}{n} f_i$$

vor fi perturbate.

- Aceste perturbații pot fi evitate dacă se alege:

$$f_i < \frac{n f_s}{n+1} = \frac{2}{3} f_s \text{ (pentru } n=2)$$

$$f_i < 110 \text{ KHz}$$

- Deci rezultă că este convenabilă o valoare și mai mică pentru frecvența intermediară;
- ***În concluzie schimbarea de frecvență de tip infraheterodină nu este acceptabilă la RR-MA dar poate fi acceptată la RR-MF.***

3. SF - superheterodină $f_i = f_h - f_s$; $f_h > f_s$

- Se constată că în acest caz:
 - Nu există nici o restricție pentru valoarea frecvenței intermediare față de frecvențele recepționate deci f_i poate fi ales oriunde în afara gamelor de semnal.
 - $f_i < f_h$, deci nu pot apărea interferențe cu armonici ale OL, $n f_h$.

- perturbațiile pe frecvența imagine rămân; cele două semnale din paragraful precedent schimbă rolurile dar fenomenul este similar deci se impune alegerea unei valori a frecvenței intermediare cât mai mare.
- Cum nu există restricții din condițiile precedente se poate alege o valoare convenabilă.
- În concluzie schimbarea de frecvență de tip superheterodină este cea mai puțin restrictivă din punctul de vedere al condițiilor ce se au în vedere la alegerea valorii frecvenței intermediare.
- Enumerăm aceste restricții:
 - O valoare în afara benzilor de lucru;
 - O valoare mică pentru a putea realiza un AFI performant;
 - O valoare mare pentru ca filtrele care preced mixerul să poată rejecta convenabil perturbațiile pe frecvența imagine.
- Cu aceste criterii au rezultat:
 - Pentru RR-MA $f_i=450...470$ kHz
În mod curent: $f_i=455$ kHz
 - Pentru RR-MF: $f_i=10.7$ MHz
 - Pentru RR-TV : $f_i=38$ MHz

4.5.4 Radio Receptoare superheterodină, o schema bloc

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

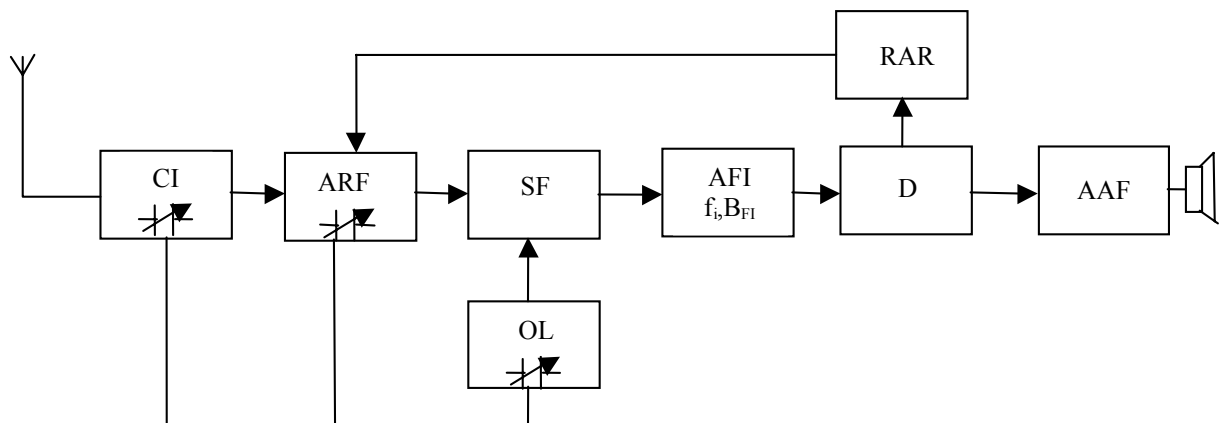


Figura 4.5.6

➤ Circuitul de intrare, CI

- are rolul de a realiza conexiunea optimă între antenă și primul etaj activ din RR;
- prin optim înțelegem că el trebuie să introducă pierderi cât mai mici;

- de aici rezultă că o soluție constructivă constă realizarea pe baza unui Circuit Rezonant Derivație sau Circuit Rezonant Serie;
- acest circuit va fi acordat permanent pe frecvența de lucru; deci dacă RR are acord variabil unul din elemente este reglabil; condensatorul, C_v sau bobina, L_v .
- intervenția în funcția de selectivitate nu este opțională ci necesară; el trebuie să atenueze cât mai mult posibil perturbațiile aflate pe frecvențe depărtate de frecvența de lucru:
 - frecvența intermediară;
 - frecvența imagine.
 care nu trebuie să acceadă la SF.

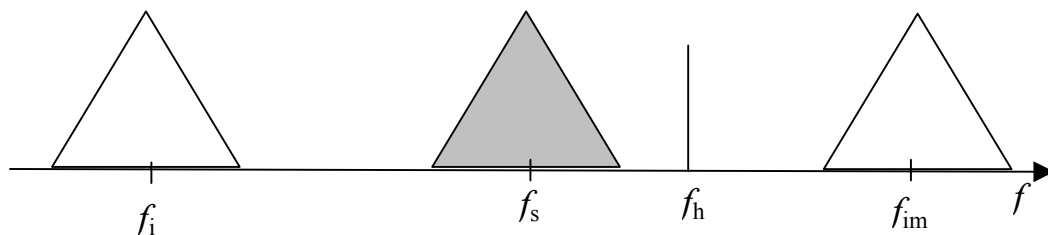


Figura 4.5.7

- Așa cum se va vedea în continuare la atingerea acestui obiectiv va participa și ARF; există însă Radioreceptoare care nu au ARF; în acest caz toată funcția este realizată de CI.
- **CI** nu intervine (iar la frecvențe înalte nici nu poate interveni) în selectivitatea față de canalul adiacent.

➤ Amplificatorul de Radiofrecvență, ARF

- realizează amplificarea semnalului în banda originală.
- Pe această cale contribuie la mărirea câștigului global al RR deci a sensibilității limitate de amplificare.
- Fiind special destinat amplificării la semnal mic el poate fi gândit să lucreze cu zgomot mic. Trebuie remarcat că zgomotul produs de acest bloc va **fi mai mic decât cel produs de către schimbătorul de frecvență** care este primul bloc activ atunci când ARF lipsește.
- Deci ARF va permite mărirea sensibilității limitate de zgomot.
- Având în vedere necesitatea eliminării cât mai bune a semnalelor perturbatoare din jurul frecvenței intermediare, f_i , și imagine, f_{im} , blocul va fi selectiv urmând să atenueze cât mai mult posibil aceste semnale pentru a le împiedica să ajungă la SF.

- Deci prin prezența sa ARF ameliorează și selectivitatea RR.
 - Dacă RR are acord variabil acest bloc trebuie acordat pe frecvența purtătoare a semnalului util.
 - Aceasta impune o structură simplă: unul sau două etaje de amplificare având ca sarcină circuite rezonante sau cuplate.
 - În RR comerciale el poate chiar să lipsească sau are un singur etaj. S-a acceptat această soluție deoarece condensatorul variabil asociat contribuie remarcabil la creșterea volumului și a prețului de cost.
 - Această idee nu mai este atât de importantă acum când pentru acord se folosesc diode varicap.
 - Câștigul realizat (10...30) dB se alege așa fel că să nu conteze zgomotul **etajului** următor.
 - O altă contribuție ale ARF la performanțele RR: izolarea SF+OL de antenă reducându-se în acest fel pe de o parte radiația semnalului local și, pe de altă parte, influența antenei asupra frecvenței acestui semnal.
- Comparând CI cu ARF se constată că există o serie de elemente comune:
 - sunt acordate pe f_s ;
 - atenuază f_i și f_{im} ;
 - etc.
 - de aceea ele sunt grupate sub denumirea de *circuite de radiofrecvență sau circuite de semnal*.
- ♦ **SF - schimbătorul de frecvență;**
- Are rolul de a transfera semnalul de pe frecvența purtătoare f_s în banda de trecere a amplificatorului de frecvență intermediară.
 - Se constată că datorită rolului său este un bloc esențial neliniar;
 - deci va trebui dimensionat cu grijă pentru a nu introduce distorsiuni neliniare asupra semnalului modulator;
 - poate fi realizat pe baza oricărui modulator pentru semnale MA cu mici modificări (sau demodulator de produs) așa cum se va aminti în capitolele următoare.
 - nivelul semnalului local depinde de varianta aleasă.
- ♦ **OL - oscilatorul local**
- Trebuie să genereze o oscilație locală, cu un conținut cât mai redus de armonici (atunci când se cere semnal sinusoidal);

- nivelul semnalului generat este determinat de soluția aleasă pentru SF;
 - dacă receptorul acoperă o gamă de frecvență, atunci semnalul generat trebuie să aibă frecvența variabilă;
 - valoarea frecvenței va fi controlată cu un circuit RLC (oscilator Hartley sau Colpitts).
 - Deci trebuie să existe un element variabil - de regulă C_v .
 - În cazul frecvenței variabile se impune și condiția ca amplitudinea semnalului să fie constantă cu frecvența.
 - Au existat cazuri, în etapa în care elementele active erau costisitoare, când SF și OL erau realizate cu un singur dispozitiv activ - schimbător de frecvență autooscilant.
 - o dată cu ridicarea nivelului tehnologic (tranzistori ieftini, CI) cele două blocuri sunt distincte ceea ce a dus, evident, la performanțe mai bune.
- Pentru a realiza acordul RR pe un post:
 - trebuie modificat f_h - până când $f_h = f_s$;
 - frecvența de acord a circuitelor de semnal modificată astfel încât $f_{rs} = f_s$.
 - Cele două reglaje nu pot fi făcute independent; procedeul de acord folosit numit *monoreglaj* reprezintă reglarea simultană a celor două blocuri folosind un ansamblu de C_v sau de L_v sau un potențiometru care comandă toate diodele varicap.
 - Se va reveni asupra efectelor acestei operații în paragraful următor.

➤ **AFI - amplificatorul de frecvență intermediară**

- Are un rol decisiv pentru performanțele RR:
 - realizează selectivitatea la canalul vecin
 - realizează cea mai mare parte din câștigul global.
 - Din această cauză trebuie proiectat și realizat cu multă grijă.
 - structura sa depinde în mare măsură de nivelul tehnologic la care de lucrează.
 - Au existat mai multe soluții constructive:
- a) **un număr oarecare de etaje de amplificare având ca sarcină circuite rezonante derivație (CRD):**

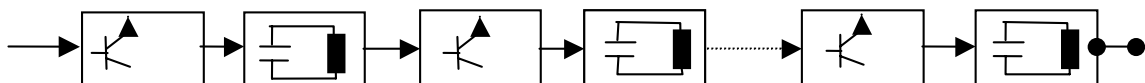


Figura 4.5.8
30

- soluția nu este foarte performantă dacă acordul etajelor se face pe aceeași frecvență. Realizând acordul pe frecvențe diferite se ameliorează caracteristica de selectivitate dar crește complexitatea operațiunii și deci costul.
- Soluția a fost utilizată cu performanțe acceptabile pentru RR MA (2-3 etaje).
- pentru RR-MF nu a dat satisfacție datorită caracteristicii de fază care nu este suficient de liniară;
- Aceste amplificatoare pun probleme din punctul de vedere al stabilității.

b) un număr oarecare de etaje de amplificare având ca sarcină circuite cuplate de ordinul II.

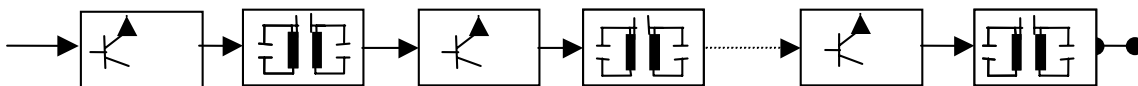


Figura 4.5.9

- Această soluție permite obținerea unei caracteristici de selectivitate mai bună.
- Și din punctul de vedere al stabilității în funcționare performanțele sunt mai bune (datorită unei separări mai nete între elementele active).
- Amplificatoare cu performanțe bune și pentru Radioreceptoare MA (2-3 etaje) și pentru radioreceptoare MF (3-4 etaje).
- Caracteristica de fază poate fi controlată și prin indicele de cuplaj $g=kQ$ și se poate găsi o soluție optimă.
- această variantă a putut fi extinsă pe măsură ce s-a pus la punct tehnologia pentru a realiza bobina cu ferită miniaturizată.

c) variante mixte:

- unele etaje folosesc ca sarcină circuite rezonante simple altele circuite cuplate
- de multe ori ultimul etaj este realizat cu CRD iar celelalte cu circuite cuplate.

d) amplificatoare cu selectivitate concentrată:

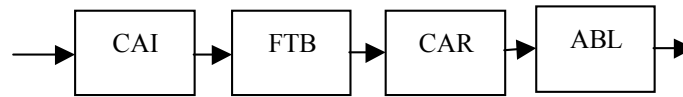


Figura 4.5.10

- La această soluție se separă cele două funcțiuni: cea de amplificare de cea de selectivitate:
 - un amplificator de bandă largă proiectat în mod adecvat
 - un filtru realizat într-o tehnologie oarecare încadrat de circuite de adaptare.
 - cel mai adesea filtrul este piezoceramic (455 KHz sau 10,7 MHz -Radiodifuziune).
 - în alte game de frecvență sau pentru performanțe mai bune se folosesc filtre cu cuarț sau mai rar, filtre magnetostrictive, mecano-electrice, etc.
 - a existat, la început, și o tentativă de a folosi circuite cuplate de ordin superior (n=4...5...6)
- Din punctul de vedere al selectivității performanțele AFI pot fi precizate prin:
- banda de 3 dB
 - atenuarea la canalul adiacent;
 - coeficientul de dreptunghiularitate

$$K_s = \frac{\beta_{20dB}}{\beta_{3dB}}$$

- **RAA – reglajul automat al amplificării**
- Are aceleași funcțiuni și mod de lucru ca în cazul radioreceptoarelor cu amplificare directă;
 - evident în cazul receptoarelor cu o schimbare de frecvență blocul RAA poate fi mai eficient deoarece poate acționa asupra unui număr mai mare de etaje (2-3 în AFI, 1-2 etaje în ARF).

4.5.5 Monoreglajul și alinierea

- În conformitate cu observația de mai sus pentru a acorda un radioreceptor pe un post cu frecvența f_s trebuie îndeplinite simultan condițiile:

$$\begin{aligned} f_{rs} &= f_s \\ f_h - f_s &= f_i \end{aligned} \quad (4.5.1)$$

- Pentru comoditatea utilizatorului cele două blocuri se reglează simultan; se folosește un bloc de condensatori (sau inductanțe) variabile care sunt acționate cu un singur dispozitiv.
- Practica a demonstrat că din considerente economice și pentru a folosi un singur bloc de elemente în RR cu mai multe game toate condensatoarele (sau inductanțele) sunt identice.
- Analizând situația rezultată se va constata că, dacă nu se ia nici o măsură, condițiile (1) se pot îndeplini într-un singur punct din gama explorată.
- Pentru a justifica această afirmație se consideră circuitele din figura 4.5.11 unde $(C_v L_s)$ este unul dintre circuitele blocului de RF și $(C_v L_h)$ circuitul rezonant care controlează frecvența oscilatorului local.

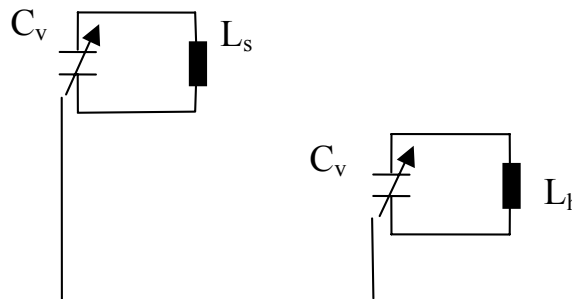


Figura 4.5.11

$$f_{rs} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_v L_s}}; \quad f_h = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_v L_h}} \quad (4.5.2)$$

$$f_d = f_h - f_{rs} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_v L_s}} \sqrt{\frac{L_h}{L_s} - 1} = a f_{rs}$$

- Presupunem că se modifică valoarea condensatorului și că se poate observa momentul când se realizează condiția $f_d = f_i$.
- De dorit ar fi ca $f_d = f_i$ indiferent de f_{rs} .

- Se constată însă că f_d variază liniar cu f_{rs} , deci cu f_s iar condiția $f_d=f_i$ se îndeplinește numai la o valoare a frecvenței semnalului, pe care o notăm cu f_{so} (figura 4.5.12).

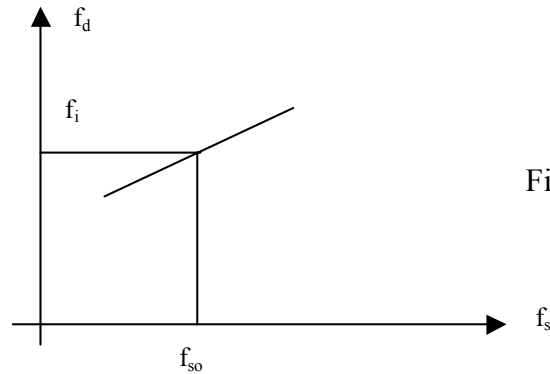


Figura 4.5.12

- Se poate defini dezacordul

$$\delta f = f_d - f_i = af_{rs} - f_i$$

care se reprezintă grafic ca în figura 4.5.13

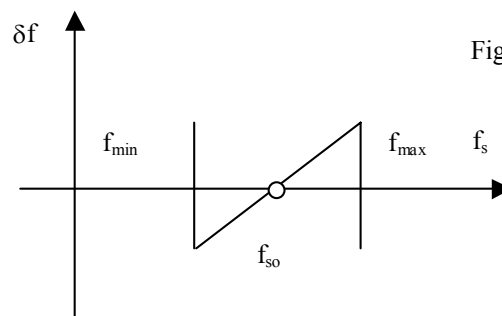


Figura 4.5.13

- Se spune că semnalul având frecvența purtătoare f_{so} este recepționat corect, circuitele de semnal și AFI fiind corect acordate deci, cu alte cuvinte, aliniat.
- Toate celelalte semnale sunt prelucrate cu o eroare de aliniere δf .
- **Ce efect are această eroare?**
- Ea se traduce în dezacord al blocurilor funcționale din ARF sau din AFI față de frecvența purtătoare a semnalului recepționat;
- Normal ea se distribuie între cele două blocuri; dar este posibil ca unuia (de regula ARF) să-i revină cea mai mare parte;
- Să presupunem că revine integral ARF.

- La $\delta f = 0$ semnalele trec prin centrul curbei.
- La $\delta f \neq 0$ trec lateral deci sunt atenuate; de aici o reducere a sensibilității și o creștere a ponderii zgomotului care rămâne neschimbat.
- Se poate demonstra că pe lângă acest efect apar și distorsiuni neliniare din cauza nesimetriei curbei de selectivitate față de cele două benzi laterale.
- În concluzie este de dorit să se procedeze în așa fel încât eroarea de aliniere δf să nu existe iar în caz că acest lucru nu este posibil să fie cât mai mică.
- S-au încercat diverse soluții.
- O primă variantă constă în folosirea unor condensatoare cu secțiuni având legi de variație diferite. S-a constatat că sunt costisitoare și aplicabile numai la o gamă de frecvențe și la o valoare a f_i . În concluzie soluția a fost respinsă.
- Soluția acceptată constă în introducerea unor componente auxiliare în cele două circuite; prin alegerea valorilor acestor componente se pot introduce puncte suplimentare de aliniere corectă și se poate reduce eroarea de aliniere.
- De exemplu pentru a introduce un al doilea punct de aliniere se trece la circuitele date în figura 4.5.14.

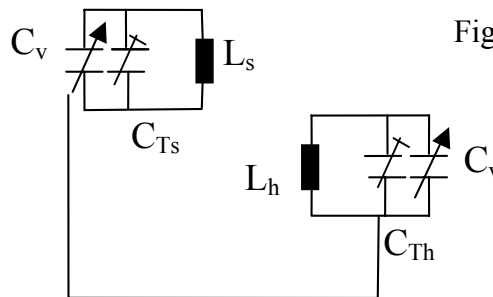


Figura 4.5.14

- Se observă că au fost introduse două condensatoare semireglabile. Relațiile (4.5.2) devin:

$$f_{rs} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(C_v + C_{Ts})}};$$

$$f_h = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_h(C_v + C_{Th})}} \quad (4.5.3)$$

- În cursul proiectării se vor determina L_s , L_h , C_{ts} și C_h pentru a acoperi gama propusă și pentru condiții optime de recepție.
- În primul rând se scriu condițiile necesare pentru a se acoperi întreaga gamă a semnalelor utile:

$$f_{rs\min} = f_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(G_{\max} + C_M)}}$$

$$f_{rs\max} = f_{s\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s(G_{\min} + C_{Ts})}}$$

- Din cele două ecuații cu două necunoscute rezultă:

$$C_{Ts} = \frac{C_{vn} - K^2 C_{vm}}{K^2 - 1}; k = \frac{f_{s\max}}{f_{s\min}}$$

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 f_{sm}^2 (C_{vM} + e_{Ts})}$$

- Au rămas nedeterminate L_h și C_{Th}
- Se scrie relația:

$$f_d = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n(C_{vn} + C_{Tn})}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p(C_v + C_{TP})}} = f_i$$

- Aceasta pentru două valori ale frecvenței de semnal f_{rs} conduce la două ecuații care permit determinarea lui L_h și C_{th} .
- Se obține o curbă de forma 2 din figura 4.5.15. Este evident că dacă se conservă ceilalți parametrii (f_{sm} , f_{rM}) curba 2 asigură eroare de aliniere mai mică decât în cazul 1.
- Operațiunea poate fi continuată cu încă un element introdus în circuitul OL care conduce la 3 puncte de aliniere corectă (curba 3).
- Se demonstrează că mai mult de 3 puncte de aliniere corectă nu pot fi obținute.

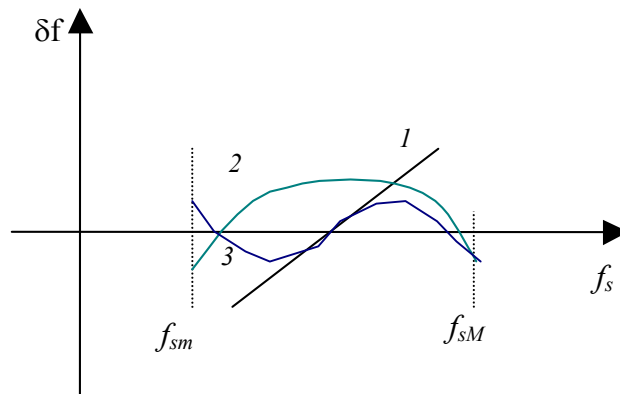


Figura 4.5.15

- Necesitatea alinierii constituie o a doua dificultate cu care se confruntă RR cu o schimbare de frecvență (după compromisul care trebuie realizat în alegerea valorii frecvenței intermediare (f_i mai mică respectiv mai mare funcție de performanțele AFI și de nivelul rejecției frecvenței imagine).
- Pentru RR comerciale și pentru game nu prea largi ($k=f_{\max}/f_{\min} \Rightarrow 1$) problema alinierii nu este deosebit de dificilă.
- În multe game se poate lucra cu două puncte de aliniere (UUS, US) în altele (UL, UM) sunt necesare trei puncte.
- Oricum dacă limitele gamei pot fi alese eroarea poate fi redusă la valori care nu afectează performanțele.

4.5.6 Concluzii: performanțe

- RR cu o schimbare de frecvență pot realiza performanțe foarte bune cel puțin pentru clasele de RR comerciale.
 - sensibilitate ridicată (până la limita dată de zgomotul propriu $S_z > S_a$)
 - UM - 50-200 μV
 - US - 50-200 μV
 - UL - 100-300 μV
 - UUS - (10-20) μV
 - selectivitate la canalul adiacent mai bună de 30dB, și independentă de gama de lucru;
 - selectivitatea față de perturbațiile ce pot să apară pe frecvența intermediară, definită la nivele mici ale semnalelor de intrare:

$$a_i = 20 \log \frac{U_{fi}}{S_{iz}}$$

(și măsurată cu schema bloc dată la măsurarea sensibilității și cu metoda de la selectivitatea pentru canalul adiacent) mai bună de 35dB.

- Dacă CI nu poate realiza această valoare, ea poate fi asigurată cu un circuit de rejecție acordat pe frecvența intermediară.
- Selectivitatea față de perturbațiile pe frecvența imagine, dependentă de frecvența de lucru, în același fel în care selectivitatea RR cu AD față de canalele adiacente depinde de frecvența de lucru; Se obțin valori de ordinul:
 - >30dB în gamele UL și UM, UUS și
 - 10...16dB în gama de US.
- Acest ultim parametru se măsoară cu aceeași schemă și procedeu ca mai sus: se acordează RR pe semnalul util și se determină S_z ; se dezacordează la $f_s=f_{im}$ și se determină U_m pentru a reproduce parametrii semnalului de ieșire de la sensibilitate:

$$a_{im} = 20 \log \frac{U_{im}(f_{im})}{S_z}$$

- Evaluarea atenuării acestor semnale prin metoda cu două semnale, adică la semnale mari;
- Definiția și procedeul de măsură: raportul exprimat în dB între nivelul semnalului perturbator având $f_s=f_{im}+\Delta f$, $\Delta f=1\text{KHz}$, care în prezența purtătoarei obținute în urma tăierii modulației semnalului util corespunzător sensibilității limitate de amplificare, produce la ieșire puterea standard.

$$a_{i,im} = 20 \log \frac{U_{im}}{S_a}$$

- eficacitatea sistemului de RAA: 20-100dB, funcție de numărul etajelor controlate și de soluția constructivă aleasă, (la radio receptoarele din clasa I, RAA>50dB).
- A existat o împărțire a radioreceptoarelor în 4 clase de performanță.
- cele mai performante sunt cele din clasa I.
- În tabelul 4.5.1 se exemplifică performanțele care erau prevăzute pentru clasele I și II staționare cu tranzistori.

Tabelul 4.5.1

Clasa		I	II
$S_{zp}(\mu V)$	UL	100	150
	UM	50	100
	UUS	5	10
$a_{ce}(dB)$	MA	36	30
	MF	36	26
$a_{im}(dB)$	UM	36	30
	US	12	10
	UUS	35	30
$a_i(dB)$	UL	35	30
	UM	30	25
	US	30	40
$\eta_{RAA}(dB)$	MA	50	40

4.6 Radioreceptoare cu două SF

4.6.1 Aspecte generale

- Din analiza RR cu o schimbare de frecvență s-a ajuns la concluzia că performanțele acestora sunt limitate din două motive principale :
 - compromisul ce trebuie realizat în alegerea valorii frecvenței intermediare;
 - valoare mare pentru a asigura rejecția perturbațiilor pe f_{im} ;
 - valoarea mică pentru a putea realiza un AFI performant;
 - necesitatea alinierii.
- Pentru RR comerciale performanțele sunt acceptabile (cu excepția gamei de US din p.d.v. al rejecției perturbațiilor pe frecvența imagine f_{im})
- Pentru RR profesionale trebuie găsită o cale de a reduce sau a elimina aceste neajunsuri.
- Se trece la RR cu două sau mai multe schimbări de frecvență la care modul în care cum se rezolvă problemele menționate va fi evidențiat în continuare.

Observația 1:

- Trecând la mai multe schimbări de frecvență se va remarca faptul că orice operație de acest tip introduce o frecvență imagine;
- semnalele cu această frecvență ca și cele care apar pe frecvența intermediară corespunzătoare nu trebuie să ajungă la schimbătorul de frecvență altfel nu mai pot fi eliminate.
- În consecință ele trebuie atenuate de blocul care precede schimbătorul analizat.

Observația 2.

- Aceste RR sunt de regulă profesionale.
- Cele mai complexe dintre acestea prelucrează mai multe tipuri de semnale modulate.
- De aici rezultă necesitatea de a realiza banda de trecere globală reglabilă pentru a optimiza comportarea în prezența zgomotului.

4.6.2 Radioreceptoare cu două SF cu primul oscilator local acordabil

- Această soluție la vremea când a fost concepută reprezenta un proiect ambițios care să rezolve radical cele două probleme menționate mai sus.
- S-a ales prima frecvență intermediară foarte mare (70MHz) pentru a putea elimina ușor frecvența imagine corespunzătoare iar a doua foarte mică (70kHz) pentru a putea realiza un AFI performant.
- RR analizat este un RR profesional destinat gamei 70kHz...30MHz, prelucrând toate tipurile de semnale MA.
- Schema bloc este dată în figura 4.6.1.

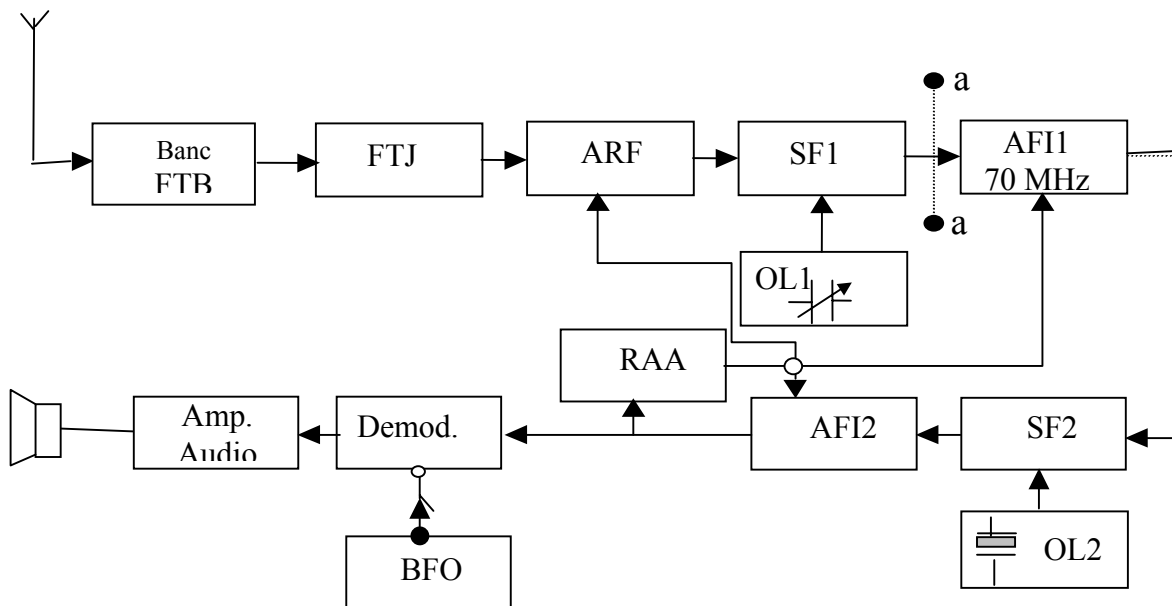


Figura 4.6.1

Funcționare, structură blocuri, performanțe

- Vom analiza acest receptor de la ieșire spre intrare.
- În dreapta joncțiunii *a/a* se remarcă existența un RR cu o SF lucrând pe frecvență fixă de 70 kHz.
- Alegând frecvența intermediară 2, $f_{i2}=70\text{kHz}$, se obține un amplificator (AFI2) ușor de realizat;
- **Observația 1:** Alegerea modului de realizare a selectivității RR este determinat de faptul că este un echipament care prelucrează mai multe tipuri de semnale modulate.
- Acestea au benzi ocupate variabile - de la sute de Herti la cca 9 kHz.

- Se poate alege valoarea maximă $B=9\text{kHz}$ pentru banda de trecere a AFI2; nu este bine deoarece dacă semnalul ocupă o bandă îngustă în rest va trece numai zgomet; Dacă banda este mai mică decât banda ocupată rezultă distorsiuni;
- În concluzie soluția optimă se realizează atunci când $B_{3\text{dB}}$ este aproximativ egală cu Banda ocupată de semnal;
- Rezultă că pentru astfel de receptoare trebuie să se realizeze bandă de trecere variabilă.
- **Observația 2.** Acest receptor prelucrează și semnale MA-BLU; în acest caz trebuie realizată detecție de produs sau detecție de anvelopă cu purtătoare însumată;
- în acest scop este introdus blocul BFO (*oscilator pentru generarea frecvenței de “bătaie”* - *Beat-Frequency Oscillator*);
- Denumirea provine de la modul de prelucrare a unui semnal sinusoidal BLU pentru telegrafie

$$u_s(t)=U_1\cos(\omega_0+\omega_m)t=U_1\cos\omega_1t$$

$$u_0(t)=U_2\cos\omega_0t$$

- După un detector echivalat cu un operator de produs și după filtrul trece jos asociat se obține un semnal de audio frecvență:

$$0.5U_1U_2\cos(\omega_1-\omega_0)t=U_d\cos\omega_mt$$

- Acest proces prin care se obține un semnal de joasă frecvență audibil este denumit proces „de bătaie”
- Continuăm analiza cu celelalte blocuri funcționale;
- **Al doilea oscilator local (OL2)** trebuie să genereze un semnal cu frecvența $f_{h2}=f_{i1}+f_i=70,07\text{MHz}$ suficient de stabil; deci trebuie folosit un oscilator controlat cu cristal de cuarț.
- **Primul amplificator de frecvență intermediară, AFI1** are sarcina de a elimina perturbațiile pe: frecvența intermediară $2f_{i2}$ și frecvența imagine $2f_{im2}$ (el este de fapt ARF pentru RR cu o schimbare de frecvență);
- Dacă prima parte nu pune nici o problemă se observă că

$$f_{im2}=f_i+2f_{i2}=f_{i1}+2f_{i2}=70,140\text{MHz}$$

- Deci o perturbație foarte apropiată în domeniul frecvență deci, nu va realiza performanțe adecvate decât dacă este realizat cu altă tehnologie decât cea bazată pe circuite rezonante LC, de exemplu filtre cu cuarț.

- Ca și în cazul RR cu o SF în raport cu RR cu amplificare directă, și în acest caz **restul blocurilor** au sarcina de a aduce în banda radioreceptorului din dreapta secțiunii *a/a* emisiunile cu diverse frecvențe purtătoare.
- Pentru aceasta se folosește o schimbare de frecvență de tip superheterodină; gama care trebuie recepționată fiind 30kHz...30MHz se determină că **primul oscilator local (OL1)** trebuie să genereze semnale sinusoidale cu frecvențe în gama:

$$f_{h1} = f_{i1} + f_s \in [70,03...100]\text{MHz}$$

- **Blocul ARF-FTJ** are ca sarcină principală eliminarea perturbațiilor din jurul primei frecvențe intermediare (f_{i1}) și primei frecvențe imagine (f_{im1});
- Se observă că ambele perturbații sunt foarte departe în spectru: față de gama ocupată de semnalele utile:

$$f_{i1}=70 \text{ MHz}, (f_{i1} \gg f_{smax})$$

$$f_{im1}=f_s+2f_{i1} \geq 140 \text{ MHz}, (f_{im1} \gg f_{smax})$$

- Deci pot fi eliminate fără dificultăți cu filtre trece jos cu acord fix.
- Se constată că:
 - a fost mărită selectivitatea la perturbațiile pe frecvențele intermediară și imagine și
 - a fost eliminată problema alinierii;
 - a fost realizat un amplificator de frecvență intermediară care să realizeze o selecție adecvată a canalului adiacent,
 - deci obiectivele propuse au fost atinse.
- *Se pune problema care a fost prețul plătit pentru această soluție?*
 - În primul rând acesta este un radioreceptor ceva mai scump (AFI1 realizat cu filtru cu cuarț);
 - Acest RR este caracterizat de o funcționare instabilă din cauza oscilatorului local 1: acesta lucrează la frecvențe mari (70...100)MHz cu frecvența variabilă (eventual mai multe subgame); deci poate avea o stabilitate relativă de cca 10^{-4} .
 - Echivalent rezultă o fugă de frecvență maximă destul de mare: $\delta f = 10^{-4} \cdot 100 \cdot 10^6 = 10 \text{ kHz}$.

- Nu se putea accepta o asemenea soluție mai ales din punctul de vedere al instabilității;
- S-a încercat o variantă care apelează la un compromis: reducerea gamei, acceptarea unei alinieri în condiții avantajoase etc.,
- Ca atare pentru noua schemă au fost aleși parametrii:

$$\begin{aligned} f_{i2} &= 78 \text{ kHz} \\ f_{i1} &= 1378 \text{ kHz} \\ f_s &\in 1.5 \text{ MHz} \dots 30 \text{ MHz} \end{aligned}$$

- Nu au fost operate modificări ale RR din dreapta secțiunii *a/a* ca structură generală;
- Ca atare în figura 4.6.3 este dată schema bloc numai pentru prima secțiune.

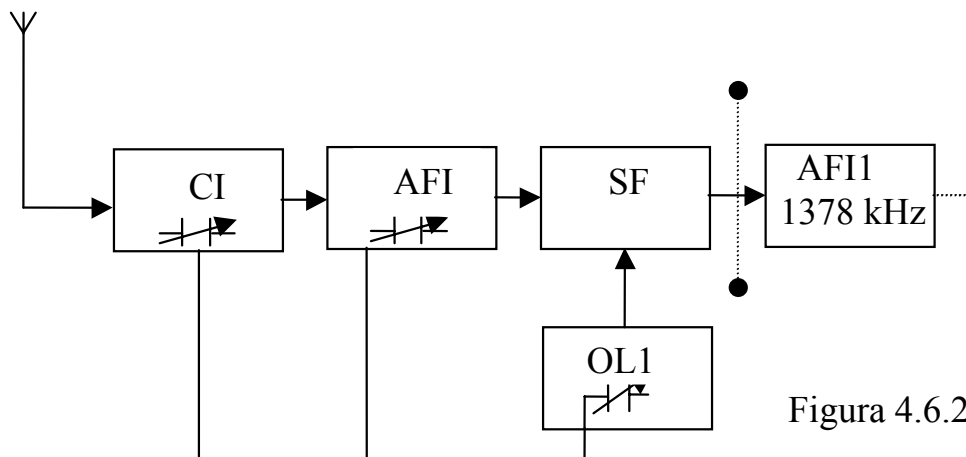


Figura 4.6.2

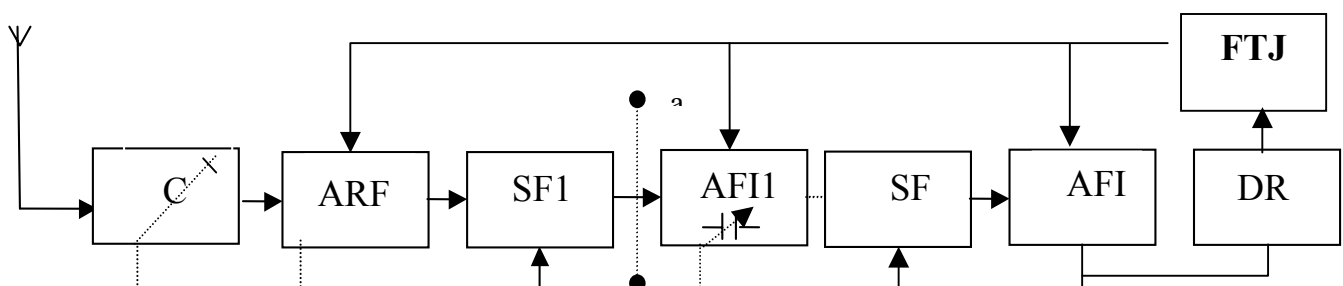
- **Comentarii:**
- **Realizarea amplificatorului AFI1.** Acesta are ca sarcină eliminarea perturbațiilor pe frecvența intermediară 2, $f_{i2} = 78 \text{ kHz}$, și frecvența imagine $f_{im2} = f_{i1} + 2f_{i2}$ pentru care $\Delta f_{im1} = 156 \text{ kHz}$.
- Calcule relativ simple evidențiază că acest amplificator poate fi realizat cu circuite selective LC;
- **Oscilatorul local** - OL1, lucrează într-o bandă de frecvență mai coborâtă de cca 3 ori în comparație cu varianta anterioară (stabilitatea este mai bună dar nu cine știe ce).

- **Circuitele de radiofrecvență** cu sarcina de a elimina perturbațiile pe frecvența intermediară f_{i1} (de aceea $f_{smin}=1500\text{KHz}$) și pe frecvența imagine $f_{im1}=f_s+2f_{i1}$.
- Pentru acest caz se va da o evaluare a atenuării care se poate realiza la frecvența pentru care se identifică cele mai grele condiții de lucru: f_{smax} (aici $\Delta f_{im}/f_{smax}$ este minim):
- Folosind circuite cu $Q=60$ la $f_{smax}=30\text{MHz}$ rezultă
$$a = 10 \log(1 + x^2) =$$
$$a = 10 \lg(122) \approx 22\text{dB}$$
- Deci o rejecție corespunzătoare ($a>50\text{dB}$) se poate realiza folosind un CI și (2-3) etaje având ca sarcină CRD. Din păcate acestea trebuie aliniate cu OL1 (deci este necesar un condensator variabil cu 4 secțiuni) și realizarea procedurii de aliniere.
- **Concluzie:**
 - Soluția 2 nu este performantă și nu a avut multe aplicații.
 - Prima soluție revine în actualitate odată cu realizarea oscilatorului OL1 prin sinteză de frecvență.

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

- S-a urmărit obținerea unui radioreceptor cu funcționare stabilă;
- Pentru aceasta s-a propus să se folosească al doilea OL cu frecvență variabilă iar primul oscilator să aibă frecvență fixă (de fapt mai multe valori fixe, comutate);
- Evident diferența între cele două frecvențe intermediare nu poate să fie prea mare;
- Ca și în cazul ultimei variante din paragraful precedent s-a renunțat la o acoperire a întregii game în care se folosesc semnale MA (70kHz la 30MHz) restrângând domeniul de lucru la gama de unde scurte:
$$1,5 \text{ MHz} \dots 29,5\text{MHz}$$
$$1,5 \text{ MHz} \dots 2,5\text{MHz direct.}$$
- Se poate observa că secțiunea aflată la dreapta joncțiunii “aa” este un RR cu o schimbare de frecvență.

- Blocurile din stânga secțiunii “aa” au ca scop segmentarea domeniului care trebuie acoperit în subgame egale cu subgama acoperită de receptorul din dreapta și transferul subgamei dorite, printr-o schimbare de frecvență adecvată, în subgama acoperită de acesta.
- **Receptorul cu o SF** poate realiza performanțe excelente dacă se alege în mod corespunzător banda de lucru (de fapt f_{i1}) și valoarea frecvenței intermediare.
- După mai multe iterații s-a decis că se pot folosi:
 $f_{i2} = 455 \text{ kHz}$ și $f_{i1} = 1,5 \text{ MHz} \dots 2,5 \text{ MHz}$
- Se poate verifica faptul că deoarece factorul de acoperire este $k_s = 2,5/1,5 = 1,66$, o aliniere în trei puncte conduce la erori de aliniere suficient de mici.
- **Observație:** Gama aleasă pentru prima frecvență intermediară, deci gama acoperită de radioreceptorul cu o schimbare de frecvență acoperă o subgamă de 1 MHz din domeniul de frecvență de lucru al întregului receptor;
- Performanțele acestui RR fiind foarte bune se poate accepta acoperirea acestei subgame cu un RR cu o singură schimbare de frecvență;
- Continuăm analiza blocurilor funcționale;
- Cu parametrii aleși rezultă că **OL2** va lucra în gama:
 $f_{h2} = f_s + f_i = (1,955 \dots 2,955) \text{ MHz}$
- Așadar frecvențele de lucru ale oscilatorului cu frecvență variabilă (OL2) sunt convenabile; se pot folosi componente reactive de valori rezonabile pentru a nu fi afectate de elementele parazite,



- Se poate realiza o instabilitate de frecvență $\delta f/f=10^{-4}$; Valoarea maximă a fugii de frecvență este $\delta f=290\text{Hz}$ adică rezonabilă
- **AFI2** se poate realiza în mod convenabil, valoarea frecvenței intermediare 2 fiind cea folosită și în RR comerciale cu o schimbare de frecvență:
- Este util acum să se evalueze ce probleme întâmpină **AFI1** în rezolvarea sarcinilor care îi revin: eliminarea frecvenței intermediare 2 și a frecvenței imagine 2;
- Frecvența intermediară 2, f_{i2} , este departe de gama de lucru deci este ușor de eliminat;
- Frecvența imagine 2 este dată de relația: $f_{im2}=f_s+2f_{i2}$
- Se observă că situația cea mai dificilă apare la $f_{i1\max}=2,5\text{MHz}$.
- Pentru un singur circuit selectiv efectuând calculele pentru această frecvență rezultă:

$$a = 10 \log(1 + x^2)$$

$$x = 40$$

$$a = 10 \log 160 = 33\text{dB}$$

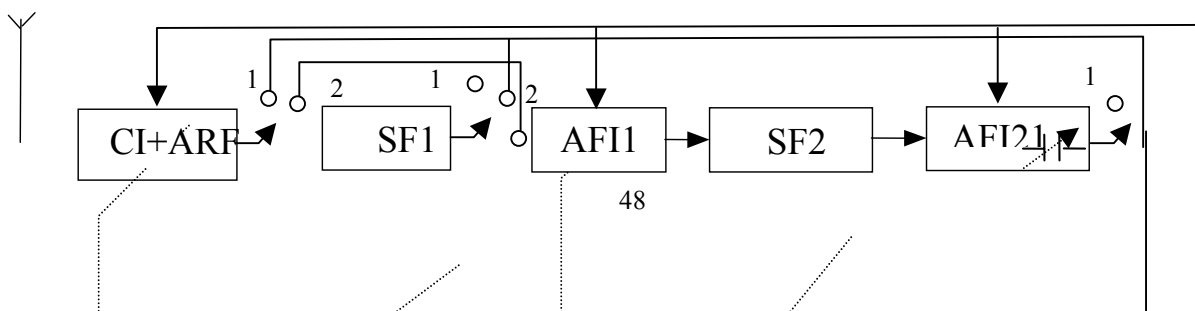
- Adică este suficient să se folosească un amplificator cu două etaje cu CRD sau un etaj cu o pereche de circuite cuplate pentru a asigura o atenuare mai mare de 50dB.
- Amplificatorul de frecvență intermediară 1 trebuie acordat simultan cu oscilatorul local; pentru aceasta se folosește un condensator variabil cu trei secțiuni.

- Restul blocurilor procedează la împărțirea gamei de lucru în sub-game de câte 1MHz egale cu gama acoperită de AFI1 (1,5MHz...2,5MHz) pe care le transferă în gama de lucru a RR cu o schimbare de frecvență.
- De aici rezultă că blocul de RF va fi un bloc de amplificatoare trece bandă acordate în centrul sub-gamelor astfel delimitate; trecerea de la o subgamă la alta se va face prin comutarea acestor amplificatoare;
- Oscilatorul local 1 (OL1) va fi realizat cu cuarț, și-și va modifica frecvența tot prin comutare; comutarea celor două blocuri se face simultan:
- Exemplificăm valorile frecvenței generate de OL1 pentru câteva subgame:
 Subgama 2: 2,5MHz...3,5MHz → $f_{c1}=3\text{MHz}$ $f_{ic}=2\text{MHz}$
 $f_{h1}=f_{cs}+f_{ci}=5\text{MHz}$
 Subgama 3: 3,5MHz...4,5MHz → $f_{c1}=4\text{MHz}$ $f_{ic}=2\text{MHz}$
 $f_{h1}=f_{cs}+f_{ci}=6\text{MHz}$.
- Soluția este performantă dar nu este economică fiind necesare 28 cristale și un bloc de filtru de intrare formată din 28 de filtre.
- Comutatorul mecanic este voluminos și de fiabilitate redusă.
- La nivelul tehnologic actual soluția poate deveni mai economică folosind sinteza de frecvență.

4.7 Radioreceptoare cu trei schimbări de frecvență

4.7.1 Radioreceptor cu structură variabilă

- În cazul receptorului analizat în paragraful precedent gama (1,5...2,5) a fost recepționată în condiții bune cu o singură schimbare de frecvență;
- Ideea de a folosi un număr variabil de schimbări de frecvență se poate extinde pentru a folosi un număr mai mic de cristale de cuarț care la momentul realizării radioreceptorului erau scumpe.
- Putem spune că se folosește un receptor cu structură variabilă funcție de subgama recepționată figura 4.7.1.



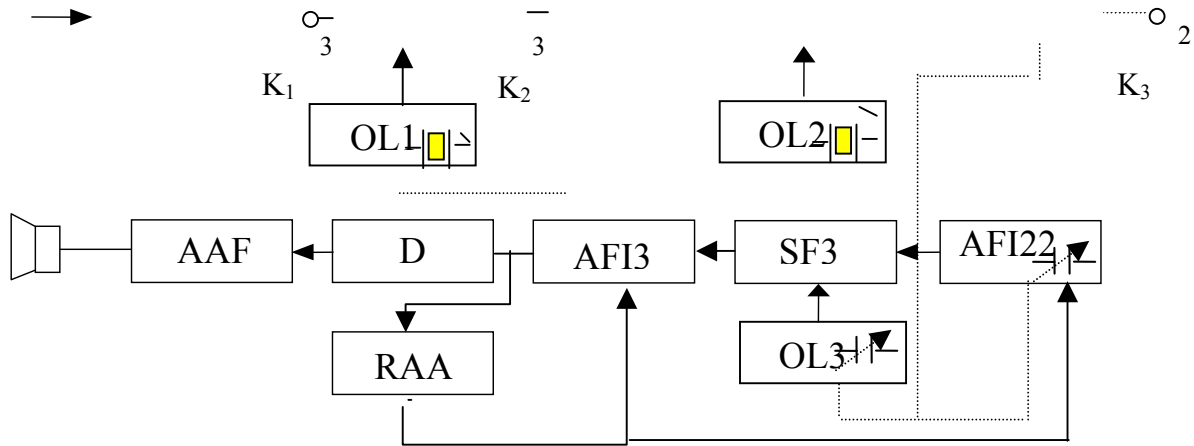


Figura 4.7.1

- Având în vedere principiul enunțat mai sus se modifică numai secțiunea care precede radioreceptorul cu o schimbare de frecvență.
- Pentru a reduce semnificativ numărul de cristale de cuarț în prelucrarea diverselor subbenzi se acceptă:
 - prelucrare cu una, două sau trei schimbări de frecvență;
 - schimbări de frecvență atât infraheterodină ca și superheterodină.
- Pentru a atinge obiectivul propus noul (acum primul) amplificator de frecvență intermediară, **AFI1**, este realizat în două blocuri paralele:
 - unul cu $f_c=3\text{MHz}$ (2,5...3,5)MHz
 - unul cu $f_c=4\text{MHz}$ (3,5...4,5)MHz
- Se observă că este vorba de două subgame ale domeniului de frecvență care trebuie acoperit;
- Acestea puteau fi chiar blocurile care altfel erau conectate ca ARF dar au fost ceva mai îngrijit realizate.
- În acest caz, cele două subgame pot fi prelucrate fără a apela la trei schimbări de frecvență;
- Având în vedere că față de varianta de RR prezentată în paragraful precedent apar diferențe numai la modul cum evoluează subgamele în faza primei și acelei de a doua schimbări de frecvență vom continua menționând operațiile pe care le suferă câteva subgame dintre cele 28;
- *Exemple de prelucrare subgame;* În fiecare caz se precizează: numărul și tipul schimbărilor de frecvență, poziția comutatoarelor, blocul AFI1 folosit și valorile frecvențelor generate de primul și al doilea oscilator local (f_{h1} , f_{h2}):
 1. subgama 1: (1,5MHz...2,5MHz) → se folosește o SF: $k_1=1$, $k_2=1$, $k_3=1$
 $f_{h1}, f_{h2} \neq$ nu contează.
 2. subgama 2: (2,5 MHz...3,5 MHz) → se folosesc două SF $k_1=2$, $k_2=1$, $k_3=2$

- AFI1: $f_{c1}=3\text{MHz}$
 $f_{h2}=f_{c1}+f_{c2}=5\text{MHz}$; SF superheterodină
3. subgama 3: (3,5 MHz...4,5 MHz) → se folosesc două SF $k_1=2$, $k_2=1$, $k_3=2$
 AFI1: $f_{c1}=4\text{MHz}$
 $f_{h2}=f_{c1}+f_{c2}=6\text{MHz}$; SF superheterodină
4. subgama 4: (4,5 MHz...5,5 MHz) → se folosesc trei SF $k_1=3$, $k_2=3$, $k_3=2$.
 AFI1: $f_{c1}=4\text{MHz}$
 $f_{h1}=9\text{MHz}$; $f_{h2}=6\text{MHz}$; SF superheterodină
5. subgama 5: (5,5 MHz...6,5 MHz) → se folosesc trei SF $k_1=3$, $k_2=3$, $k_3=2$.
 AFI1: $f_{c1}=3\text{MHz}$
 $f_{h1}=9\text{MHz}$; $f_{h2}=5\text{MHz}$; SF superheterodină
6. subgama 6: (6,5 MHz...7,5 MHz) → se folosesc două SF $k_1=3$, $k_2=2$, $k_3=1$.
 AFI1: nu intervine
 $f_{h1}=9\text{MHz}$; SF superheterodină
- Pentru următoarele trei subgame se schimbă f_{h1} la 12 MHz și se reia procedura:
7. subgama 7: (6,5 MHz...7,5 MHz) → se folosesc două SF $k_1=3$, $k_2=2$, $k_3=1$.
 AFI1: $f_{c1}=3\text{MHz}$
 $f_{h1}=12\text{MHz}$; $f_{h2}=5\text{MHz}$ SF superheterodină
- Mai departe, de la subgama 11 pentru 3 game se folosește $f_{h1}=9\text{MHz}$ în infraheterodină apoi $f_{h1}=12\text{MHz}$ în aceleași condiții.
- Se va constata că sunt suficiente patru valori pentru f_{h1} (9MHz, 12 MHz, 21MHz, 24 MHz).
- În concluzie în loc de circa 28 cristale au fost folosite 6 dar s-a folosit un sistem de comutare mai complicat și deci mai puțin fiabil.

4.7.2 Radioreceptor cu triplă schimbare de frecvență cu comutare electronică a primului OL

- Schema bloc este dată în figura 4.7.2.

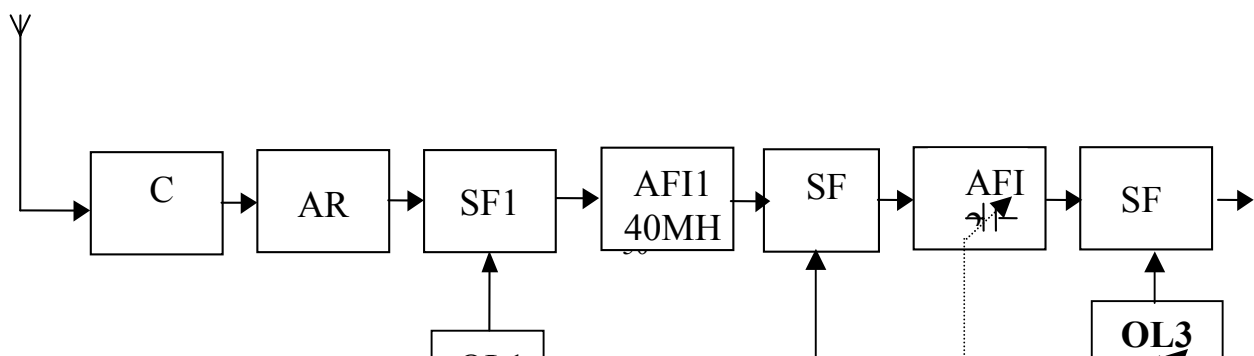


Figura 4.7.2

- Gama de lucru a radioreceptorului analizat este cuprinsă între 1MHz și 30MHz.
- Pentru cele trei frecvențe intermediare au fost alese valorile:
 - $f_{i1}=40\text{MHz}$
 - $f_{i2}=2\text{MHz}..3\text{MHz}$ (acord variabil pe o subgamă de 1MHz).
 - Pentru valoarea celei de a treia frecvențe intermediare au existat două variante:
 - $f_{i3}=130\text{ kHz}$
 - $f_{i3}=455\text{kHz}$;
- Fiecare variantă are avantaje și dezavantaje ușor de identificat:
 - 130 KHz
 - AFI mai performant
 - erori de aliniere mai mici;
 - AFI2 necesită mai multe etaje pentru a elimina f_{im3} .
 - 455KHz
 - AFI curent folosit în RR MA
 - erori acceptabile
 - AFI2 are o structură mai simplă;
- **OL3.** Deoarece s-a optat ca a treia schimbare de frecvență să fie de tip superheterodină $f_{h3}=2,455...3,455\text{ MHz}$ respectiv $(2,130...3,130)\text{MHz}$.
- Blocurile care preced receptorul cu o SF descris mai sus și care acoperă gama 2 MHz ...3 MHz au rolul de a secționa gama de acoperit în subgame de câte 1MHz, de a le transfera în gama $(2...3)\text{MHz}$ folosind un singur cristal de cuarț.

- Pentru aceasta prima frecvență intermediară este aleasă la 40MHz (f_{il}) cu banda de trecere de 1MHz.
- Prima schimbare de frecvență este de tip superheterodină și folosește oscilația produsă de un oscilator local (OL1) de tip LC deci instabil.

$$f_{ilc} = 40\text{MHz} = f_{hl} - f_s \quad (1)$$

- Pentru a reduce efectul instabilității s-a decis ca a doua schimbare de frecvență să fie de tip infraheterodină iar oscilația corespunzătoare să fie generată tot cu ajutorul primului oscilator local.
- Pentru a transfera semnalele din banda primului AFI în cea a celui de al doilea este necesar ca această oscilație să aibă frecvența:

$$f_{h2} = f_{ilc} - f_{i2c} = 40 - 2.5\text{MHz} = 37.5\text{MHz} \quad (2)$$

- **Cum se generează f_{h2} :** se mixează semnalul generat de OL1 cu un semnal cu multe armonici (din MHz în MHz) generat cu ajutorul unui oscilator cu cuarț care lucrează pe frecvența de 1MHz (OL4). Semnalul generat de către oscilatorul auxiliar este aplicat unui formator de impulsuri care permite obținerea unui semnal cu multe armonici;
- Deci la intrarea mixerului SF4 se aplică

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

- La ieșirea SF4, considerat operator de produs ideal, se obține:

$$s_2(t) = \sum \frac{A_n U_m}{2} \cos(\omega_{h1} + n\omega_o) + \frac{A_n U_n}{2} \cos(\omega_{h1} - n\omega_o) t$$

- Va avea loc o schimbare de frecvență care să transfere semnalul util în gama de lucru din jurul frecvenței de 40MHz numai dacă

$$f_{h2} = f_{hl} - n f_0 = 35.7\text{MHz} \quad (2)$$

- Cu alte cuvinte deși OL1 variază continuu, utile sunt numai valorile care îndeplinesc simultan condițiile (1), (2) și (3) pentru a se realiza corect primele două schimbări de frecvență;
- Din combinarea celor 3 relații rezultă:

$$f_{i2c} = f_0 - f_s = 2.5\text{MHz}$$

- Deci primele două schimbări de frecvență sunt echivalente cu una singură de tip superheterodină realizată cu o armonică a oscilatorului de referință.
- Se poate face o analiză care va evidenția, dacă mai este necesar, că instabilitatea OL1 nu mai intervine în semnalul pe frecvențe f_{i2}

- Totodată se va constata că ea trebuie avută în vedere la proiectarea primului AFI și a filtrului trece bandă pe frecvența de 37,5MHz. Se va evalua totodată fuga posibilă de frecvență a semnalului pe frecvența f_{i2} .

- În acest scop:

- Se presupune că se recepționează un semnal cu frecvența f_{s1} .
- OL1 produce un semnal cu frecvența $f_{h1} \pm \delta f_1$ unde $\delta f_1/f_1 \approx 10^{-4}$ iar OL4 - generează un semnal cu frecvența $f_o \pm \delta f_o$ cu $\delta f_o/f_o \approx 10^{-6}$.
- Relația pentru prima SFeste:

$$f_{i1} = f_{h1} \pm \delta f_1 - f_{s1}$$

- Se observă că pentru a nu impieta asupra recepției semnalelor de la marginile benzii utile primul AFI trebuie să aibă o bandă mai largă: $1\text{MHz} \pm 2\delta f_1$
- Instabilitatea se ia în considerație la frecvența maximă. Fie.
- Frecvența maximă fiind $f_{\text{smax}} = 29,5\text{MHz}$ rezultă $f_{h1} \approx 70\text{MHz}$ și deci $\delta f_1 \approx 70\text{kHz}$.
- Așadar banda AFI1 se lărgeste cu cca 150kHz față de 1MHz.
- La rândul ei frecvența semnalului generat de OL2, f_{h2} , se obține din:

$$f_{h2} = f_{h1} - nf_o \pm \delta f_1 \pm n\delta f_o$$

- De aici rezultă că frecvența semnalului selectat de FTB poate avea o variație în jurul valorii nominale cu $\pm(\delta f_o + \delta f_1)$.

- Ca atare banda de trecere trebuie să fie $\geq 150\text{KHz}$.

- În final rezultă:

$$f_{i2} = f_{i1} - f_{h2} = nf_o - f_{s1} \pm n\delta f_o$$

- Adică la acest nivel instabilitatea este dată numai de instabilitatea armonicilor corespunzătoare a semnalului pe frecvența f_o iar instabilitatea oscilatorului OL1 nu mai intervine;

4.7.3 Radioreceptor cu trei Schimbări de Frecvență cu sinteză

- Atunci când nivelul tehnologic a permis generarea oscilațiilor locale prin sinteză s-a reluat problema soluționării radicale a problemelor menționate la RR cu o SF:
 - problema alinierii;
 - problema compromisului care trebuia realizat în alegerea valorii frecvenței intermediare pentru a putea realiza atât un amplificator de frecvență intermediară performant cât și pentru a rejecta în mod corespunzător perturbațiile pe frecvența imagine.
- Pentru aceasta valorile celor trei frecvențe intermediare au fost alese începând cu o valoare foarte mare (prima frecvență) și terminând cu una foarte mică (cea de a treia).

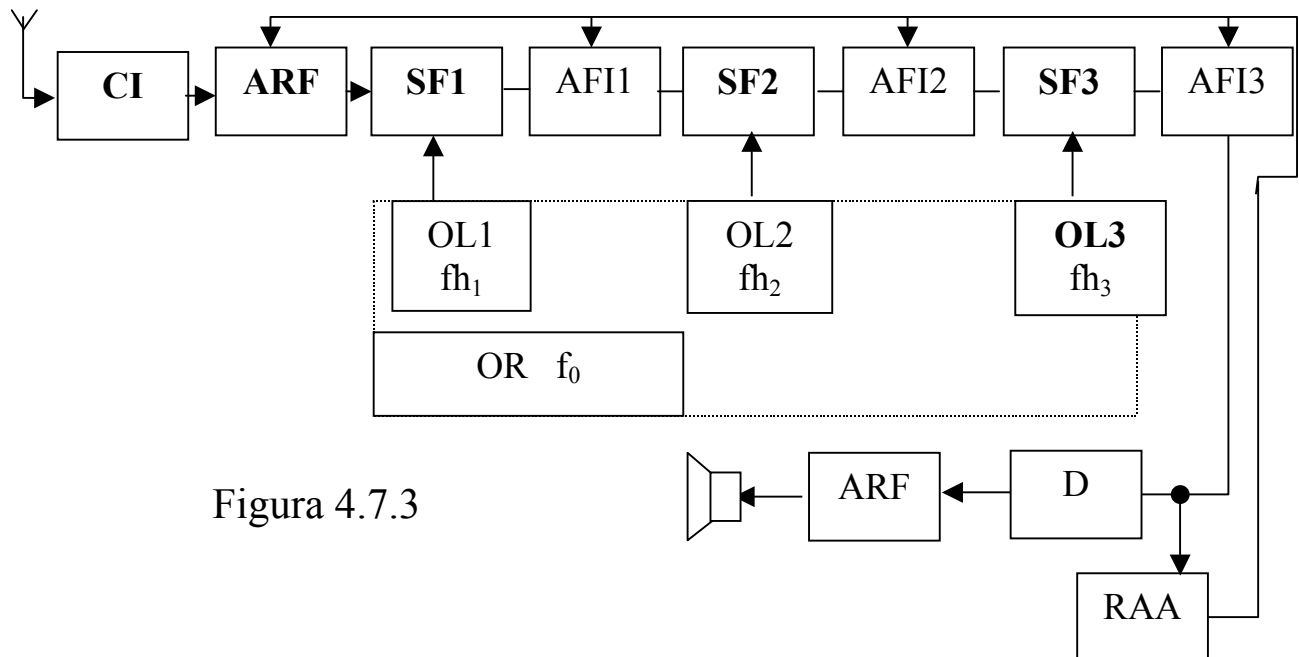


Figura 4.7.3

- Se va prezenta, mai întâi, alegerea frecvențelor intermediare, funcționarea RR și posibilitățile de realizare a blocurilor funcționale pe baza schemei bloc (figura 4.7.3).
- Din această analiză se vor obține parametrii semnalelor care trebuie generate de către sintetizor.
- În partea a doua se va analiza sintetizorul.

Noțiuni generale referitoare la proiectarea radiopreceptorului:

- AFI3 asigură selectivitatea la canalele adiacente câștigul și banda reglabilă; în consecință se alege o valoare foarte mică pentru $f_{i3}=30\text{KHz}$.

- Pentru a elimina rezonabil f_{im3} se alege $f_{i2}=1,97\text{MHz}$.
- Pentru a nu fi necesară alinierea la primele etaje sau circuite comutate se alege $f_{i1}=64,75\text{MHz}$.
- Pentru a reduce sau a elimina problema alinierii se alege subbanda pentru realizarea acordului continuu foarte îngustă: 100 kHz.
- Observând structura receptorului se constată că explorarea benzii se poate realiza numai cu ajutorul OL2 care va avea frecvență variabilă $f_{h20} \pm 50\text{kHz}$.
- Blocul care-l precede trebuie să asigure transferul unei benzi de cel puțin 100 kHz.
- Impărțirea domeniului de frecvență în subgame de câte 100kHz este făcută cu ajutorul primei schimbări de frecvență.

Parametrii blocurilor funcționale și structura acestora:

- **AFI3** are frecvența centrală $f_3=30\text{kHz}$; Având în vedere frecvența de lucru acest amplificator poate avea orice structură LC sau RC - activ; folosește componente active de joasă frecvență.
- **OL3** generează semnalul sinusoidal necesar pentru a treia schimbare de frecvență care este de tip superheterodină; Deci trebuie să genereze un semnal cu frecvența: $f_{h3}=f_{i3}+f_{i2}=2000\text{ kHz}$;
- **AFI2** elimină perturbațiile pe frecvența intermediară, $f_3=30\text{kHz}$ (fără probleme) și pe frecvența imagine, $f_{im3}=f_{i2}+2f_{i3}=60\text{kHz}$.
 - Calcule simple conduc la ideea că un etaj selectiv realizat cu un circuit rezonant LC poate introduce o atenuare mai mare de 23dB.
 - Deci folosind două etaje cu trei circuite rezonante derivație sau un etaj cu două perechi de circuite cuplate, atenuarea este asigurată (un circuit constituie sarcina schimbătorului de frecvență, deci la n etaje se poate conta pe $n+1$ circuite selective).
- **OL2**
 - generează semnalul sinusoidal pentru a doua schimbare de frecvență, care se alege să fie de tip infraheterodină din considerente de stabilitate: $f_{h2}=f_{i1} - f_{i2}$, variabilă cu $\pm 50\text{kHz}$,
 - Se obțin valorile limită:

$$f_{h2} = f_{i1} - f_{i2} = \frac{64,7 - 1,97 = 62,73\text{ MHz}}{64,8 - 1,97 = 62,83\text{ MHz}}$$
 - Evident gama fiind așa îngustă este suficientă alinierea într-un punct.

- **AFI1** Primul amplificator de frecvență intermediară lucrează pe frecvența: $f_{i1}=(64,7...64,8)$ MHz sau altfel scris $(64,75\pm 5,05)$ MHz.
 - Acest amplificator rejectează fără dificultate frecvența intermediară numărul doi $f_{i2}=1,97$ MHz
 - De asemenea el trebuie să rejecteze frecvența imagine 2: $f_{im2} = f_{i1} - 2f_{i2}$; pentru această frecvență rezultă un ecart de frecvență: $\Delta f_{im2}=2\bullet 1,97\text{MHz}=3,94\text{MHz}$;
 - Pentru a trece semnalul util fără distorsiuni liniare este necesar un factor de calitate :
$$Q \leq \frac{47,75}{0,1} = 477,5$$
 - Deci se poate alege orice valoare realizabilă, fie aceasta $Q=60$; în aceste condiții un etaj de amplificare va introduce o atenuare de cca 13dB ($x=7,88$).
 - În consecință sunt necesare 3 etaje cu 4 circuite selective sau 1 etaj cu două perechi de circuite cuplate.
- **OL1** – Generează semnalul pentru prima schimbare de frecvență(SF de tip superheterodină) care segmentează banda în subbenzi de câte 100 de kHz; deci trebuie să genereze un semnal sinusoidal cu frecvența variind în trepte de 100 kHz; Rezultă valorile limită:

$$f_{h1min}=f_{sc1}+f_{i1c}=64,75+1,55=66,30\text{MHz}$$
 la

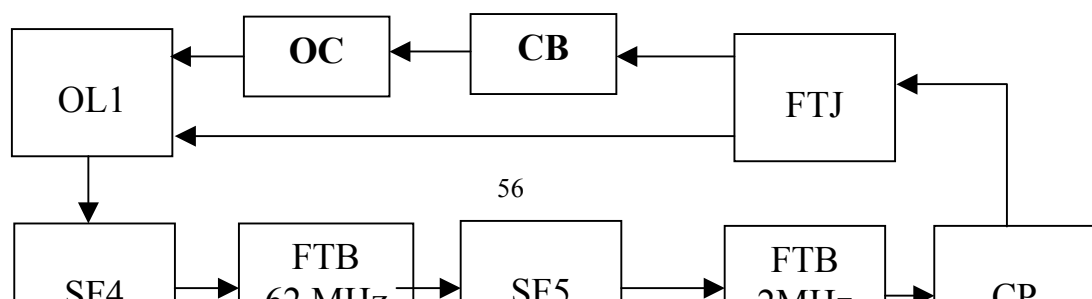
$$f_{h1max}=f_{scm}+f_{i1c}= 64,75+29,95 =94,70\text{MHz}.$$
- **CI+ARF** - elimină fără probleme, chiar cu o structură de tip trece jos perturbațiile pe prima frecvență intermediară, $f_{i1}=64,7\text{MHz}$ și pe cele pe prima frecvență imagine, $f_{im1}=f_s+2f_{i1}=129,4\text{MHz} + f_s$.

Funcționarea sintetizorului:

- fiecare oscilator local este realizat cu un sintetizor de frecvență.
- toate sintetizoarele au la bază același oscilator de referință cu frecvența $f_0=1\text{MHz}$.

Sintetizorul pentru oscilatorul local 1

- Conform celor deduse în paragraful anterior acest sintetizor trebuie să genereze semnale cu frecvențe cuprinse în limitele: $f_{h1}=64,3...94,7\text{MHz}$;
- S-a optat pentru schema bloc dată în figura 4.7.4;



- Circuitul de sinteză constă dintr-o buclă cu reacție negativă care extrăgând o informație despre instabilitatea oscilatorului local prin comparație cu o frecvență de referință stabilă, comandă în mod adecvat modificarea frecvenței oscilatorului local.
- În schema de mai sus informația dorită este selectată cu o schemă de RR cu dublă schimbare de frecvență.
- Semnalele prelucrate reprezintă o sumă de armonici din 100 în 100 de kHz obținute pornind de la semnalul sinusoidal de 1 MHz generat de către oscilatorul de referință (OR). Acesta este un oscilator cu cuarț cu o stabilitate de ordinul $\delta f_o/f_o = (10^{-6} - 10^{-7})$ deci o fugă maximă $\delta f_o = \pm 1 \text{ Hz}$.
- Având în vedere că trebuie obținute componente din 100 în 100 de kHz, semnalul generat de OR este aplicat unui divizor cu 10 și unui formator de impulsuri; în acest fel se obține un semnal bogat în armonici ale frecvenței de 100 kHz.
- Radioreceptorul cu două schimbări de frecvență auxiliar selectează una dintre aceste armonici; aceasta va purta cu ea și instabilitatea oscilatorului local;
- Oscilațiile locale și semnalul de referință cu care se compară semnalul obținut la ieșirea receptorului sunt derivate (toate) din același oscilator de referință, deci sunt coerente.

- Alegând o combinație de schimbări de frecvență super și infraheterodină, fuga globală datorată oscilatorului de referință se reduce la maximum.
- Ținând cont de cele de mai sus în punctul 1 semnalul este:

$$s_1 = \sum A_n \cos\left(\frac{\omega_r}{10}nt + \phi_n\right) \pm \frac{\delta\omega_r}{10}nt$$

iar semnalul generat la oscilatorul local 1 este:

$$s_{h1} = U_{h1} \cos(\omega_{h1}t \mp \delta\omega_1t)$$

- După mixerul SF4 filtrul trece bandă selectează componentele dintr-o bandă B (calculată pentru a permite eliminarea frecvenței imagine $f_{im}=f_s+2f_6$) ($f_6 \approx 2\text{MHz}$). în jurul valorii de 62 MHz.
- Fie componenta centrală:

$$s_5 = \frac{U_{h1}A_n}{2} \cos\left\{\left(\omega_{h1} \pm \delta\omega_1 - n\frac{\omega_r}{10} \pm n\frac{\delta\omega_r}{10}\right)t - \phi_n\right\} + \dots$$

- După o nouă mixare (superheterodină) cu $f_{h6}=64\text{MHz}(64f_r \pm 64\delta f_r)$, se selectează o singură componentă care să aibă frecvența în jur de 2MHz:

$$s_6(t) = \frac{U_{h1}A_nA_n'}{4} \cos\left[-\left(\omega_{h1} \pm \delta\omega_1 - n\frac{\omega_r}{10} \pm n\frac{\delta\omega_r}{10} - 64\omega_r \mp 64\delta\omega_r\right)t - \phi_n\right]$$

- Această componentă are deci frecvența:

$$f_6 = -f_{h1} \mp \delta f_{h1} + n\frac{f_r}{10} \mp n\frac{\delta f_r}{10} + 64f_r \pm 64\delta f_r \cong 2\text{MHz}$$

- Semnalul $s_6(t)$ este aplicat unui comparator de fază împreună cu un semnal stabil cu frecvența de 2MHz (armonica a doua a lui f_r). Bucla acționează asupra oscilatorului local în așa fel încât f_{h1} se modifică până când cele două semnale au frecvențele egale și rămâne cel mult o eroare de fază.
- De aici rezultă:

$$-f_{h1} \mp \delta f_{h1} + n\frac{f_r}{10} \mp n\frac{\delta f_r}{10} + 64f_r \pm 64\delta f_r = 2f_r \pm 2\delta f_r$$

de unde:

$$f_{h1} \pm \delta f_{h1} = \left(62 + \frac{n}{10}\right)(f_r \pm \delta f_r)$$

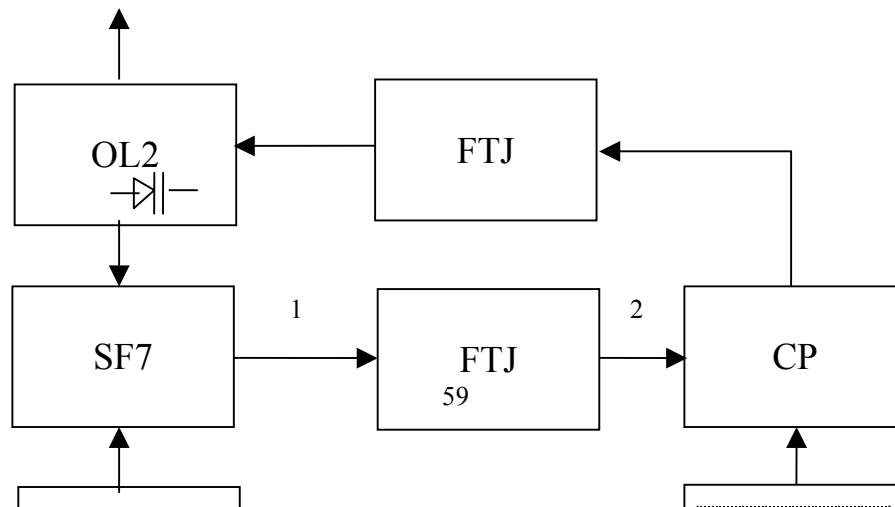
cu fuga de frecvență:

$$\delta f_{h1} = \left(62 + \frac{n}{10}\right)\delta f_r; f_{h1} = \left(62 + \frac{n}{10}\right)f_r$$

- Așadar frecvența generată este dată de o combinație între armonica 62 a oscilatorului de referință și armonica dorită a semnalului cu frecvența de 100kHz.
- Pentru a selecta această armonică se modifică f_{h1} din condensatorul variabil, urmărind scala aparatului, adică până când f_{h1} - ajunge în apropierea valorii dorite.
- Bucla forțează anularea erorii inițiale și elimină tendința oscilatorului de a-și modifica frecvența acționând asupra diodei varicap.
- Dacă (din diverse motive) eroarea inițială este prea mare și sincronizarea ar dura prea mult pornește oscilatorul de căutare (OC) care va forța modificarea, lentă, a frecvenței OL1 în jurul valorii date de condensatorul variabil.
- Odată realizat sincronismul, circuitul de blocare (CB) oprește oscilatorul de căutare.

Sintetizorul pentru oscilatorul local 2

- Trebuie generat un semnal cu frecvența variind continuu între limitele:
$$f_{h2}=(62,73...62,83)\text{MHz.}$$
- Soluția aleasă pentru a stabili frecvența generată de către OL2 care este un oscilator controlat în tensiune, constă în compararea semnalului generat de către acesta cu semnalul generat de către un oscilator de joasă frecvență realizat într-un domeniu optim.
- Schema bloc este dată în figura 4.7.5.



- Semnalul care poartă informația despre instabilitatea frecvenței OL2 este generat printr-o schimbare de frecvență folosind armonica a 64 a oscilatorului cu frecvența de 1 MHz.
- Deci semnalele după schimbarea de frecvență sunt:

$$s_1(t) = \frac{U_{h2}U_{64}}{2} \cos[(\omega_{h1} + 64\omega_r)t + \phi_{64}] + \frac{U_{h2}U_{64}}{2} \cos[64\omega_r - \omega_{h2})t + \phi_{64}]$$

$$s_2(t) = \frac{U_{h2}U_{64}}{2} \cos[64\omega_r - \omega_{h2})t + \phi_{64}]$$

- Frecvența semnalului $s_2(t)$ în care introducem și efectul instabilității este deci:

$$f_2 = 64f_0 \pm 64\delta f_0 - f_{h2} \pm \delta f_{h2}$$

- Calculând, se constată că, pentru limitele impuse pentru OL2, f_2 ia valori în domeniul 1,17...1,27MHz.
- Este un domeniu în care se poate realiza un oscilator cu frecvența variabilă (OR2) cu o stabilitate de cca 10^{-4} .
- Comparatorul de fază livrează la ieșire un semnal proporțional cu eroarea de fază existentă între semnalul generat de OR2 și semnalul obținut după schimbarea de frecvență;
- Prin acțiunea buclei se realizează sincronizarea frecvențelor semnalului s_2 și s_{r2} rămânând cel mult o eroare de fază.

$$f_2 = f_{r2}$$

$$f_{h2} = 64f_r - f_{r2}$$

$$\delta f_{h2} = 64\delta f_r + \delta f_{r2} \approx 191Hz$$

Sintetizorul pentru oscilatorul local trei este un simplu dublor de frecvență.

Evaluarea stabilității globale

Se va evalua fuga semnalului pe frecvența intermediară 3, considerând semnalul recepționat ca referința.

➤ Fie frecvența semnalului util: f_s

- prima schimbare este de tip superheterodină:

$$f_{i1} = f_{h1} - f_s$$

- a doua schimbare este de tip infraheterodină:

$$f_{i2} = f_{i1} - f_{h2} = f_{h1} - f_s - f_{h2}$$

- a treia schimbare este din nou superheterodină.

$$f_{i3} = f_{h2} - f_{i2} = f_{h3} - f_{h1} + f_s + f_{h2} = f_{h3} - f_{h1} + f_{h2} + f_s$$

➤ Se înlocuiesc frecvențele generate local cu valorile determinate mai sus:

$$f_{i3} = 2f_r \pm 2\delta f_r - 62f_r - n \frac{f_r}{10} \mp 62\delta f_r \mp n \frac{\delta f_r}{10} + \\ + 64f_r - f_{r2} \pm 64\delta f_r \pm \delta f_{r2} + f_s$$

➤ Deci fuga de frecvență maximă este:

$$\delta f_3 = -4\delta f_r + n \frac{\delta f_r}{10} + \delta f_{r2}$$

➤ Ordinul armonicii n se determină în condițiile de recepție cele mai neconvenabile, deci la frecvența maximă:

$$f_{h1} = 94,7 = 62f_r + nf_r/10$$

$$n = 327$$

$$\delta f_3 = 32,7 + 127 - 4 \approx 155 \text{ Hz.}$$

4.7.4 Concluzii

➤ Performanțe:

- sensibilitate (0,1-1)MV pentru RSZ=10dB.
- atenuarea tuturor semnalelor perturbatoare mai bună de 60dB(60-120).
- bandă de trecere reglabilă (dacă este necesar) de la 500Hz la 9000Hz.
- eficiență RAA mai mare de 100dB.
- stabilitate globală a frecvenței de acord;
- ptr. RR cu acord variabil, pe termen scurt (10^{-5} - 10^{-6}).
- ptr. RR cu acord fix sau variabil în trepte (10^{-5} - 10^{-6}) pe termen lung.

➤ Aplicații - aspecte specifice

- RR de trafic pentru comunicații la bordul navelor; acestea sunt cele a căror schemă bloc a fost analizată. Pe lângă lanțul RF propriu-zis ele conțin sisteme duplex de măsură și afișare a parametrilor prin selecție pentru a putea fi depanate operativ.
- RR pentru radiotelefonie convențională; acestea au un număr limitat de canale selectate prin comutare; pot prelucra semnale MA sau MF cu indice mic de modulație ($B < 25\text{KHz}$).
- RR pentru radiorelee; la aceste radioreceptoare trece pe prim plan siguranța radiolegăturii; deci fiabilitatea radioreceptorului. Ele includ sisteme complexe pentru orientarea antenei, pentru reducerea zgomotului, pentru rezervarea automată și pentru semnalizarea defecțiunilor.