

Echipamente radio cu schimbări de frecvență

Atunci cînd frecvența de eșantionare a convertorului numeric-analogic nu poate fi de cel puțin două ori mai mare decît cea mai mare frecvență a unei componente spectrale semnificative a unui semnal radio ce trebuie generat, sau cînd eficiența subeșantionării directe la recepție nu permite convertorului analog-numeric atingerea zonei de frecvențe a semnalului radio util, în structura echipamentului de radiocomunicație trebuie introduse una sau mai multe schimbări de frecvență, așa cum se arată în schema generală din figura 1 (unde pentru simplitate s-a inclus o singură schimbare de frecvență și un oscilator local comun pentru emisie și recepție). Banda de frecvență intermediară B_{FI} ("încăpătoare" doar pentru unu sau cel mult un număr mic de semnale radio), se poate afla în prima bandă Nyquist a convertorului analog-numeric sau poate fi preluată tot prin subeșantionare în una dintre zonele Nyquist inferioare (în care eficiența de conversie este acceptabilă).

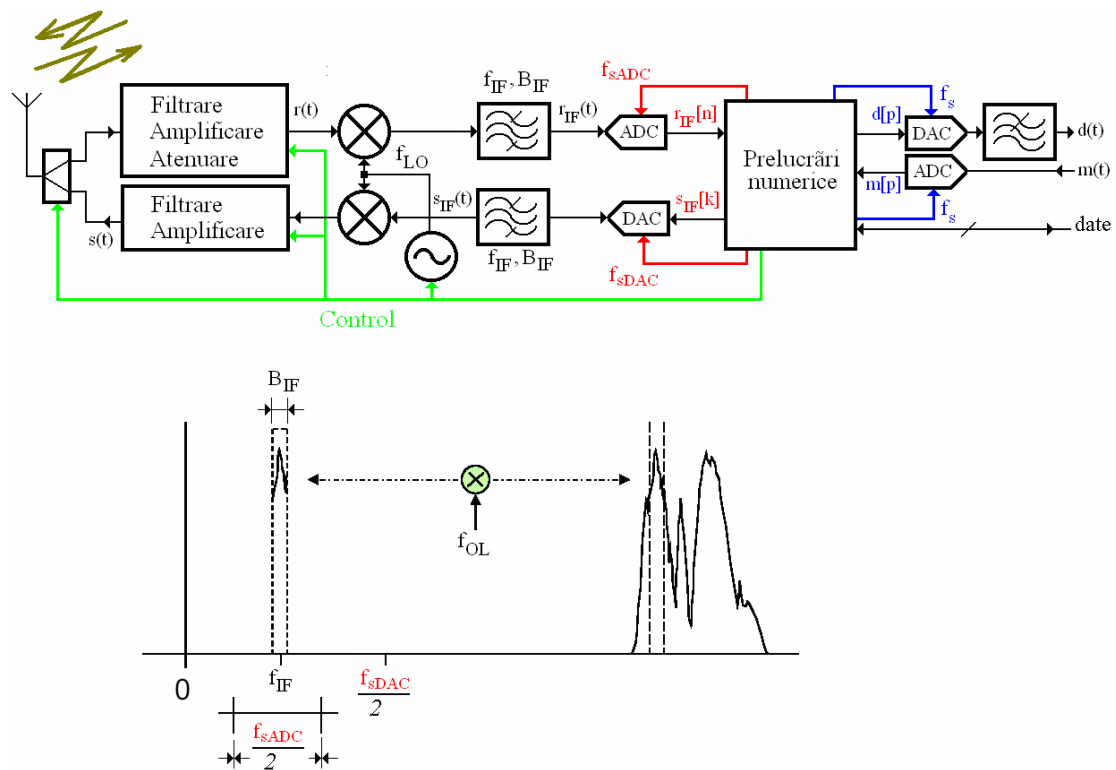


Figura 1

Un alt argument în favoarea unui bloc de radiofrecvență analogic cu schimbare (schimbări) de frecvență este că datorită mecanismelor de propagare a semnalelor de radiofrecvență, care includ caracteristici cum sînt fadingul și "umbrirea" terminalelor radio de către obstacole, precum și blocarea și interferența din partea unor semnale puternice, necesarul de gamă dinamică a dispozitivelor de conversie analog-numerică din echipamentele cu eșantionare directă poate deveni nerealist de mare atunci cînd semnale de bandă îngustă sînt recepționate cu echipamentele de bandă instantanee largă.

În cazul echipamentelor destinate emisiunilor existente sub cîțiva GHz, filtrele de presecție ale blocului analogic de radiofrecvență pot avea benzi B de trecere relativ

largi (față de banda emisiunilor care trec prin ele), de la un MHz pînă la zeci (sau chiar sute) de MHz, datorită limitărilor provenind din realizabilitate tehnologică, volum și cost. Astfel, dacă f_{IF} nu este suficient de mare, prin aceste filtre care satisfac tipic relațiile (1) pot trece la recepție atât semnalul util cît și semnalul parazit plus zgomotul extern (atenuate sau nu) aflate eventual în zona frecvenței imagine, așa cum sugerează figura 2 pentru situația în care frecvența oscilatorului local este mai mare decît purtătoarea semnalului util f_{RF} .

$$0,01 < \frac{B}{f_{RF}} < 0,1 \quad (1)$$

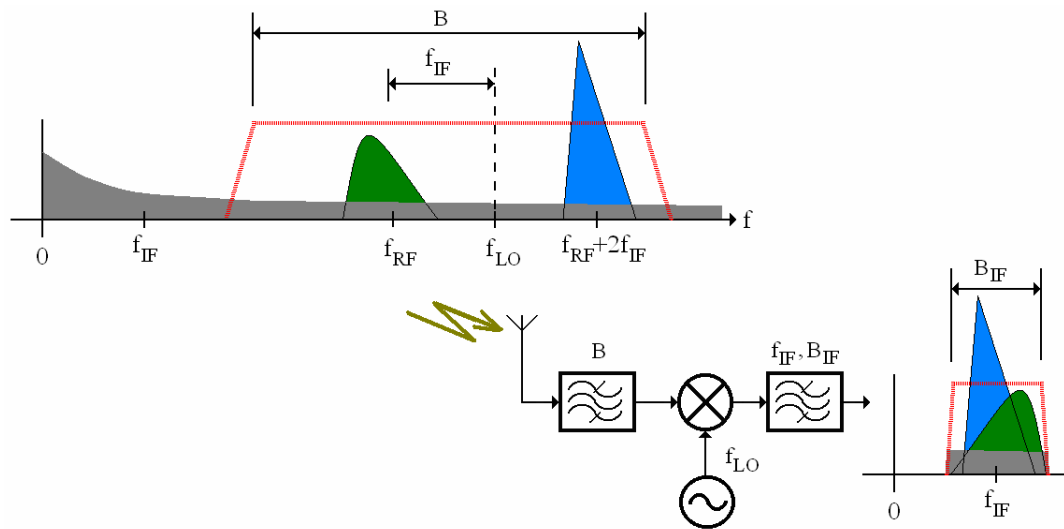


Figura 2

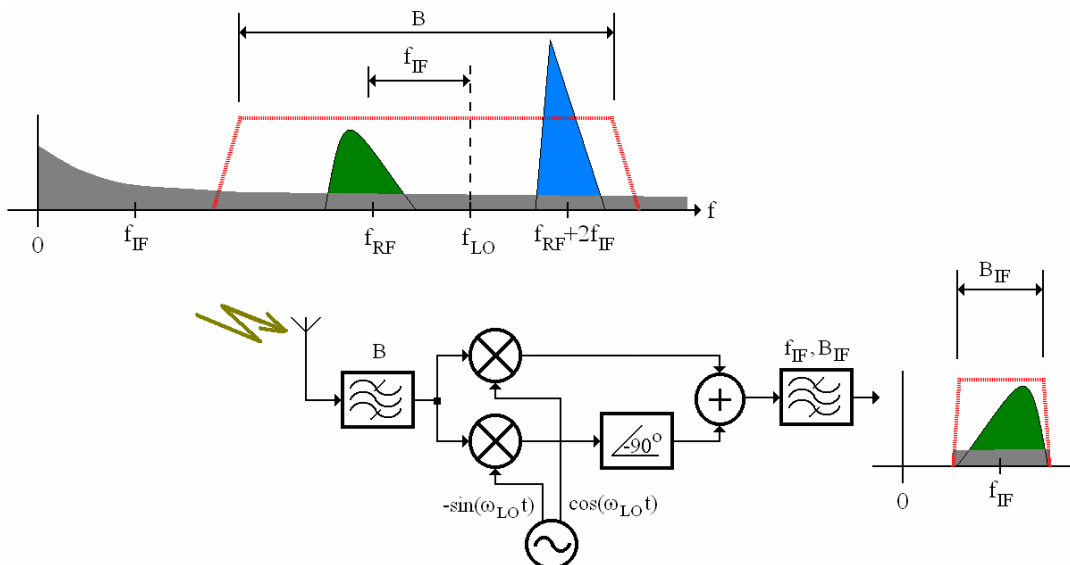


Figura 3

Printre soluțiile de îmbunătățire a protecției față de frecvențele (emisiunile) imagine cea mai eficientă este oferită de mixerele special proiectate pentru rejectarea acestora, exemplificate în figura 3 prin mixerul Hartley (ex. [5]). Varianta integral

analogică a acestui tip de mixer reduce în practică (pe termen lung) nivelul emisiunilor imagine cu numai până la 30 dB – 35 dB, din cauza mării sensibilități pe care structura o are față de erorile adaptării la porturile mixerelor, de diferențele de nivel și de defazaj față de ideal între semnalele oscilatorului local și între cele două căi post-mixare.

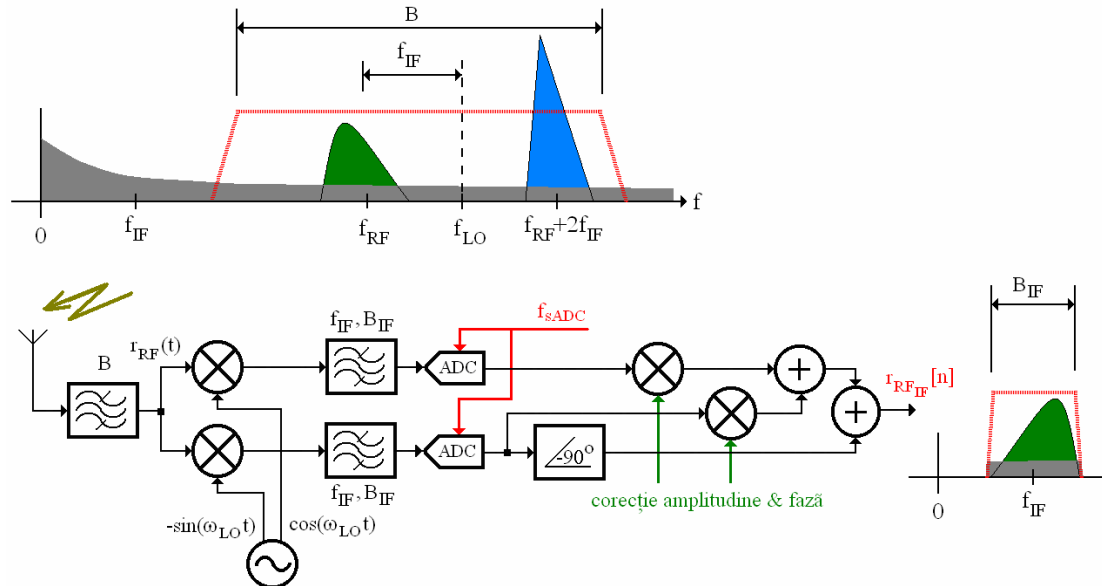


Figura 4

Pentru echipamentele radio definite prin program sau virtuale se utilizează varianta hibridă a mixerului Hartley avînd schema bloc din figura 4. Generarea oscilației locale în cuadratură, mixarea și filtrarea post-mixare (trece bandă ca în figură sau numai trece-jos dacă conversia analog-numerică are loc în prima zonă Nyquist) rămîn în domeniul analogic, iar defazarea cu -90° a tuturor componentelor semnalului uneia dintre căi și perechea de multiplicatoare prin care se realizează corecția globală (pentru întregul mixer) a amplitudinilor și fazelor semnalelor însumate la ieșirea mixerului acționează în domeniul numeric, procesele de eșantionare din cele două convertoare analog-numerice fiind sincronizate. Aplicarea mecanismului de corectare numerică a erorilor de amplitudine și fază (iterativ) asigură o atenuare a semnalelor imagine cu 40 dB – 60 dB, dar poate atinge și valori de 80 dB – 90 dB pentru lărgimi mici ale benzii de frecvență intermediară.

O variantă completă de extragere a componentelor modulatorie în cuadratură ale semnalului radio dorit $r_{RF}(t)$, avînd eșantioane $I_{RF}[n]$ și $Q_{RF}[n]$, ca o extensie a structurii din figura 4 capabilă să asigure în mod eficient bune performanțe radio și un cost redus, este prezentată în figura 5. Partea de radiofrecvență de intrare analogică este aceeași ca în cazul mixerului Hartley însă de data aceasta frecvența oscilatorului local f_{LO} nu mai trebuie modificată de fiecare dată cînd se alege o altă emisiune din banda B (definită de data aceasta în raport cu nivelul zgomotului de fond la intrarea perechi de mixere analogice) ci are o valoare fixă egală cu frecvența centrală a respectivei benzi de interes. Ca urmare, filtrele prezente la ieșirea mixerelor analogice trebuie să fie de tip trece-jos cu frecvența de tăiere $B/2$ iar convertoarele analog-numerice lucrînd în prima zonă Nyquist trebuie cuplate în curent continuu (dar numai dacă este inacceptabilă distorsionarea eventualei emisiuni în banda a căreia intră

frecvența f_{LO}). Defazarea semnalului uneia dintre căi aplicată în cazul mixerului Hartley este înlocuită cu o operație mult mai simplă de remixare (numerică de data aceasta) în cuadratură cu o oscilație de frecvență fixă egală cu jumătate din lărgimea benzii de interes B .

Structura obținută, denumită Weaver, este tot un procedeu de rejecție a frecvențelor (semnalelor) imagine, la ieșirea sa obținându-se după însumarea noilor produse de mixare alinierea limitei inferioare a benzii de interes la frecvența 0 Hz. Ca și în cazul mixerului Hartley din figura 4, mixerul Weaver are în structura sa practică mecanism de corecție a imperfecțiunilor blocului de intrare analogic.

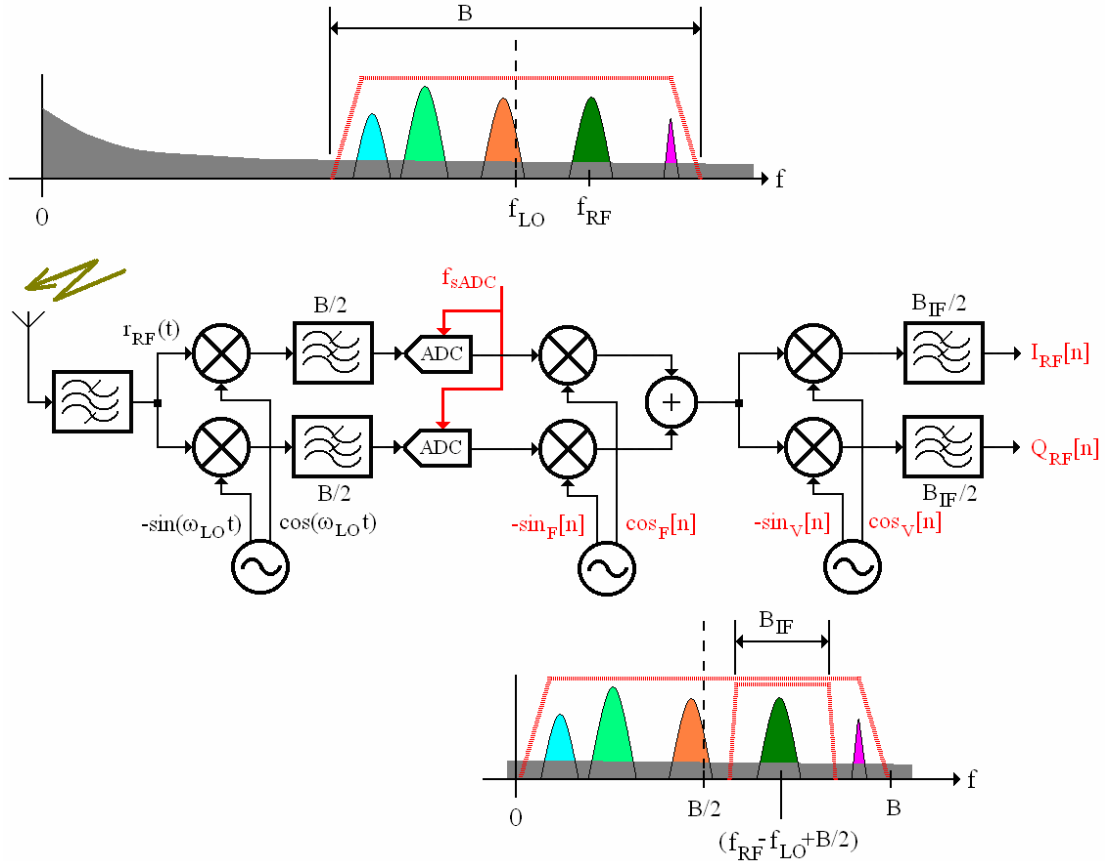


Figura 5

$$\begin{aligned}\cos_F[n] &= \cos\left(n\pi \frac{B}{f_{sADC}}\right) \\ \sin_F[n] &= \sin\left(n\pi \frac{B}{f_{sADC}}\right)\end{aligned}\quad (2)$$

Semnalul radio dorit $r_{RF}(t)$ este adus în banda de bază prin filtrarea trece-jos cu frecvența de tăiere $B_{IF}/2$ a rezultatelor unei noi mixări în cuadratură cu frecvență variabilă, iar în final eşantioanele $I_{RF}[n]$ și $Q_{RF}[n]$ sînt transferate blocului de demodulare/decodare.

$$f_{LO} - \frac{B}{2} + \frac{B_{IF}}{2} \leq f_{RF} \leq f_{LO} + \frac{B}{2} - \frac{B_{IF}}{2}\quad (3)$$

$$\begin{aligned}
 r_{RF}(t) &= I_{RF}(t)\cos(2\pi f_{RF}t) - Q_{RF}(t)\sin(2\pi f_{RF}t) \\
 I_{RF}[n] &= I_{RF}\left(\frac{n}{f_{sADC}}\right) \\
 Q_{RF}[n] &= Q_{RF}\left(\frac{n}{f_{sADC}}\right)
 \end{aligned} \tag{4}$$

Oscilatorul numeric variabil din figura 5 este elementul prin care se alege de fapt care dintre semnalele radio din banda de intrare B va fi demodulat/decodat după aducerea sa în banda de bază.

$$\begin{aligned}
 \cos_v[n] &= \cos\left(2n\pi \frac{f_{RF} - f_{LO} + \frac{B}{2}}{f_{sADC}}\right) \\
 \sin_v[n] &= \sin\left(2n\pi \frac{f_{RF} - f_{LO} + \frac{B}{2}}{f_{sADC}}\right)
 \end{aligned} \tag{5}$$

Toate considerentele desprinse din analiza schemelor bloc din figurile 3, 4 și 5 sînt aplicabile și pentru echipamentele de emisie, blocurile componente inversîndu-și rolurile.

BIBLIOGRAFIE

- [1] - Ulrich Rohde, Jerry Whitaker, "Communications Receivers: DSP, Software Radios, and Design", McGraw-Hill, 2001, ISBN 0-07-136121-9
- [2] – Chun-Chyuan, Chia-Chi Huang, "On the Architecture and Performance of a Hybrid Image Rejection Receiver", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 19, no. 6, 2001
- [3] – Daniel Richard Tayloe, "Product Detector and Method Therefor", patent US 6,230,000 B1, 2001
- [4] – Michel Soer, "Analysis and comparison of switch-based frequency converters", Teză doctorat, Universitatea Twente (Olanda), 2007
- [5] – K. Phang, "On-Chip Image Reject Techniques for Wireless Receivers", University of Toronto – Department of Electrical and Computer Engineering, 2001
- [6] – Hiroshi Yoshida, Hiroshi Tsurumi, Yasua Suzuki, "Broadband RF Front-end and Software Execution Procedure in Software-defined Radio", IEEE VTC, 1999