

Controlul automat al amplificării

Analiza în vederea dimensionării corecte a contribuției blocurilor analogice de radiofrecvență, sau de frecvență intermediară, existente între antenă și convertorul analog-numeric la performanțele globale ale unui receptor numeric definit prin program sau virtual are ca parte componentă utilizarea în cât mai mare măsură, dar în siguranță, a întregului domeniu de valori admis pentru semnalul de intrare în convertor (eng. FSR – Full Scale Range), în condițiile variațiilor de semnal datorate în principal propagării prin canalul radio.

Sistemele de control automat al amplificării (CAA, eng. AGC – Automatic Gain Control) au sarcina, atunci când acționează în radiofrecvență, să asigure ca în cea mai mare parte a timpului convertorul analog-numeric să fie atacat cu semnale care variază în întreaga zonă de liniaritate a acestuia. Când semnalul de intrare ocupă mai puțin de 100% din domeniul admis de convertor, notat de exemplu cu 2V, se irosește din rezoluția acestuia. De exemplu, dacă semnalul aplicat convertorului utilizează numai 50% din domeniul admis, adică V, convertorul se manifestă asemănător unuia care are un bit mai puțin. În general, pe măsură ce semnalul de intrare își micșorează domeniul procentual de valori rezoluția echivalentă convertorului, precum și gama sa dinamică, scade proporțional.

Teoretic, luând în considerație numai mecanismul de cuantizare, impactul utilizării a numai %2V din domeniul de valori maxim admis la intrarea convertorului de N biți reduce gama sa dinamică, care în acest caz este dată de RSZ_q , conform formulei ([1]):

$$RSZ_q = 6,02N + 20\log_{10}\left(\frac{\%(2V)}{100}\right) \quad [dB] \quad (1)$$

Procentajul de utilizare a domeniului maxim de valori de semnal la intrarea convertorului depinde de amplificarea cumulată a blocurilor anterioare convertorului și de modul în care ea urmărește modificările nivelului semnalului recepționat furnizat de antenă.

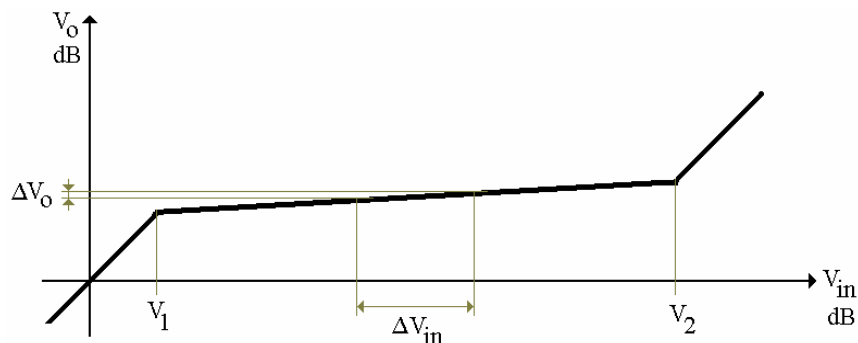


Figura 1

Figura 1 descrie, într-o manieră idealizată ([2]), caracteristica intrare-ieșire a unui sistem cu CAA. Așa cum se indică în figură, când nivelul de intrare V_{in} este foarte mic

controlul automat de amplificare nu acționează, orice variație (în scară logaritmică) de la intrare reflectându-se identic la ieșire.

Cînd nivelul semnalului de intrare atinge valoarea de prag V_1 CAA intră în acțiune, iar pentru intervalul $V_1 \leq V_{in} \leq V_2$ tinde să mențină nivelul de ieșire constant. Măsura în care sistemul de CAA reușește să stabilizeze nivelul la ieșire V_o , cel care va fi aplicat intrării convertorului analog-numeric, se caracterizează printr-un raport de compresie (de dinamică) RC .

$$RC = \frac{\Delta V_{in}[dB]}{\Delta V_o[dB]} \quad (2)$$

Dacă V_{in} crește în continuare și depășește cea de a doua valoare de prag V_2 , acțiunea CAA încetează și din nou nivelul de ieșire V_o crește pronunțat. Deși limitele de nivel V_1 și V_2 de control efectiv al amplificării sînt rezultatul anumitor forme de limitare de tensiune sau curent, în unul sau mai multe dintre etajele de radiofrecvență sau de frecvență intermediară, este uzual ca limita superioară V_2 să fie în mod deliberat redusă pentru a evita probleme de instabilitate.

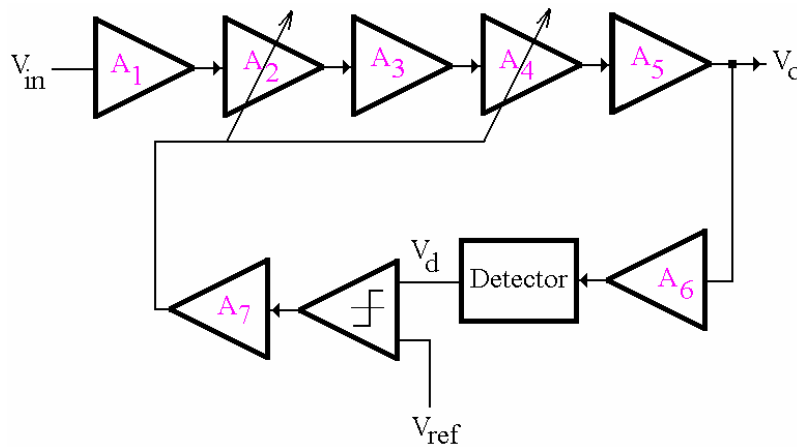


Figura 2

Figura 2 redă un exemplu de schemă bloc a unei bucle de CAA. Semnalul de eroare amplificat de A_7 controlează câștigul a două blocuri (amplificatoare sau atenuatoare), A_2 și A_4 , din lanțul principal de amplificare, în sensul menținerii constante a nivelului V_o al semnalului de ieșire, cîtă vreme nivelul semnalului de intrare se află între limitele prescrise. Nivelul pe care trebuie să ajungă semnalul de intrare pentru ca reglajul automat de amplificare să înceapă să lucreze se atinge atunci cînd $V_d \approx V_{ref}$, în acel moment fiind îndeplinită condiția

$$A_1 A_2' A_3 A_4' A_5 A_6 V_{in} \approx V_{ref} \quad (3)$$

în care A_2' și A_4' reprezintă câștigurile maxime ale elementelor A_2 și A_4 , iar eficiența detectorului se consideră unitară.

În practică se întâlnesc multe variațiuni ale schemei de bază 2, câteva posibile alternative fiind:

- Lanțul amplificator de bază (A_1 , A_2 , A_3 , A_4 și A_5) poate fi de bandă largă sau de bandă îngustă, la fel ca și amplificatorul (sau atenuatorul) A_6 din calea de reacție;
- Elementele cu câștig variabil, A_2 și A_4 , diferă mult ca tip (lege de variație), număr și poziție în circuit, în concordanță cu cerințele sistemului, aspectele importante urmărite fiind gama dinamică, frecvența de lucru, comportamentul la semnale mari, contribuția la raportul semnal zgomot, modulații parazite;
- Tipul de detector este în mod necesar legat de parametrul semnalului de ieșire care se dorește a fi stabilizat. Caracteristicile de semnal uzual de interes la ieșire pot fi: valoarea vârf-vârf, valoarea medie, valoarea eficace (puterea) sau indicele de modulație în amplitudine;
- Nivelul de referință V_{ref} poate fi fix, controlabil din exterior de operator ori modificat dinamic sub acțiunea unui algoritm specific.

O atenție deosebită în dimensionarea buclelor de CAA funcționând după principiul din figura 2 este impusă de necesitatea asigurării stabilității. Problema este mai delicată în cazul intercalării în lanțul principal de amplificare a filtrelor de bandă îngustă, în mod special a celor cu rezonatori de cuarț. Pe lângă efectul benefic al reducerii benzii de zgomot, filtrele cu caracteristică plată în banda de trecere și pante de atenuare (către zonele de blocare) abrupte, pot introduce întârzieri ale semnalului de radiofrecvență de la sute de microsecunde la zeci de milisecunde. Sistemul de CAA este stabil dacă timpul său de atac este mai lung decât întârzierea semnalului, și aceasta trebuie evaluată în condițiile cele mai dezavantajoase ale unui dezacord care plasează purtătoarea emisiunii pe flancurile filtrului, în zona de atenuare dintre -3dB și -10dB .

Deși nevoia de control (automat) a amplitudinei semnalului de radiofrecvență este legată în primul rând de blocurile analogice din fața convertorului analog-numeric, totuși, pentru scăderea costurilor (prin utilizarea unor filtre de bandă largă și asigurarea selectivității de canal prin filtrare numerică de bandă îngustă) și satisfacerea cerințelor stringente impuse de anumite scheme de modulație complexe (în special numerice, de amplitudine și fază), se aplică un CAA asemănător și în domeniul numeric. Toate elementele schemei din figura 2 se regăsesc și în acest caz, dar prin echivalentul lor numeric, așa cum reiese de exemplu în cazul schemei interne a circuitului convertor numeric și demodulator HSP50214 (INTERSIL, [3]) din figura 3-(a) și (b).

Secțiunea de CAA (eng. AGC) din figura 3-(b) ridică nivelul semnalelor slabe din banda utilă, după ce semnalele puternice și zgomotul în exces au fost eliminate de filtrarea post-conversie, pentru a asigura ca semnalele ce ajung la demodulator să corespundă unui număr suficient de biți. În filtrele trece jos post-mixare semnalele numerice sînt reprezentate pe 24 de biți, iar blocul demodulator (de amplitudine, fază sau frecvență) acceptă numai numere pe 16 biți. Prin urmare, toate semnalele care ar ieși din filtrele de canal cu nivele reprezentate pe mai puțin de 8 biți ar fi pierdute în lipsa unui CAA eficient.

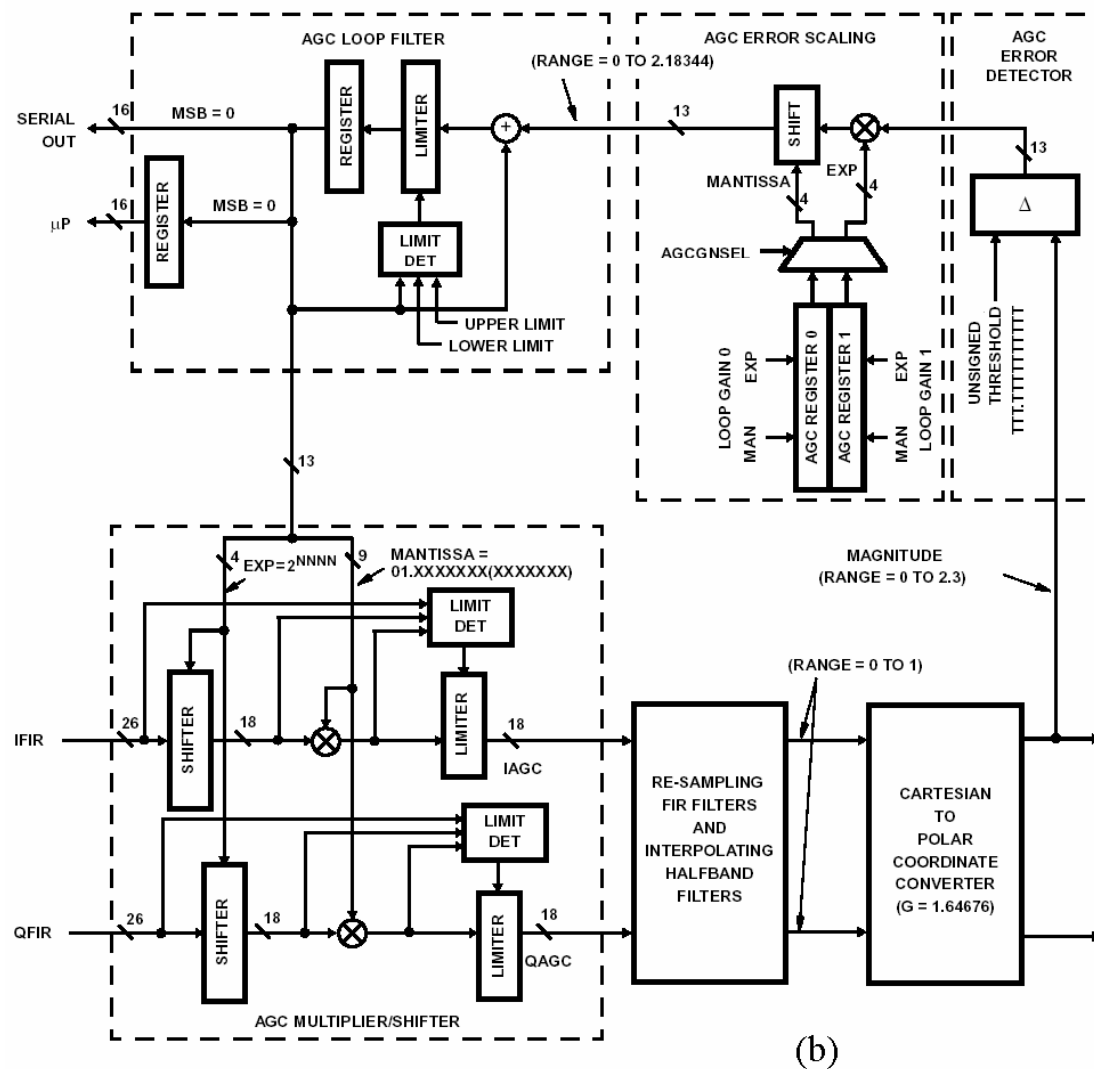
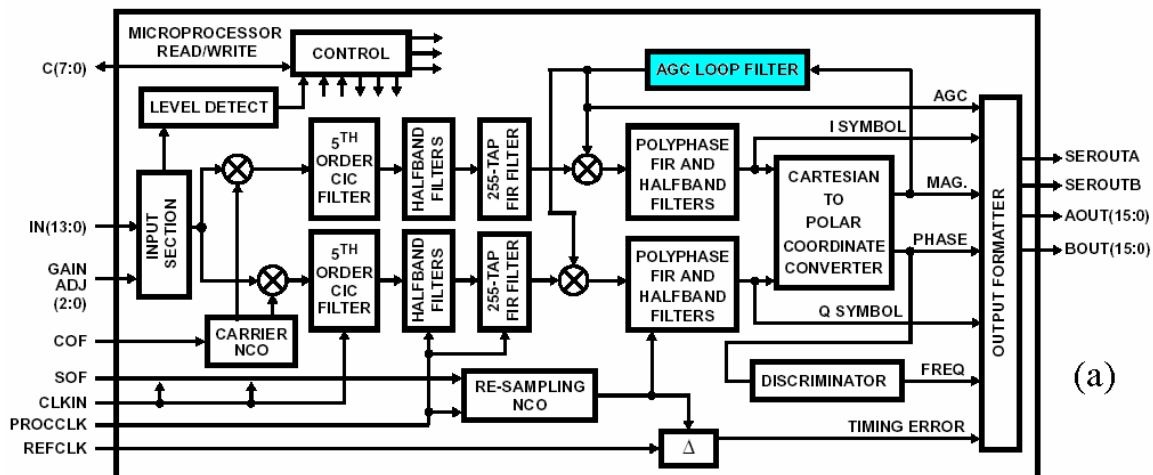


Figura 3

Așa cum s-a amintit în cazul sistemelor analogice de CAA, și pentru cele numerice realizate conform schemei din figura 2, asigurarea stabilității în toată gama dinamică a semnalelor de la intrarea receptorului este un obiectiv prioritar în proiectare. Pericolul de instabilitate dispare însă dacă “sensul de aplicare” a corecției de nivel se schimbă din “înapoi”, cum este în figura 2, în “înainte”, ca în figura 4.

Această a doua arhitectură de CAA este chiar mai ușor de implementat, în special în varianta numerică, fiind atractivă atât în radiofrecvență cât și în banda de bază. Totodată ea poate fi aplicată atât la recepție cât și la emisie.

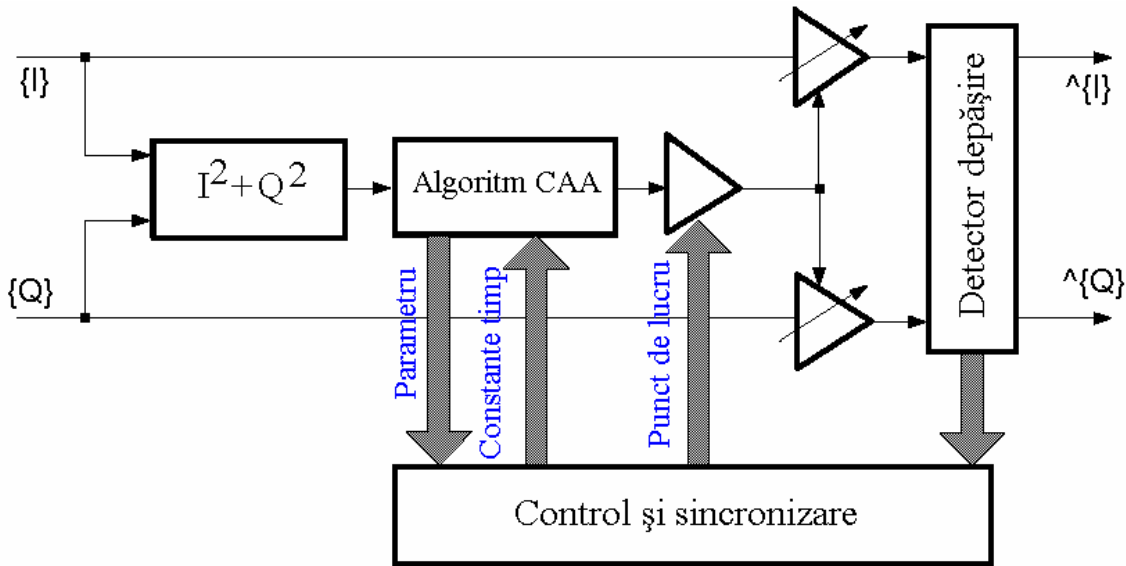


Figura 4

În varianta din figura 4 reglajul automat de nivel se aplica simultan ambelor componente ale semnalului în banda de bază (componenta în fază I și cea în cuadratură Q). Reglajul de nivel se realizează și acum în raport cu un *parametru de control* al semnalului de intrare, ales de utilizator. Valoarea parametrului este estimată pe grupe contigui de eşantioane ale componentelor I și Q . Prin algoritmul de CAA se modifică valorile eşantioanelor din grupul curent astfel încât noua valoare a parametrului de control să se apropie de o valoare fixată ca referință. Pentru un semnal real se aplică același tratament, dar cu $Q=0$.

Pentru grupul k cu câte N eşantioane preluate simultan din ambele componente ale semnalului se poate alege (de exemplu) drept parametru de control valoarea medie pătratică a modulului semnalului, RMS .

$$\begin{aligned} \{I\}_k &= \{I_0, I_1, I_2, \dots, I_{N-1}\}_k \\ \{Q\}_k &= \{Q_0, Q_1, Q_2, \dots, Q_{N-1}\}_k \\ RMS_k &= \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} (I_i^2 + Q_i^2)}_k \end{aligned} \quad (4)$$

La fiecare buffer k se determină mai întâi corecția necesară C_k de aplicat pentru a aduce parametrul de control CP la valoarea de referință $CPRF$. În practică însă corecția se aplică prin intermediul unui factor de corecție CF_k obținut prin mediere exponențială, cu coeficienți distincți de *atac* și *revenire*. Duratale procesului de *CAA* se estimează pentru cazul unor salturi nete între două nivele stabile, cum sînt cele din figura 5. Indiferent de sensul variațiilor nivelului semnalului factorul de corecție tinde asimptotic spre valoarea corecției C .

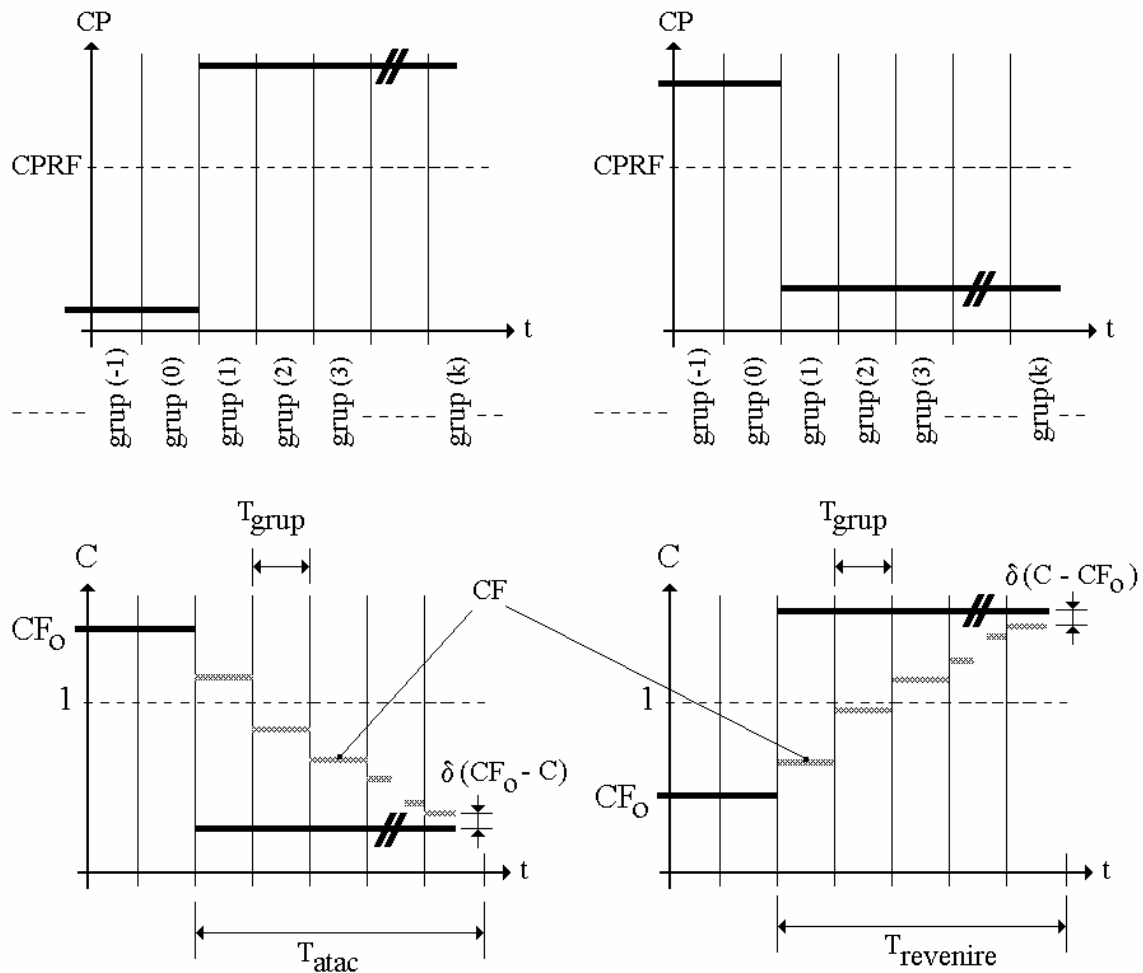


Figura 5

Cea mai completă și eficientă abordare a problemei controlului automat al nivelului semnalului o reprezintă combinația celor două metode, de reglare a nivelului atât în domeniul analogic cît și în cel numeric (ex. [4]).

BIBLIOGRAFIE

[1] - Jeffrey H. Reed, “Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering”, Prentice Hall, 2002, ISBN 0-13-081158-0

- [2] - Mercy D.V., "*A review of automatic gain control theory*", The Radio and Electronic Engineer, vol. 51, no. 11/12, 1981
- [3] ----- "*HSP50214 Programmable Downconverter*", HARRIS Semiconductor, Application note FN4266, 1997;
- [4] - John Wilson, "*WiNRADiO G-303-i PC Card HF Receiver System*", Shortwave Magazine, February 2003, pag. 24-30