

Eșantionarea reală

În subcapitolele anterioare conversia analog-numerică a fost idealizată pentru a reliefa mecanismele de bază implicate în schimbarea domeniului de reprezentare a semnalului. Evaluarea performanțelor echipamentelor radio definite-prin-program și virtuale trebuie însă să includă raportări la limitele dispozitivelor reale și de aceea, în continuare, se va completa descrierea ideală prin corecții rezultate din analiza funcționării dispozitivelor reale.

În primul rând, estimarea valorii unui eșantion este o operație consumatoare de timp pentru oricare tip (arhitectură) de convertor analog-numeric practic, iar în acest timp valoarea eșantionului trebuie menținută constantă, trebuie memorată. Cel mai uzual element de memorare a valorii eșantionului pe durata conversiei este un condensator, ca în schema generică din figura 1-(a).

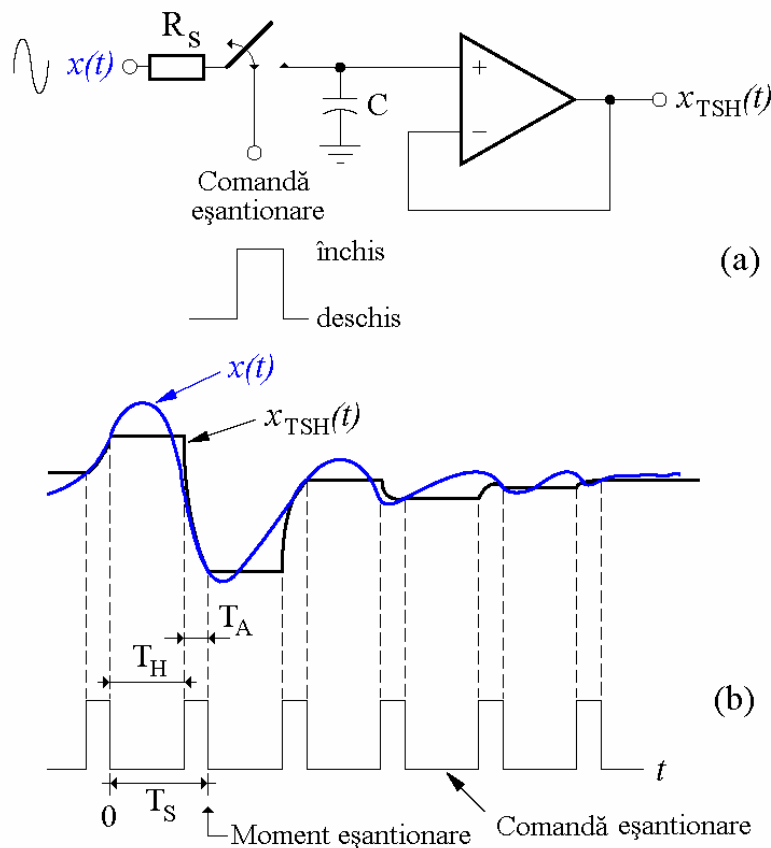


Figura 1

Evoluția în timp a succesiunii proceselor descrise în diagrama din figura 1-(b) evidențiază existența intervalului de timp T_A în care comutatorul este închis și elementul de memorare se încarcă și urmărește prin rezistența serie parazită R_s modificările valorii semnalului. Momentul eșantionării coincide cu momentul deschiderii comutatorului iar regiunea semnalului de intrare continuu variabil care contribuie la valoarea eșantionului în limitele ferestrei de timp T_A este denumită **apertură de eșantionare**.

Analiza imperfecțiunilor ansamblului de procese **urmărire-eșantionare-menținere** începe prin evidențierea efectului rezistenței serie R_s asupra răspunsului convertorului în frecvență. Pentru toate convertoarele analog-numerice actuale, constanta de timp $R_s C$ este atât de mică încă rezistența R_s nu are un efect semnificativ în banda Nyquist. În schimb, dacă convertorul analog-numeric este utilizat în regim de subeșantionare pentru o frecvență (intermediară) de intrare ridicată, pe durata T_A se consumă mai multe perioade de semnal, așa încât eșantionarea se aplică semnalului filtrat trece-jos de celula RC cu o banda de semnal mic B_{-3dB} ([1]).

$$B_{-3dB} = \frac{1}{2\pi R_s C} \quad (2.3.1)$$

Ca exemplu, se prezintă în figura 2-(a) schema de principiu a circuitului de urmărire-eșantionare-memorare cu intrare diferențială din convertorul de 14 biți/10Mps AD9240 (Analog Devices) ([2]). Condensatorii C_s joacă rolul lui C din figura 1-(a) și au valori de 4pF. Întrucât banda de semnal mic este de peste 70MHz, rezultă o rezistență serie echivalentă comutatoarelor $Q_{S1,2}$ mai mică de 570Ω. Rezistența comutatorului (în general canalul unui tranzistor MOS) crește distorsiuni armonice totale, cum se arată în figura 2-(c), datorită comportamentului neliniar la nivele mari ale semnalului de intrare.

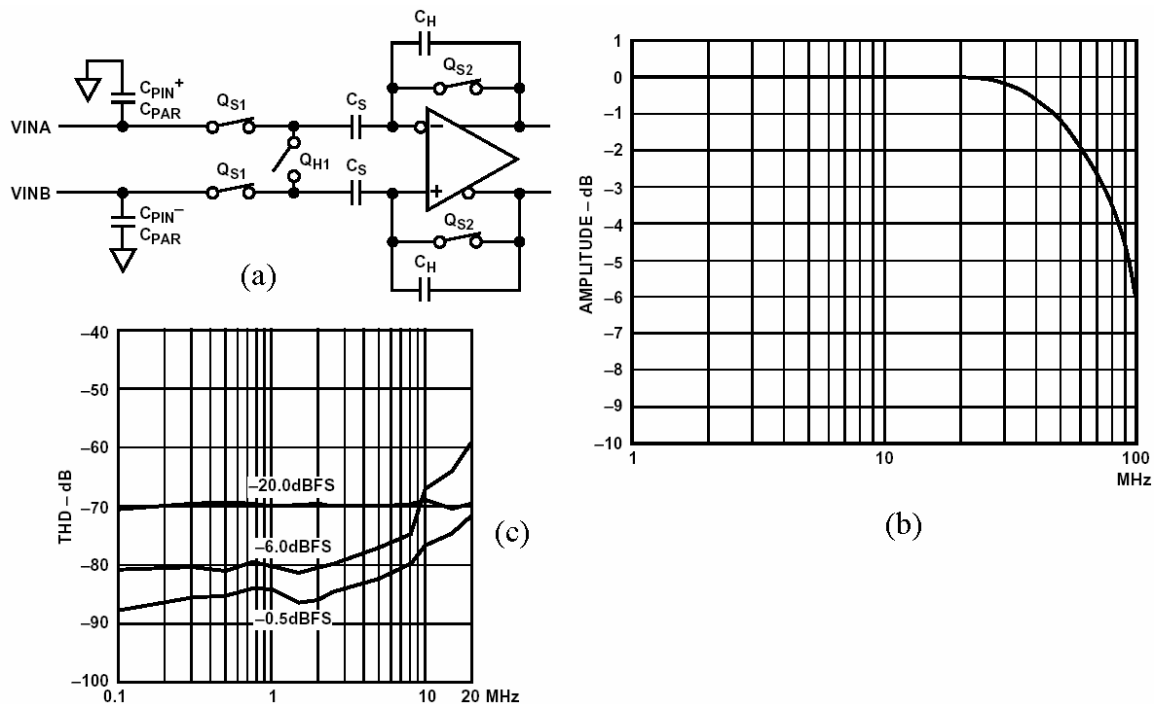


Figura 2

În convertoarele practice, comanda externă de eșantionare ajunge să fie executată de comutator cu o anumită întârziere τ_A datorată etajelor intermediare de formare, deși timpul mediu între două eșantionări succesive rămâne constant T_s . Această întârziere a aperturii τ_A , ilustrată în figura 3, este o sursă de zgomot, **zgomot de apertură**, deoarece

durata ei este marcată de o incertitudine ε cauzată de variațiile suferite de praguri de nivel interne dispozitivului din cauza zgomotului termic și a fluctuațiilor tensiunii sursei de alimentare. Contribuția surselor de alimentare se poate minimiza prin stabilizarea și filtrarea lor adecvată.

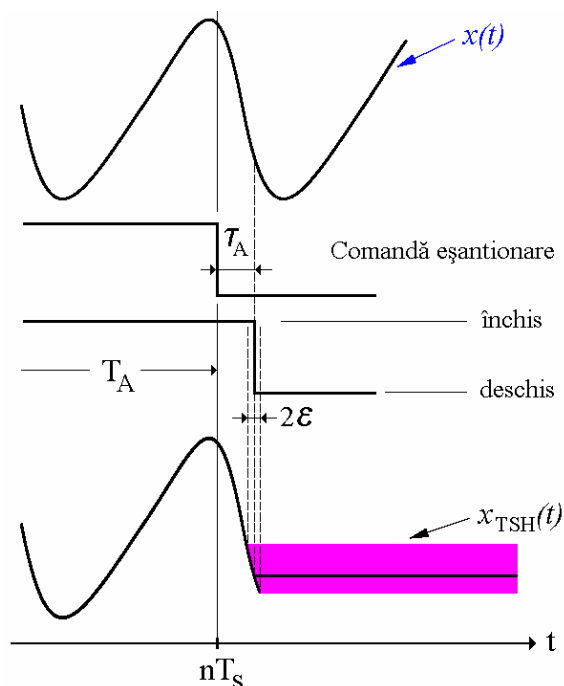


Figura 3

În sistemele de comunicații, zgomotul aperturii generează incertitudine asupra fazei semnalului eșantionat, mărește fundalul general de zgomot și crește perturbațiile intersimbol la transmisiile de date de mare viteză. Aceste efecte sînt direct proporționale cu viteza de variație a schimbărilor de nivel în semnalul eșantionat. În consecință, semnalele de frecvență ridicată suferă o degradare mai mare a acurateții valorii eșantioanelor datorită zgomotului aperturii decît semnalele de frecvență mică (deși incertitudinea aperturii ε este aceeași) ([3], [4]).

Luînd în considerație ulterioara cuantizare a fiecărui eșantion de semnal, dacă eroarea introdusă de incertitudinea aperturii depășește distanța dintre două nivele succesive de cuantizare Δ apar erori de neînlăturat. Pentru cazul unui semnal de intrare $x(t)$ sinusoidal de amplitudine maxim admisă de convertor V

$$x(t) = V \sin(2\pi f_c t)$$

$$x(nT_s + \tau_A + \varepsilon) \approx x(nT_s + \tau_A) + \varepsilon \left. \frac{dx}{dt} \right|_{nT_s + \tau_A} \quad (2)$$

viteza de variație a valorilor semnalului este dată de derivata acestuia în raport cu timpul.

$$\frac{dx}{dt} = 2\pi f_c V \cos(2\pi f_c t) \quad (3)$$

Condiția ca un cuantizor de N biți să nu eroneze nici un eșantion al semnalului $x(t)$ limitează superior frecvența semnalului.

$$\varepsilon \max \left(\left| \frac{dx}{dt} \right| \right) \leq \frac{V}{2^N} \quad \Rightarrow \quad f_c \leq \frac{1}{2^N \pi \varepsilon} \quad (4)$$

De exemplu, un convertor analog-numeric de 14biți poate să își mențină acuratețea la o frecvență a semnalului de intrare de 5MHz dacă incertitudinea aperturii este de cel mult 4ps.

Uzual, convertoarele analog-numerice sînt caracterizate de producători prin valoarea medie pătratică a variațiilor aperturii, astfel încît raportul semnal-zgomot de apertură RSZ_a pentru un semnal de intrare sinusoidal se poate estima prin relația (5).

$$RSZ_a = -20 \log_{10} \left(\sqrt{2} \pi f_c \varepsilon_{rms} \right) \quad [dB] \quad (5)$$

Întrucît în prezent, pentru reducerea costurilor părții de radiofrecvență a echipamentelor de radiocomunicații, se extinde tendința de utilizare a convertoarelor analog-numerice în regim de subeșantionare la frecvențe intermediare cît mai înalte sau direct la semnalele captate de antene, zgomotul de apertură devine un criteriu de selecție foarte important. Spre exemplificare, pentru convertorul de 14biți/10Msps AD9240 ([2]) fabricantul specifică $\varepsilon_{rms}=4ps$, ceea ce conduce pentru o frecvență intermediară de 45MHz la un raport semnal-zgomot de apertură de numai -62dB (cu peste 20dB mai prost decît raportul semnal-zgomot de cuantizare)!

BIBLIOGRAFIE

- [1] – Mike Koen, “*High Speed Data Conversion*”, BURR-BROWN, Application Note AB-027A, 1991
- [2] - ----- “AD9240 Complete 14-bit, 10MSPS Monolithic A/D Converter”, Analog Devices
- [3] - Mark Sauerwald, “*Effects of Aperture Time and Jitter in a Sampled Data System*”, National Semiconductors, Application Note AD-03, 1994
- [4] Brad Brannon, “*Aperture Uncertainty and ADC System Performance*”, ANALOG DEVICES, Application Note AN-501;