

CONVERTOARE ANALOG-NUMERICE – ADC

Autor: Conf.dr.ing. Constantin Harja

V.4. ADC CU INTEGRARE

Un criteriu de clasificare al ADC se poate stabili și funcție de faptul dacă acestea sunt *integratoare* sau *neintegratoare*. Prin aceste denumiri se face referire la includerea unor operații de integrare în principiul de funcționare al ADC. Se poate constata că de fapt acest criteriu de clasificare este cel fundamental, fiindcă separă ADC în două categorii distincte, în ceea ce privește viteza și rejecția perturbațiilor.

Astfel, ADC neintegratoare măsoară valoarea instantanee a tensiunii de intrare, fapt pentru care, în general, trebuie precedate de circuite de eșantionare-memorare. Sunt circuite de viteză, dar prezintă dezavantajul că perturbațiile suprapuse peste semnalul util sunt foarte greu de eliminat sau redus, prin mijloace *hardware*. Și aceasta, fiindcă soluția cea mai simplă de reducere a perturbațiilor, care este filtrarea, intră în contradicție cu viteza de conversie. Ca urmare, chiar dacă rămân la dispoziție tehnicile antiperturbative numerice, eficiența acestora este proporțională cu nivelul inițial al perturbațiilor, deoarece raportul de rejecție realizat are valoare limitată. Cele mai reprezentative ADC, care intră în categoria de neintegratoare, sunt cele cu funcționare paralel, cu aproximații succesive, cu rampă liniară și cu rampă în trepte.

Spre deosebire de acestea, ADC integratoare convertesc numeric valoarea medie a tensiunii de intrare pe un anumit interval de timp, prin integrarea acestei tensiuni. Din acest fapt decurg două consecințe și anume: ca dezavantaj rezultă viteza mică de conversie, iar ca avantaj este filtrarea implicită a tensiunii de intrare, fiindcă orice integrator constituie un filtru trece-jos, care asigură o rejecție a perturbațiilor serie. În categoria ADC integratoare intră cele cu conversiune intermediară în frecvență (convertoare tensiune-frecvență) și cele cu conversiune intermediară în timp (cu simplă integrare, cu dublă integrare și cu multiplă integrare), datorită faptului că timpul și frecvența sunt două mărimi analogice care pot fi măsurate numeric direct.

V.4.1. REJECȚIA PERTURBAȚIILOR SERIE LA ADC CU INTEGRARE

Valoarea medie pe o perioadă a unui semnal alternativ fiind zero, raportul de rejecție serie, *RRS* depinde de timpul de integrare și de relația acestuia cu perioada semnalului perturbator. Fiindcă semnalul perturbator cel mai puternic și răspândit provine din rețeaua de curent alternativ, majoritatea ADC cu integrare au timpul de conversie corelat cu perioada acestui semnal, adică este un multiplu de 20 ms, tipic 100 ms.

În general, *RRS* este o funcție periodică de frecvența semnalului perturbator. Pentru a o evalua se consideră un semnal perturbator sinusoidal:

$$v_p = V_m \sin \omega t, \quad (V.15)$$

suprapus peste semnalul util care în cazul ADC cu integratoare trebuie să fie o tensiune continuă sau lent variabilă. Dacă se notează cu T timpul de integrare al ADC, valoarea medie a semnalului perturbator va avea expresia:

$$V_{\text{med}} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} V_m \sin \omega t = \frac{2V_m}{\omega T} \sin \omega \left(t + \frac{T}{2} \right) \sin \frac{\omega T}{2}. \quad (\text{V.16})$$

Valoarea maximă a tensiunii medii, conform (V.16), este: T

$$V_{\text{med}}^{\text{max}} = \frac{2V_m}{\omega T} \sin \frac{\omega T}{2}, \quad (\text{V.17})$$

iar valoarea maximă a semnalului perturbator se consideră V_m . Având în vedere relația de definiție, se obține pentru RRS următoarea expresie:

$$RRS = 20 \log \frac{V_m}{V_{\text{med}}^{\text{max}}} = 20 \log \left| \frac{\pi f T}{\sin \pi f T} \right|, \quad (\text{V.18})$$

unde f reprezintă perioada semnalului perturbator. Dacă se reprezintă grafic (V.18) în coordonate logaritmice, graficul RRS funcție de produsul fT arată ca în Fig.V.8.

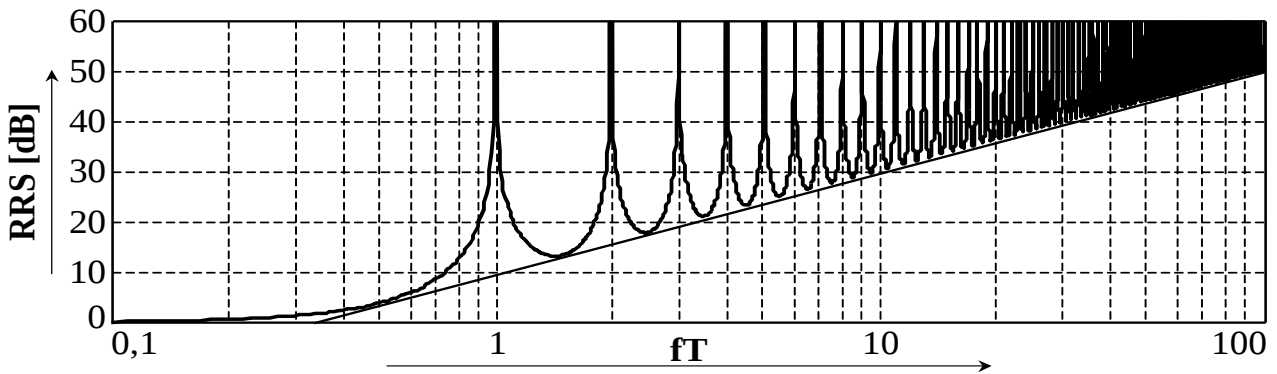


Fig.V.8. Reprezentarea grafică a RRS , în coordonate logaritmice.

Din (V.18) și Fig.V.8 se observă că pentru valori întregi ale produsului fT (T multiplu întreg de perioade $1/f$) $\sin \omega t \rightarrow 0$ și $RRS \rightarrow \infty$, iar în rest valoarea minimă a RRS crește proporțional cu fT .

V.4.2. ADC CU DUBLĂ INTEGRARE

Deși, *ADC cu dublă integrare, dublă pantă sau dublă rampă*, este un circuit clasic, cunoscut de la alte discipline anterioare, este reluat pe scurt și în acest context doar pentru a constitui un punct de plecare pentru alte tipuri de *ADC* cu integrare.

Schema de principiu a *ADC* cu dublă rampă este reprezentată în Fig.V.9. În regim de așteptare, care intervine între două cicluri de conversie, comutatorul $S = 2$, tensiunea de la ieșirea integratorului – U_1 are valoarea $v_i > 0$, comparatorul – U_1 se află în starea logică 0, deci poarta P este blocată. La apariția comenzii de start conversie, blocul de comandă – BC încarcă numărătorul – N cu un număr N_1 egal sau apropiat cu capacitatea maximă a acestuia și trece comutatorul în poziția $S = 1$. Ca urmare, tensiunea v_i devine liniar descrescătoare cu panta dependentă de nivelul v_x , iar la trecerea prin zero poarta este validată și numărătorul începe să se decrementeze.

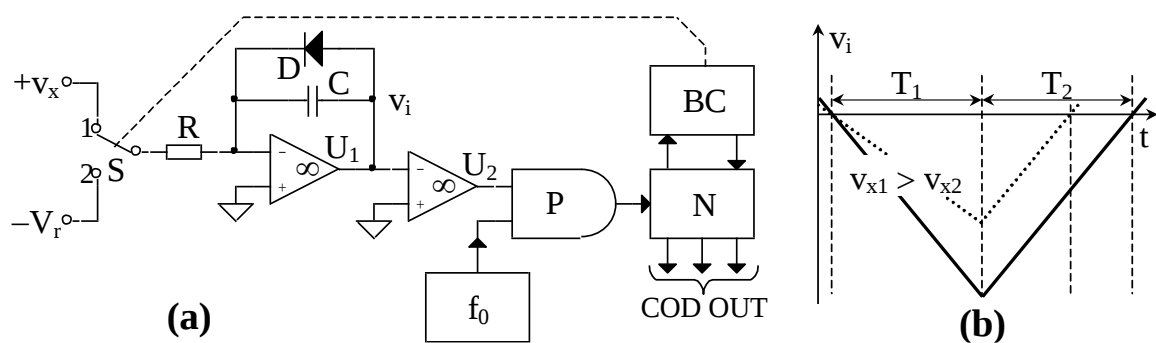


Fig.V.9. Principiul de funcționare al ADC cu dublă rampă:
(a) – schema de principiu; (b) – forme de undă caracteristice.

La trecerea numărătorului prin zero, BC comandă $S = 2$ și inversarea sensului de numărare al numărătorului, ca urmare v_i își schimbă sensul de variație devenind liniar crescătoare cu pantă constantă determinată de V_r . Acest proces continuă până când v_i trece din nou prin zero spre valori pozitive și comparatorul blochează poarta.

Dacă se notează cu $f_0 = 1/T_0$ frecvența impulsurilor de tact, se pot scrie relațiile:

$$v_i(t) = -\frac{V_x}{RC}t \quad \text{și} \quad v_i(T_1) = -\frac{V_x}{RC}T_1, \quad (V.19)$$

valabile pentru prima rampă ($S = 1$), iar pentru a doua rampă ($S = 2$):

$$v_i(t) = v_i(T_1) + \frac{V_r}{RC}t, \quad \text{și} \quad v_i(T_2) = 0, \quad (V.20)$$

de unde se obține relația:

$$v_x = V_r \frac{T_2}{T_1}. \quad (V.21)$$

Dacă pe intervalul T_2 numărătorul a înregistrat N_2 impulsuri, având în vedere că $T_1 = N_1 T_0$ și $T_2 = N_2 T_0$, din (V.21) rezultă expresia caracteristicii de transfer a ADC:

$$N_2 = \frac{N_1}{V_r} v_x. \quad (V.22)$$

Prin urmare, N_2 este proporțional cu v_x , constanta de proporționalitate fiind N_1/V_r . Se observă că în relația de mai sus nu intervin mărimile f_0 , R și C , fapt ce contribuie substanțial la eliminarea unor surse importante de erori.

Din considerente de rejecție a perturbațiilor (pct.V.4.1), durata T_1 de integrare a tensiunii de intrare se alege egală cu un multiplu al perioadei tensiunii de rețea, 20 ms în cazul rețelelor de 50 Hz. Frecvența rețelei ne fiind riguros constantă, acest fapt afectează negativ rejecția perturbațiilor.

Din considerentul de mai sus, ADC cu dublă rampă mai performante pot avea durata de integrare T_1 egală riguros cu un multiplu de perioade ale tensiunii de rețea, prin sincronizarea frecvenței de tact cu frecvența rețelei, cu ajutorul unei bucle cu calare de fază, PLL (**Phase-Locked-Loop**), conform Fig.V.10. Bucla PLL este constituită dintr-un comparator de fază, *COMP.FAZĂ*, care comandă *VCO* (**Voltage Controlled Oscillator**), astfel încât semnalele de intrare să fie în fază.

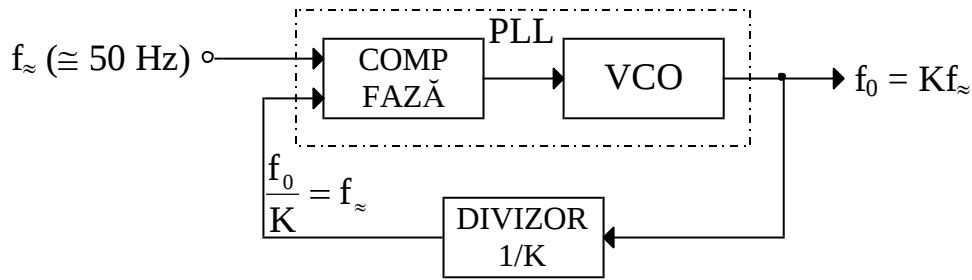


Fig.V.10. Sincronizarea frecvenței de tact cu frecvența rețelei de c.a.

Plecând de la principiul ADC cu dublă rampă sau dezvoltat o serie de ADC cu integrare și mai multe pante, care urmăresc atingerea a două obiectiv principale și anume, fie reducerea timpului de conversie, fie creșterea rezoluției de conversie.

V.4.3. ADC CU MAI MULTE PANTE PENTRU CREȘTEREA VITEZEI

Durata T_1 a ciclului de conversie al unui ADC cu dublă rampă nu poate fi redusă sub 20 ms, din motive de rejecție. Ca urmare, singura posibilitate de reducere mai departe a timpului de conversie rămâne reducerea duratei T_2 . În acest scop, se cunosc ADC cu dublă integrare în trei pante, care pentru aducerea integratorului la zero utilizează inițial o descărcare cu pantă de zece ori mai mare, pentru reducerea duratei T_2 , iar în final se revine la o panta normală pentru a se asigura rezoluția dorită. Pe durata descărcării cu pantă mare, impulsurile de tact sunt introduse într-un rang superior al numărătorului, iar pe durata descărcării cu pantă normală impulsurile de tact sunt introduse la intrarea numărătorului (rangul cel mai puțin semnificativ).

O altă variantă de ADC din această categorie are la bază integrarea cu mai multe pante, conform diagramei temporale reprezentată în Fig.V.11. Prima pantă a integratorului – $v_{i1}(t)$ este identică cu cea de la ADC cu dublă rampă și anume:

$$v_{i1}(t) = -\frac{v_x}{RC}t \quad \text{și} \quad v_{i1}(T_1) = V_{i1} = -\frac{v_x}{RC}T_1, \quad \text{unde} \quad T_1 = N_1\tau. \quad (V.23)$$

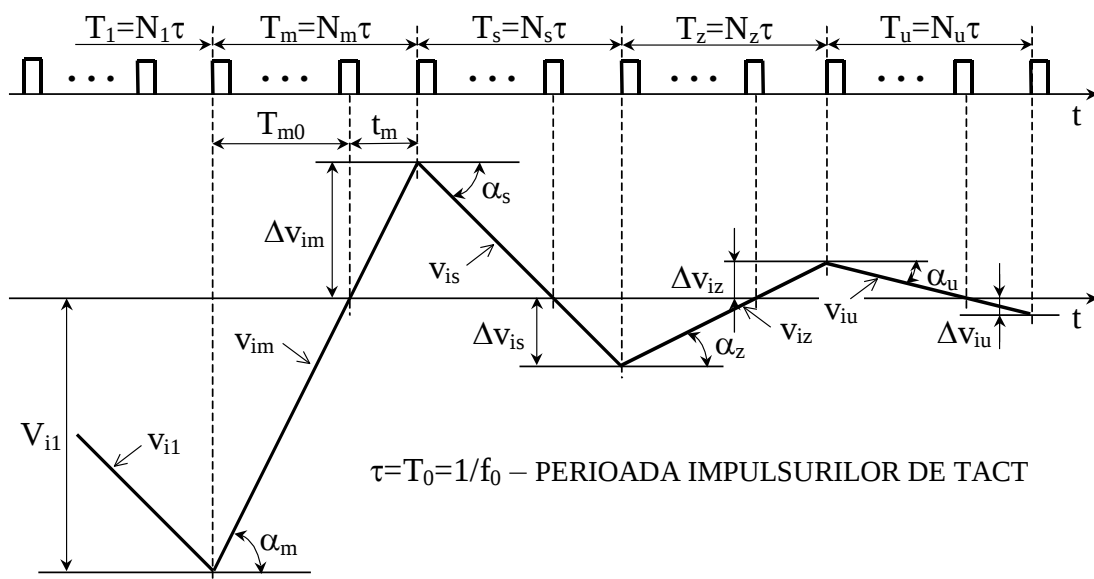


Fig.V.11. Diagrama temporală pentru un ADC cu mai multe pante.

A doua fază a procesului de dublă integrare se realizează după mai multe pante, aranjate în progresie geometrică cu rația 10:

$$\frac{dv_{im}}{dt} = -10 \frac{dv_{is}}{dt} = 100 \frac{dv_{iz}}{dt} = -1000 \frac{dv_{iu}}{dt};$$

sau:

$$\text{tg}\alpha_m = -10\text{tg}\alpha_s = 100\text{tg}\alpha_z = -1000\text{tg}\alpha_u.$$

(V.24)

Schema ADC cu mai multe pante este asemănătoare cu a celui cu dublă rampă, cu deosebirea că, comutatorul are mai multe poziții, iar tensiunea de referință (sau rezistența R) are mai multe valori pozitive și negative, conform (V.24). Totodată, numărătorul are 4 ranguri zecimale și posibilitatea ca fiecare rang să fie incrementat sau decrementat individual. Intervalele de timp în care se face numărarea pe cursa inversă sunt T_m pentru rangul miilor, T_s pentru rangul sutelor, T_z pentru rangul zecilor și T_u pentru rangul unităților. Aceste intervale de timp sunt delimitate de primul front crescător al impulsurilor de tact care apare după trecerea prin zero a tensiunii integratorului. După expirarea intervalului de timp T_1 , urmează panta de măsurare cu ponderea miilor, în care se înregistrează N_m impulsuri în rangul miilor al numărătorului, pe durata de timp T_m . Din cauza caracterului discret al numărării, intervalul T_m va fi mai mare decât T_{m0} , care reprezintă măsura exactă a lui v_x , cu cel mult o perioadă de tact $\tau = T_0$, altfel spus, cifra miilor este rotunjită prin adaos. Prin urmare, tensiunea integratorului va depăși trecerea prin zero cu o anumită cantitate:

$$\Delta v_{im} = \frac{dv_{im}}{dt} t_m \leq q_m = \frac{dv_{im}}{dt} \tau, \quad \text{deoarece} \quad t_m \leq \tau; \quad (\text{V.25})$$

unde q_m reprezintă cuanta de conversie (rezoluția) corespunzătoare rangului miilor.

Pe durata T_m , tensiunea integratorului, v_{im} , variază conform relației:

$$v_{im}(t) = V_{i1} + \frac{dv_{im}}{dt} t = -\frac{v_x}{RC} T_1 + \frac{dv_{im}}{dt} t, \quad (\text{V.26})$$

iar la expirarea intervalului de timp T_m , (V.26) devine:

$$v_{im}(T_m) = \Delta v_{im} = -\frac{v_x}{RC} T_1 + \frac{dv_{im}}{dt} T_m, \quad (\text{V.27})$$

din care, având în vedere că $T_1 = N_1 \tau$ și $T_m = N_m \tau$, unde $\tau = T_0 = 1/f_0$, rezultă:

$$v_x = \frac{RC}{N_1} \left(N_m \frac{dv_{im}}{dt} - \frac{\Delta v_{im}}{\tau} \right). \quad (\text{V.28})$$

Pentru obținerea valorii exacte a tensiunii v_x trebuie determinată tensiunea reziduală Δv_{im} , printr-un nou proces de integrare corespunzător rangului sutelor:

$$v_{is}(t) = \Delta v_{im} - \frac{dv_{is}}{dt} t. \quad (\text{V.29})$$

În mod analog, la expirarea $T_s = N_s \tau$ și rampa v_{is} depășește trecerea prin zero cu:

$$v_{is}(T_s) = -\Delta v_{is} = \Delta v_{im} - \frac{dv_{is}}{dt} T_s \leq q_s = \frac{dv_{is}}{dt} \tau, \quad (\text{V.30})$$

care introdusă în (V.28), conduce la relația:

$$v_x = \frac{RC}{N_1} \left(N_m \frac{dv_{im}}{dt} - N_s \frac{dv_{is}}{dt} + \frac{\Delta v_{is}}{\tau} \right). \quad (\text{V.31})$$

Tensiunea reziduală Δv_{is} se determină prin integrare pe rampa zecilor:

$$v_{iz}(t) = -\Delta v_{is} + \frac{dv_{iz}}{dt} t. \quad (V.32)$$

La expirarea duratei $T_z = N_z \tau$ rampa v_{iz} depășește trecerea prin zero cu cantitatea:

$$v_{iz}(T_z) = \Delta v_{iz} = -\Delta v_{is} + \frac{dv_{iz}}{dt} T_z \leq q_z = \frac{dv_{iz}}{dt} \tau, \quad (V.33)$$

care introdusă în (V.31), conduce la relația:

$$v_x = \frac{RC}{N_1} \left(N_m \frac{dv_{im}}{dt} - N_s \frac{dv_{is}}{dt} + N_z \frac{dv_{iz}}{dt} - \frac{\Delta v_{iz}}{\tau} \right). \quad (V.34)$$

În final, se determină tensiunea Δv_{iz} printr-o integrare pe rampa unităților:

$$v_{iu}(t) = \Delta v_{iz} - \frac{dv_{iu}}{dt} t. \quad (V.35)$$

La expirarea duratei $T_u = N_u \tau$ rampa v_{iu} depășește trecerea prin zero cu cantitatea:

$$v_{iu}(T_u) = -\Delta v_{iu} = \Delta v_{iz} - \frac{dv_{iu}}{dt} T_u \leq q_u = \frac{dv_{iu}}{dt} \tau, \quad (V.36)$$

care introdusă în (V.34), conduce la relația:

$$v_x = \frac{RC}{N_1} \left(N_m \frac{dv_{im}}{dt} - N_s \frac{dv_{is}}{dt} + N_z \frac{dv_{iz}}{dt} - N_u \frac{dv_{iu}}{dt} + \frac{\Delta v_{iu}}{\tau} \right). \quad (V.37)$$

Având în vedere relațiile (V.24) dintre pante și considerând că:

$$\frac{dv_{iu}}{dt} = \frac{V_r}{RC}, \quad (V.38)$$

se obține:

$$v_x = \frac{V_r}{N_1} \left(1000N_m - 100N_s + 100N_z - N_u + \frac{\Delta v_{iu}}{q_u} \right). \quad (V.39)$$

unde:

$$q_u = \frac{dv_{iu}}{dt} \tau = \frac{V_r}{RC} \tau. \quad (V.40)$$

Prin urmare, valoarea tensiunii de intrare $-v_x$ poate fi exprimată prin numărul:

$$N_2 = \frac{N_1}{V_r} v_x = 1000N_m - 100N_s + 10N_z - N_u, \quad (V.41)$$

cu o eroare mai mică decât unitatea.

Timpul de conversie al *ADC* cu mai multe pante poate fi comparat cu cel al unui *ADC* cu dublă rampă. Astfel, pentru *ADC* cu dublă rampă durata conversiei este :

$$T_{cdp} = T_1 + T_2 = (N_1 + N_2) \tau, \quad (V.42)$$

iar pentru *ADC* cu mai multe pante durata conversiei are valoarea:

$$T_{cmp} = T_1 + T_m + T_s + T_z + T_u = (N_1 + N_m + N_s + N_z + N_u) \tau, \quad (V.43)$$

deci:

$$T_{cmp} \leq (N_1 + 36) \tau < T_{cdp} = (N_1 + N_2) \tau, \text{ fiindcă } 36 \ll N_2 \leq 9999. \quad (V.44)$$

Dacă se admite că $N_{2max} = N_1 = 9999$, rezultă că $T_{cmp(max)} \cong N_1 T_0 = (1/2) T_{cdp(m)}$. Prin urmare, deși T_2 scade radical, viteza de conversie nu poate crește mai mult de 2 ori.

V.4.4. ADC CU MAI MULTE PANTE PENTRU CREȘTEREA PRECIZIEI

O soluție utilizată în scopul creșterii preciziei de conversie constă în introducerea unor cicluri suplimentare de integrare, pentru reducerea influenței erorilor statice ale circuitelor componente. Schema de principiu a unui astfel de ADC, cunoscut și sub denumirea de *ADC cu integrare în patru pante* sau *ADC cu dublă integrare și corecție în patru pante*, este reprezentată în Fig.V.12.

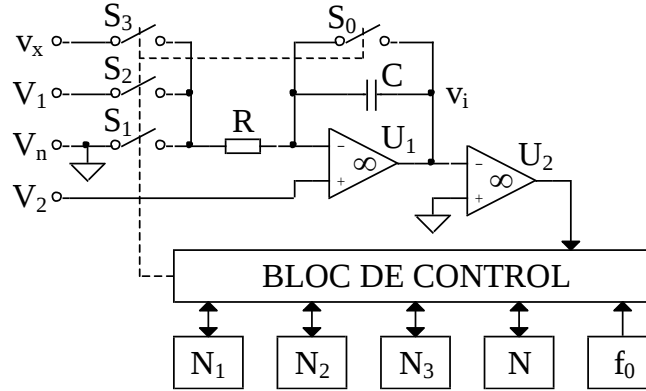


Fig.V.12. Schema de principiu a unui ADC cu integrare în patru pante.

Un ciclu de conversie cuprinde 6 faze, în afara fazei de așteptare. Variația în timp a tensiunii de la ieșirea integratorului, v_i , este reprezentată în Fig.V.13, unde cu V_n s-a notat potențialul masei de semnal, iar V_1 și V_2 reprezintă 2 tensiuni de referință pozitive, îndeplinind condiția $V_1 = 2V_2$. Tensiunea de intrare v_x poate fi atât pozitivă cât și negativă dacă se respectă condiția $|v_x| < V_2$.

Faza de integrare F_0 începe cu conectarea comutatorului S_2 , pentru ca tensiunea integratorului, v_i să fie adusă la zero, prin urmare este o fază de inițializare.

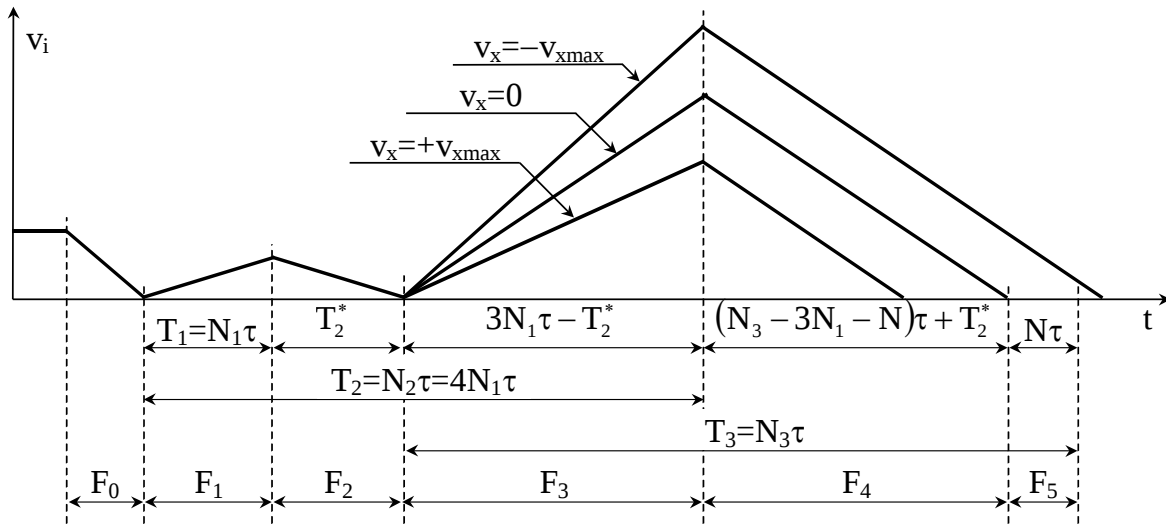


Fig.V.13. Diagrama temporală pentru un ADC cu patru pante.

În faza F_1 , se conectează S_1 și se pornesc numărătoarele N_1 și N_2 , care numără impulsuri de tact cu perioada $\tau = 1/f_0$, până la niște valori fixe, anume N_1 și $N_2 = 4N_1$.

Pe durata $T_1 = N_1\tau$, a fazei F_1 , se integrează V_n , apoi începe faza F_2 prin conectarea S_2 și aducerea tensiunii v_i din nou la zero. Durata T_1 fiind fixă, rezultă că durata T_2^* va fi variabilă, în funcție de tensiunea totală de decalaj din schemă.

Faza F_3 debutează prin conectarea comutatorului S_3 și pornirea numărătorului N_3 , care va număra până la o valoare fixă N_3 și se încheie la un moment de timp prestabilit și anume la expirarea duratei $T_2 = 4N_1\tau$.

Faza F_4 începe cu conectarea S_2 și aducerea tensiunii v_i la zero. Momentul $v_i = 0$ constituie terminarea fazei F_4 și startul fazei F_5 , când se pornește numărătorul N .

Faza F_5 durează până când expiră intervalul de timp $T_3 = N_3\tau$, iar conținutul numărătorului N reprezintă valoarea numerică a tensiunii v_x , care poate fi exprimată în cod binar deplasat sau în cod complementar față de 2, conform pct.IV.1.

În *Fig.V.13* s-au trasat diagramele pentru $v_x = +v_{x\max}$, 0 , $-v_{x\max}$, intervalul de timp $N\tau$ fiind figurat numai pentru $v_x = 0$, chiar dacă în acest caz ar trebui să fie zero.

Pentru prima dublă integrare – fazele F_1 și F_2 , se poate scrie relația:

$$-\frac{V_n - V_2}{RC} N_1\tau = \frac{V_1 - V_2}{RC} T_2^*, \quad (V.45)$$

iar pentru a doua dublă integrare – fazele F_3 și F_4 , este valabilă relația:

$$-\frac{v_x - V_n}{RC} (3N_1\tau - T_2^*) = \frac{V_1 - V_2}{RC} [(N_3 - 3N_1 - N)\tau + T_2^*]. \quad (V.46)$$

Rezolvând sistemul de ecuații (V.45) și (V.46), se obține:

$$N = N_3 - N_1 \frac{V_1 - v_x}{V_1 - V_2} \left(3 - \frac{V_2 - V_n}{V_1 - V_2} \right). \quad (V.47)$$

Dacă se consideră o tensiune echivalentă de decalaj – V_d suprapusă peste tensiunea V_2 , având în vedere faptul că $V_2 = V_1/2$ și $V_n = 0$, din (V.47) rezultă:

$$N = N_3 - 4N_1 \frac{V_1 - v_x}{V_1 - 2V_d} \cdot \frac{V_1 - 4V_d}{V_1 - 2V_d}, \quad (V.48)$$

expresie care poate fi pusă sub următoarea formă mai explicită:

$$N = N_3 - 4N_1 \frac{V_1 - v_x}{V_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{4V_d^2}{V_1(V_1 - 4V_d)}} \cong N_3 - 4N_1 \frac{V_1 - v_x}{V_1} \cdot \frac{1}{1 + 4\left(\frac{V_d}{V_1}\right)^2}, \quad (V.49)$$

unde s-a considerat că $4V_d \ll V_1$. În cazul ideal când $V_d = 0$, (V.48)-(V.49) devenind:

$$N^* = N_3 - 4N_1 \frac{V_1 - v_x}{V_1}, \quad (V.50)$$

se poate calcula eroarea generată de tensiunea totală de decalaj $\Delta N = N - N^* \rightarrow 0$.

Dacă în același mod ca mai sus, se calculează eroarea generată de tensiunile de decalaj și în cazul *ADC* cu dublă rampă, se poate constata că aceasta este cu aproximativ două ordine de mărime mai mare decât în cazul *ADC* cu patru rampe.

O altă metodă de integrare cu mai multe pante, deosebit de eficace în reducerea erorilor statice ale schemei electronice, este implementată printr-un *ADC* cu dublă integrare multiplu repetată. Și în acest caz, se utilizează două tensiuni de referință, V_1 și V_2 , dubla integrare fiind repetată de șase ori pentru fiecare din următoarele perechi de tensiuni: $(-v_x/V_2)$, $(V_1/-V_2)$, $(-V_2/V_2)$, $(V_2/-V_2)$, $(-V_1/V_2)$ și în fine, $(v_x/-V_2)$.

V.5. CONVERTOARE TENSIUNE-FRECVENȚĂ

Convertoarele tensiune-frecvență, *VFC* (*Voltage to Frequency Converter*) intră în categoria *ADC* cu conversiune intermediară în frecvență. *VFC* pot fi foarte utile acolo unde viteza de conversie nu este critică. Un mare avantaj al *VFC* îl constituie posibilitatea de prelucrare locală a informației și transmiterea rezultatului la distanță, fără sau cu izolare galvanică. Frecvența este o mărime mult mai insensibilă la perturbații, comparativ cu nivelul. Izolarea galvanică, atunci când este necesară, se poate realiza simplu prin transformator de impulsuri sau prin optocuplor.

Există o mare varietate de scheme și posibilități de realizare a *VFC*. Însă toate acestea funcționează în general după următoarele două principii de bază:

- încărcarea și descărcarea unui condensator de integrare, între două nivele de referință, la un curent proporțional cu tensiunea de măsurat;
- compararea tensiunii de măsurat cu valoarea medie a unui șir de impulsuri de arie constantă și perioadă de repetiție variabilă; aceste *VFC* au la bază metodele de compensare sau echilibrare, deci reacție negativă, fiind cunoscute și sub denumire de *VFC cu acumulare* sau *echilibrare de sarcină*.

Având în vedere aspectul menționat mai sus, în cele ce urmează va fi ilustrat doar principiul de funcționare al celor două mari categorii constructive de *VFC*.

V.5.1. VFC CU CONDENSATOR DE INTEGRARE

Principiul de funcționare al unui *VFC* cu condensator de integrare este ilustrat în *Fig.V.14*. Pe durata de timp T_1 , în care $S_1 = 2$ și $S_2 = 1$, variația tensiunii de ieșire a integratorului, v_i , este descrisă de relația:

$$v_i(t) = -V_r + \frac{v_x}{RC} t. \quad (V.51)$$

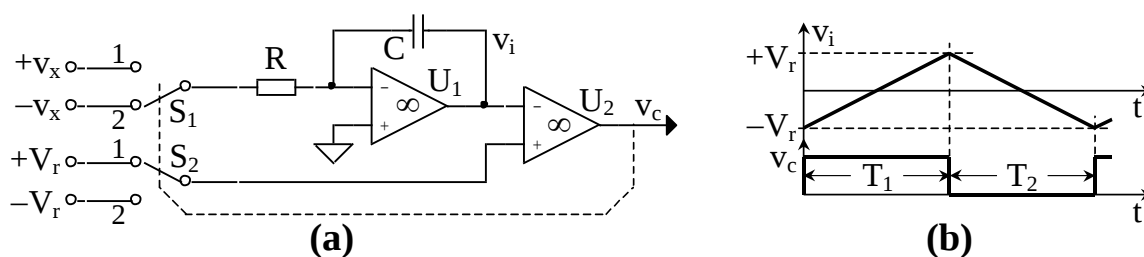


Fig.V.14. Principiul de funcționare al VFC cu condensator de integrare:
(a) – schema de principiu; (b) – forme de undă.

La momentul de timp T_1 (V.51) conduce la concluzia:

$$v_i(T_1) = V_r, \quad \text{deci} \quad T_1 = 2RC \frac{V_r}{v_x}. \quad (V.52)$$

Pe durata de timp T_2 , în care $S_1 = 1$ și $S_2 = 2$, tensiunea v_i este descrisă de relația:

$$v_i(t) = V_r - \frac{v_x}{RC} t. \quad (V.53)$$

La momentul de timp T_2 (V.53) conduce la concluzia:

$$v_i(T_2) = -V_r, \quad \text{deci} \quad T_2 = 2RC \frac{V_r}{v_x}. \quad (\text{V.54})$$

Pe baza (V.52) și (V.54) se poate determina expresia frecvenței de ieșire:

$$T_x = T_1 + T_2 = 4RC \frac{V_r}{v_x}, \quad \text{deci} \quad f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{v_x}{4RCV_r}. \quad (\text{V.55})$$

V.5.2. VFC CU ECHILIBRARE DE SARCINĂ

Principiul de funcționare al unui VFC cu echilibrare de sarcină este ilustrat în Fig.V.15. Se observă că blocurile de bază, integratorul și comparatorul, apar și aici.

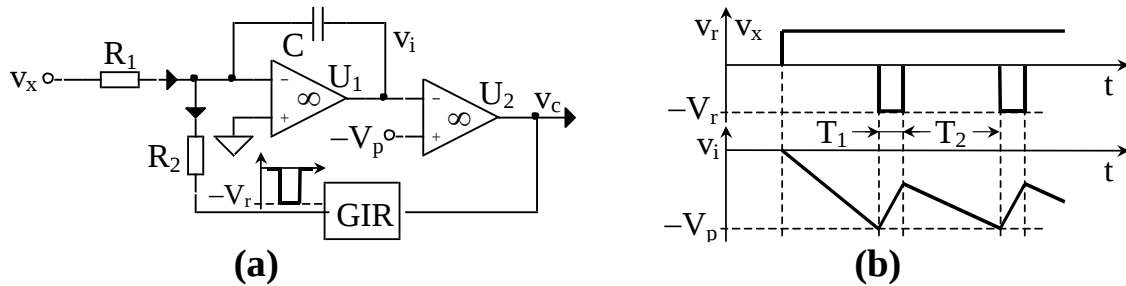


Fig.V.15. Principiul de funcționare al VFC cu echilibrare de sarcină:

(a) – schema de principiu; (b) – forme de undă.

La aplicarea tensiunii de intrare v_x , presupusă pozitivă, integratorul U_1 generează o tensiune liniar descrescătoare, care este comparată de comparatorul U_2 cu tensiune de prag negativă, V_p . În momentul atingerii pragului de către tensiunea v_i , comparatorul comandă generatorul impulsurilor de referință GIR , care generează un impuls de tensiune negativ cu amplitudinea V_r și durata T_1 . Acest impuls produce asupra integratorului o acțiune de sens contrar celei a tensiunii v_x și panta tensiunii v_i devine liniar crescătoare. După expirarea duratei T_1 asupra integratorului acționează din nou numai tensiunea v_x și ciclul se repetă. Deci durata T_2 de revenire la nivelul tensiunii de prag este dependentă de tensiunea v_x . Prin urmare, integratorul sumează curenții prin R_1 și R_2 , dintre care v_x/R_1 circulă permanent iar V_r/R_2 circulă numai pe durata T_1 . Acest fapt poate fi exprimat astfel:

$$-\frac{v_x}{R_1C}(T_1 + T_2) = \frac{V_r}{R_2C}T_1. \quad (\text{V.56})$$

Această relație descrie echilibrul de sarcină furnizată integratorului, din care rezultă:

$$T_x = T_1 + T_2 = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{V_r}{v_x} T_1, \quad \text{deci} \quad f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{v_x}{T_1 V_r}. \quad (\text{V.57})$$

Se poate observa că tensiunea V_p nu intervine în expresia frecvenței de ieșire.

Elementul esențial al acestui tip de VFC este generatorul impulsurilor de referință, care trebuie să genereze impulsuri cu aria $\int v_r dt = \text{const}$. O soluție simplă în acest sens, utilizată cu precădere în circuitele integrate, o constituie încărcarea unui condensator la tensiunea de referință și descărcarea acestuia la intrarea integratorului. O altă soluție, mai complicată dar și mai precisă, constă în utilizarea unui monostabil de precizie pentru obținerea duratei T_1 , care comandă mai departe un generator de tensiune sau de curent cu amplitudinea constantă și cunoscută cu precizie.

O soluție ingenioasă care asigură reducerea radicală a erorilor asupra duratei T_1 , constă în

utilizarea unei frecvențe etalon care sincronizează VFC, conform Fig.V.16. În acest caz, generatorul impulsurilor de referință este constituit dintr-un bistabil tip D, U_3 , sincronizat cu frecvența f_0 și un DAC, U_4 , utilizat ca generator comandat de curent. Impulsul de curent necesar pentru echilibrarea sarcinii pe condensatorul C are durata $T_0 = 1/f_0$ și este generat sincron cu primul front crescător al impulsurilor de tact care apare după ce tensiunea integratorului a atins valoarea zero. Această soluție este extrem de precisă, eliminând complet erorile asupra duratei T_1 , fiindcă f_0 poate fi obținută cu precizie net mai mare decât durata de temporizare a unui monostabil, cum ar fi de exemplu derivarea din frecvența de clock a unui sistem cu microprocesor.

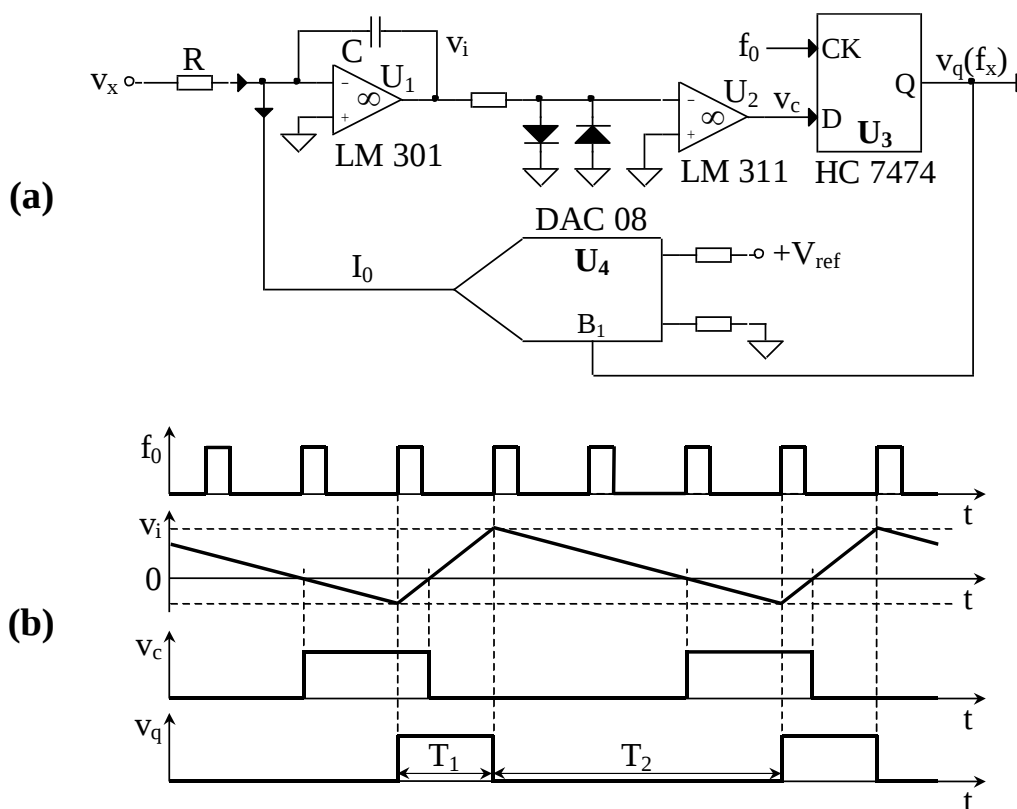


Fig.V.16. Principiul de funcționare al VFC cu echilibrare de sarcină sincronizat:

Funcția de transfer pentru VFC sincronizat are aceeași formă ca și cea pentru VFC nesincronizat, conform (V.57), cu deosebirea că în acest caz $T_1 = T_0$.

Pentru a fi posibilă funcționarea în jurul valorii zero sau pentru tensiuni de intrare negative, se utilizează o deplasare de nivel care poate fi realizată cu ajutorul unui generator de tensiune sau de curent adecvat.

Convertoarele VFC funcționând pe acest principiu, pot atinge performanțe ridicate, cum ar fi: rezoluție de 16-18 biți, echivalentă cu 5 1/2 cifre zecimale, adică 1/200.000, liniaritate de 0,0025% și stabilitate cu temperatura de 5 ppm/°C.