

CIRCUITE DE CONDIȚIONARE A SEMNALELOR

Autor: Conf.dr.ing. Constantin Harja

II.4. CIRCUITE DE CALCUL ANALOGIC

II.4.1. AMPLIFICATOARE SUMATOARE

Amplificatoarele sumatoare sunt necesare la efectuarea sumei algebrice a mai multor tensiuni. Circuitul cel mai simplu și utilizat în acest scop este amplificatorul inversor. Considerând AO ideal, intrările AO rezultă echipotențiale, intrarea inversoare fiind *punct de masă virtuală* constituie un punct de însumare a curenților, implicit și a tensiunilor de la intrare, conform Fig.II.23.

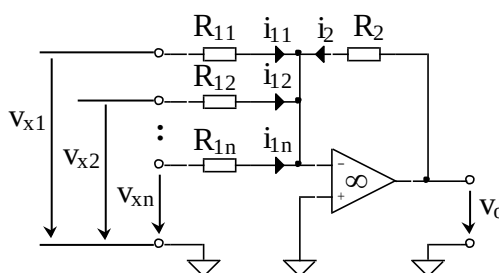


Fig.II.23. Schema de principiu a amplificatorului sumator.

Pe baza schemei de mai sus pot fi scrise relațiile:

$$(i_{11} + i_{12} + \dots + i_{1n}) + i_2 = 0 \quad \text{sau} \quad \left(\frac{v_{x1}}{R_{11}} + \frac{v_{x2}}{R_{12}} + \dots + \frac{v_{xn}}{R_{1n}} \right) + \frac{v_0}{R_2} = 0, \quad (\text{II.69})$$

de unde, dacă $R_{11} = R_{12} = \dots = R_{1n} = R_1$, se obține:

$$v_0 = - \left(\frac{R_2}{R_{11}} v_{x1} + \frac{R_2}{R_{12}} v_{x2} + \dots + \frac{R_2}{R_{1n}} v_{xn} \right) = - \frac{R_2}{R_1} (v_{x1} + v_{x2} + \dots + v_{xn}), \quad (\text{II.70})$$

unde $(v_{x1} + v_{x2} + \dots + v_{xn})$ este o sumă algebrică de tensiuni.

II.4.2. INTEGRATOARE ȘI DIFERENȚIATOARE

Circuitele pentru realizarea operațiilor de integrare și diferențiere a unui semnal electric sunt realizate tot pe baza amplificatorului inversor, cu deosebirea că rețeaua de reacție nu mai este pur rezistivă, ci constituită din impedențe cu structura adecvată realizării fiecărei operații menționate. De regulă, una din impedențe este pur rezistivă, iar cealaltă este o combinație RC serie sau paralel.

II.4.2.1. Integratoare

Schema de principiu a unui circuit integrator este reprezentată în Fig.II.24(a). Dacă se consideră AO ideal și condensatorul C fără pierderi, funcția de transfer rezultă:

$$v_0 = - \frac{1}{j\omega RC} v_x. \quad (\text{II.71})$$

În domeniul timp, dacă condițiile inițiale sunt nule, tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_0 = -\frac{1}{C} \int_0^t i dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_x dt . \quad (\text{II.72})$$

Pentru un semnal treaptă $v_x = V$, rezultă o rampă $v_0 = -Vt/RC$ cu neliniaritatea dependentă de rezistența de pierderi a C . Pentru durate mari de integrare, C trebuie să aibă curenți de fugă reduși

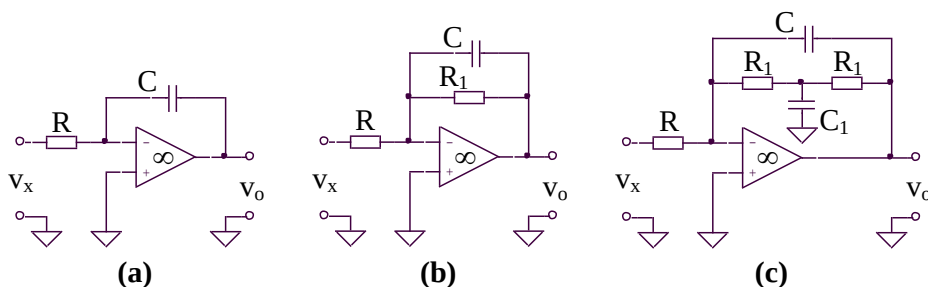


Fig.II.24. Schema de principiu a circuitelor de integrare.

Însă principala sursă de erori a integratoarelor o constituie erorile statice ale AO (tensiunea de decalaj și curenții de intrare), care, acționând ca o componentă continuă conectată permanent la intrarea integratorului, au ca efect variația continuă a tensiunii de ieșire până la intrarea în saturație a AO. Prin urmare, timpul maxim de integrare, pentru o precizie dată, este limitat de generatoarele statice de eroare ale AO, a căror efect poate fi minimizat prin metodele clasice de compensare. O primă soluție în acest sens este asigurarea unei căi ocolitoare de închidere a curentului I_B^- , constituită din rezistența R_1 conform Fig.24.II(b). O altă soluție mai eficientă este prezentată în Fig.24.II(c), unde bucla de reacție negativă constituită de rezistențele R_1 intervine numai la frecvențe joase, la frecvențe înalte fiind întreruptă de condensatorul C_1 .

O primă sursă de erori dinamice este banda finită a AO, care provoacă apariție unei întârzieri în răspunsul la semnal treaptă. Pentru semnale de frecvență și amplitudine mare mai intervine viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire (*Slew Rate*) și valoarea maximă a curentului de ieșire al AO.

II.4.2.2. Diferențiatoare

Schema de principiu a unui circuit pentru realizarea operației de derivare a unui semnal analogic este reprezentată în Fig.II.25(a). Dacă AO este ideal și C fără pierderi, funcția de transfer rezultă:

$$v_0 = -j\omega RC v_x . \quad (\text{II.73})$$

În domeniul timp tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_0 = -RC \frac{dv_x}{dt} . \quad (\text{II.74})$$

Circuitul de bază din Fig.25.II(a) are o serie de neajunsuri. Datorită amplificării mari la frecvențe înalte apare un zgomot de înaltă frecvență ce poate acoperi semnalul diferențiat și totodată circuitul prezintă o pronunțată tendință de instabilitate. Din acest motiv, în montajele practice se introduce un pol în expresia amplificării în buclă închisă, prin conectarea unui rezistențe în serie cu condensatorul de derivare, conform Fig.25.II(b). În aceste condiții banda de funcționare a circuitului de derivare este limitată inferior de frecvența zeroului $\omega_z = 1/RC$ și superior de frecvența polului $\omega_p = 1/R_1C$. După depășirea frecvenței polului, C nu mai intervine, amplificarea fiind R/R_1 .

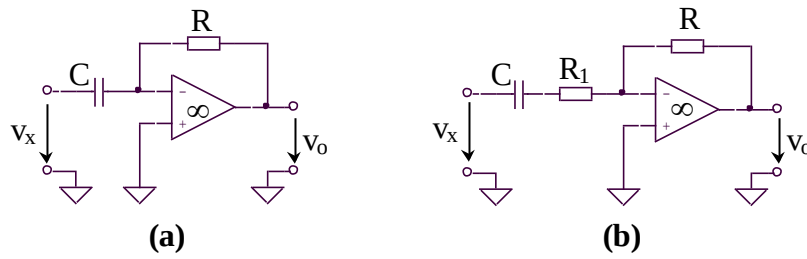


Fig.II.25. Schema de principiu a circuitelor de derivare.

II.4.3. AMPLIFICATOARE LOGARITMICE ȘI EXPONENȚIALE

II.4.3.1. Principiul de funcționare

Pentru reprezentări logaritmice, compresia semnalelor și o serie de transformări de tipul $\sqrt{x}$, x^2 , $1/x$, $x \cdot y$, x/y etc., se utilizează convertoare cu caracteristică logaritmică sau exponențială, bazate pe caracterul exponențial al relației *curent-tensiune* prezentat de o diodă (joncțiune) semiconductoare:

$$i_d = I_S \left[\exp\left(\frac{v_d}{\eta v_T}\right) - 1 \right], \quad (\text{II.75})$$

unde i_d și v_d sunt curentul și tensiunea directă pe diodă, I_S – curentul invers de saturație, $v_T = kT/q$ – tensiunea termică (k = constanta Boltzman, T – temperatura absolută, q – sarcina electronului), iar η – un factor de multiplicare cu valoarea 2 pentru siliciu. Dacă $v_d = 400\text{-}700$ mV, astfel ca $\exp(v_d/\eta v_T) \cong 10^6\text{-}10^{10} \gg 1$, se poate neglija unitatea în (II.75) și aceasta poate fi transcrisă sub forma:

$$i_d = I_S \left[\exp\left(\frac{v_d}{\eta v_T}\right) \right] \quad \text{sau} \quad v_d = \eta v_T \ln \frac{i_d}{I_S}, \quad (\text{II.76})$$

Relația exponențială (II.76) își păstrează forma și în cazul unui transistor, pentru curentul de colector și tensiunea bază-emitor:

$$i_C = I_{CS} \exp \frac{v_{BE}}{v_T} \quad \text{sau} \quad v_{BE} = v_T \ln \frac{i_C}{I_{CS}}, \quad (\text{II.77})$$

unde i_C este curentul de colector, I_{CS} – curentul rezidual de colector, v_{BE} – tensiunea bază-emitor.

Introducând dioda sau tranzistorul în rețeaua de reacție a unui AO, se pot obține amplificatoare logaritmice sau exponențiale. În practică se preferă de regulă schemele cu tranzistoare conectate în montaj *transdiodă* (tensiune colector-bază egală cu zero), conform Fig.II.26, acestea prezentând performanțe superioare celor cu diode.

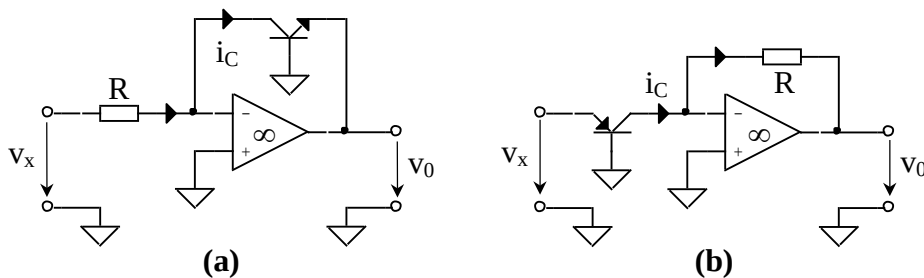


Fig.II.26. Amplificatoare logaritmice și exponențiale.

Considerând AO ideal, pe baza (II.77) rezultă expresiile tensiunii de ieșire:

- *Fig.II.26(a)*:
$$v_0 = -v_{BE} = -v_T \ln \frac{v_x}{R I_{CS}}. \quad (II.78)$$

- *Fig.II.26(b)*:
$$v_0 = -R i_C = -R I_{CS} \exp\left(\frac{v_x}{v_T}\right). \quad (II.79)$$

Schemele de principiu din *Fig.II.26* prezintă deficiențe inacceptabile în practică, din cauza termenilor v_T și I_{CS} puternic dependenți de temperatură. Din acest motiv se impun măsuri corespunzătoare de compensare a acestor dependențe.

II.4.3.2. Amplificatoare logaritmice și exponențiale compensate

Pentru compensarea erorilor introduse de termenii v_T și I_{CS} se utilizează încă o pereche tranzistor-AO, astfel ca în loc de o tensiune absolută v_{BE} , să intervină diferența a 2 tensiuni v_{BE} care conduce la logaritm din raport. Schema unui amplificator logaritm compensat este reprezentată în *Fig.II.27*.

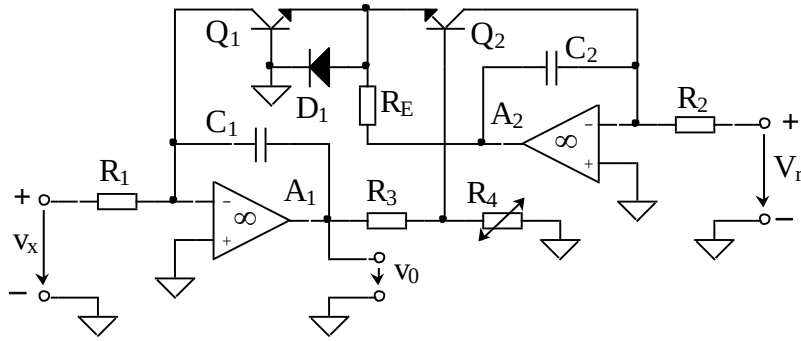


Fig.II.27. Amplificator logaritm compensat.

Considerând Q_1 și Q_2 izoterme, pentru schema din *Fig.II.27* se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} v_{BE1} &= v_T \ln \frac{v_x}{R_1 I_{CS1}}; \\ v_{BE2} &= v_T \ln \frac{V_r}{R_2 I_{CS2}}; \end{aligned} \quad \text{și} \quad v_0 = \frac{R_3 + R_4}{R_4} (v_{BE2} - v_{BE1}); \quad (II.80)$$

a căror prelucrare conduce la expresia explicită a tensiunii de ieșire:

$$v_0 = -\frac{R_3 + R_4}{R_4} v_T \left[\ln \left(\frac{v_x}{V_r} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) - \ln \frac{I_{CS1}}{I_{CS2}} \right]. \quad (II.81)$$

Relația (II.81) reflectă următoarele aspecte:

- R_4 trebuie să aibă un coeficient de variație cu temperatura de +3300 ppm/°C, astfel încât termenul $v_T(R_3 + R_4)/R_4$ să rezulte independent de temperatură;
- spre deosebire de I_{CS} , raportul I_{CS1}/I_{CS2} este practic independent de temperatură și diferă de unitate în funcție de gradul de împerechere a celor două tranzistoare; în plus, acest raport poate fi adus la valoare unitară prin reglarea R_2 sau V_r .

În condițiile de mai sus, (II.81) poate fi simplificată la forma:

$$v_0 = -\frac{R_3 + R_4}{R_4} v_T \ln \left(\frac{v_x}{V_r} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) = -\lg \left(\frac{v_x}{V_r} \cdot \frac{R_2}{R_1} \right) = -\lg v_x, \quad (II.82)$$

dacă se asigură prin proiectare $v_T(R_3 + R_4)/R_4 = 0,4343 = \lg(e)$ și $V_T[V] = R_2/R_1$.

În schema din Fig.II.27, C_1 și C_2 asigură stabilitatea etajelor A_1 , Q_1 și A_2 , Q_2 , dioda D_1 protejează joncțiunile bază-emitor ale Q_1 și Q_2 la tensiuni inverse, iar R_E asigură închiderea și limitarea curenților de emitor ai Q_1 și Q_2 .

Dacă A_1 și A_2 au curenți la intrare reduși, iar Q_1 și Q_2 sunt realizate sub formă de pereche monolitică, o astfel de schemă poate funcționa într-o gamă de curent de intrare de 10 nA - 1 mA (5 decade), cu eroarea de 0,5-1%. În prezent, astfel de circuite sunt realizate sub formă integrată, în care toate problemele pot fi soluționate optim.

Având în vedere că funcțiile *logaritm* și *exponențială* sunt funcții inverse și aplicând aceleași principii, condiții și măsuri de compensare unui amplificator exponențial, rezultă schema practică reprezentată în Fig.II.28.

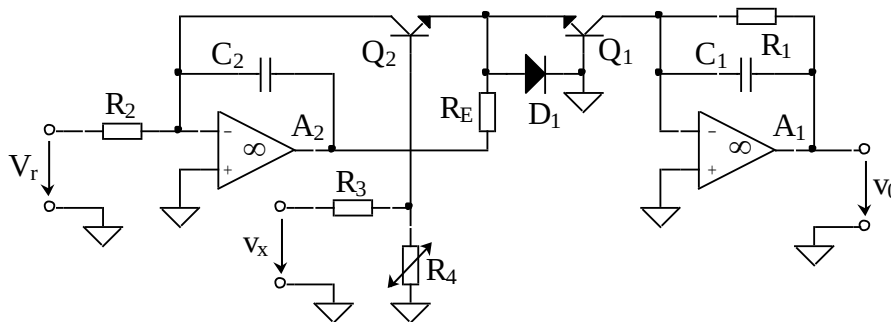


Fig.II.28. Amplificator exponențial compensat.

Inversând între ele simbolurile tensiunilor de intrare și de ieșire, (II.80)-(II.82) conduc la expresia tensiunii de ieșire a amplificatorului exponențial:

$$v_0 = 10^{-v_x}. \quad (\text{II.83})$$

II.4.4. MULTIPLICATOARE ȘI DIVIZOARE ANALOGICE

Multiplicatorul analogic este un bloc electronic realizat sub formă de circuit integrat, circuit hibrid sau circuit cu componente discrete, care furnizează la ieșire o tensiune proporțională cu produsul a două tensiuni de intrare, conform Fig.II.29.

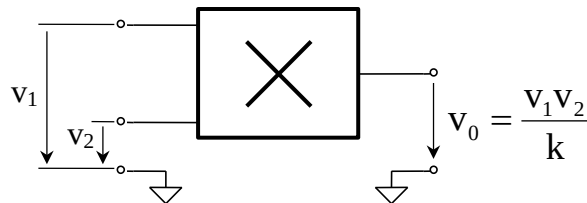


Fig.II.29. Schema de principiu a unui multiplicator analogic.

Pentru ca expresia tensiunii de ieșire, v_0 , să fie corectă dimensional, factorul de scară, k , trebuie să aibă dimensiunea unei tensiuni și este asigurat printr-o tensiune de referință, V_R . Iar pentru ca valoarea nominală a tensiunii de ieșire să fie de 10 V, având în vedere că v_x , v_y au valoarea nominală tipică de 10 V, trebuie ca $V_R = 10$ V. În aceste condiții, funcția de transfer a unui multiplicator ar putea fi exprimată astfel:

$$v_0 = \frac{v_1 v_2}{V_R}, \text{ adică este de forma } v_0 = \frac{v_1 v_2}{v_3}. \quad (\text{II.84})$$

Din (II.84) se observă că orice multiplicator analogic ar putea realiza implicit și funcția de divizor analogic. Totul depinde de faptul dacă există acces la V_R și dacă multiplicatorul poate funcționa cu V_R variabilă. În funcție de principiul de funcționare al multiplicatorului, tensiunea V_R poate fi internă, utilizatorul având acces doar la un reglaj de factor de scară sau poate fi exterioară, situație în care multiplicatorul poate funcționa și cu V_R variabil, chiar dacă într-o gamă dinamică mai redusă ($1/2 \dots 1/5$), deci multiplicatorul poate realiza implicit și funcția de divizor analogic.

Multiplicatoarele și divizoarele analogice sunt circuite electronice cu gamă variată de aplicații, în afara operațiilor aritmetice propriu-zise, cum ar fi:

- circuite de calcul analogic ($y = \sqrt{kx}$, $z = x^{y/k}$, serii de puteri etc.);
- măsurarea puterii și energiei electrice, precum și a valorii efective;
- generatoare de semnal, filtre active și amplificatoare controlate prin tensiune;
- multiplicatoare de frecvență, detectoare sincrone și sensibile la fază, demodulatoare pentru modulații în frecvență, circuite cu calare de fază etc.

Există numeroase metode de realizare a multiplicării analogice care ar putea sta la baza unor circuite de multiplicare, cele mai reprezentative fiind:

- multiplicatoare cu *transconductanță variabilă*, care pot asigura precizie de 0,5-1% și bandă de frecvență de min. 1 MHz (sunt constituite din etaje diferențiale simetrice cu tranzistoare bipolare, la care curentul de colector este comandat prin tensiunea bază-emitor, funcția de multiplicare rezultând ca o consecință a relației exponențiale curent-tensiune caracteristică joncțiunii bază-emitor);
- multiplicatoare cu *sumare logaritmică*, cu o precizie comparabilă cu primele sau mai bună, dar cu o bandă de frecvență inferioară (≈ 100 kHz) (în principiu, sunt constituite din amplificatoare logaritmice și exponențiale funcționând, în forma cea mai simplă și sugestivă, conform relației: $Y = \exp(\log A + \log B) = AB$);
- multiplicatoare cu *modulare amplitudine-durată*, care realizează precizia cea mai bună (0,1%), în detrimentul benzii de frecvență (kHz-zeci de kHz).

În funcție de combinația de semne acceptată pentru tensiunile de intrare, multiplicatoarele analogice pot funcționa în unul, 2 sau 4 cadrane. Multiplicatoarele cu sumare logaritmică nu pot funcționa decât într-un singur cadran, iar celelalte 2 variante pot funcționa în 2 sau 4 cadrane.

Pentru aplicații de precizie, caracteristice domeniului măsurărilor electrice, cele mai adecvate sunt multiplicatoarele cu modulare amplitudine-durată. Multiplicarea prin modulare amplitudine-durată se bazează pe faptul că aria unui impuls de tensiune, respectiv valoarea medie a unui tren de impulsuri, este proporțională cu produsul între durata și amplitudinea impulsurilor. Astfel, dacă amplitudinea impulsurilor este făcută proporțională cu o tensiune, v_1 , iar durata cu o altă tensiune, v_2 , valoarea medie va fi proporțională cu produsul celor două tensiuni. Principiul metodei de multiplicare amplitudine-durată este ilustrat în Fig.II.30.

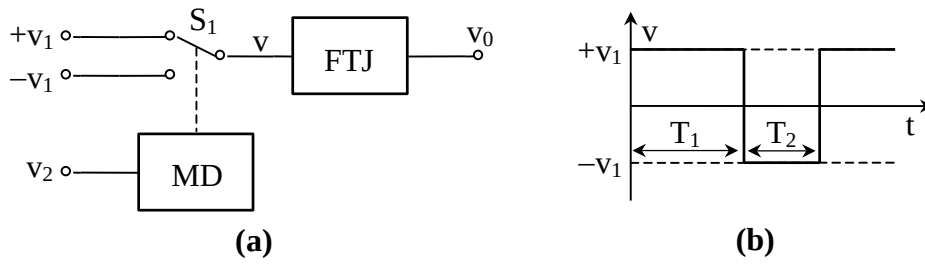


Fig.II.30. Principiul multiplicatorului cu modulare amplitudine-durată.

Comutatorul S_1 este comandat de către modulatorul duratei, MD , impulsurile aplicate la intrarea filtrului trece-jos, FTJ , având forma din Fig.II.30(b). Astfel, la ieșirea FTJ se obține valoarea medie a acestor impulsuri, dată de relația:

$$v_0 = \frac{1}{T_1 + T_2} \int_0^{T_1 + T_2} v dt = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} v_1. \quad (\text{II.85})$$

Dacă se realizează dependența:

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = \frac{v_2}{k}, \quad (\text{II.86})$$

se obține:

$$v_0 = \frac{v_1 v_2}{k}. \quad (\text{II.87})$$

Impulsurile generate de MD trebuie să satisfacă (II.86), iar k reprezintă o tensiune de referință. În general, pentru modularea impulsurilor în durată se utilizează o tensiune triunghiulară obținută cu un circuit electronic adecvat.