

# Prelegerea nr. 11

## 8. CIRCUITE DE CONVERSIE ANALOGICĂ

Circuitele de conversie analogică realizează schimbarea tipului de mărime analogică ce poartă informația utilă într-un sistem de măsurare. Aceste schimbări sunt utile în multe aplicații, permițând simplificări în proiectare și construcție, cu reducerea costurilor, în special dacă se urmărește introducerea în final a unor blocuri standardizate sau unificate. Teoretic se poate realiza o multitudine de conversii analogice, totuși anumite tipuri cunosc o răspândire mai mare, datorită avantajelor ce se obțin prin utilizarea lor.

În această conversie, frecvența unui anumit semnal este făcută proporțională cu o tensiune analogică de control. Semnalul de ieșire poate avea orice formă de undă periodică, cum ar fi: impulsuri dreptunghiulare, trenuri de impulsuri, tensiune în dinți de ferăstrău sau sinusoidală. În aplicațiile ce au drept finalitate numărarea perioadelor semnalului obținut prin conversie se preferă ieșirea cu semnal sub formă de impulsuri dreptunghiulare sau trenuri de impulsuri.

Această categorie de aplicații are o arie largă de răspândire, permițând în final conversia la forma digitală a informațiilor de intrare analogice (folosind un frecvențmetru numeric reglat corespunzător).

Un oscilator comandat în tensiune (VCO) este de asemenea un convertor tensiune-frecvență, dar la care se impun suplimentar o serie de alte caracteristici care scumpesc circuitul și reduc gama dinamică.

Circuitele de conversie tensiune-frecvență cu ieșire în impulsuri sau trenuri de impulsuri sunt mai simple din punct de vedere al proiectării și asigură o gamă dinamică mare. Principalele diferențe între circuitele utilizate se referă la liniaritate și gamă dinamică. Aceste două mărimi caracterizează cel mai bine performanțele convertoarelor tensiune-frecvență.

### Convertor tensiune-frecvență cu trenuri de impulsuri

Un circuit care realizează funcția de conversie tensiune-frecvență și asigură la ieșire trenuri de impulsuri este prezentat în fig. 8.1.

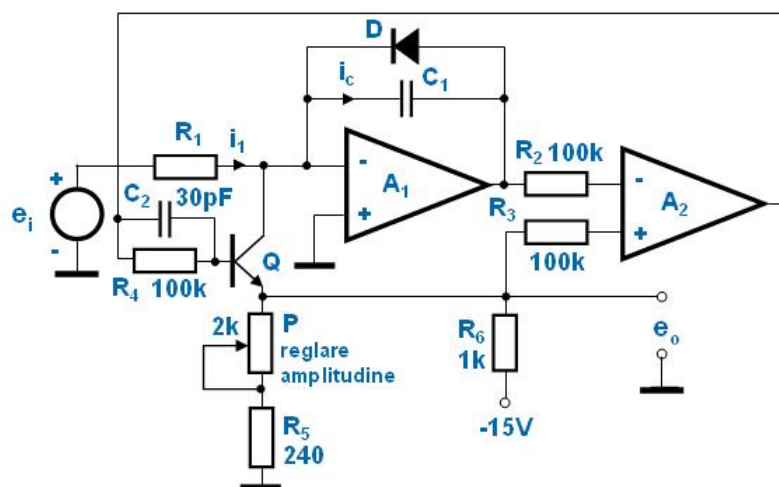


Figura 8.1

Schema folosește două amplificatoare operaționale cu performanțe bune în ceea ce privește caracteristicile de saturație, impedanță mare de intrare și viteză de creștere (slew-rate)

ridicată (de exemplu, amplificatoarele operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp la intrare, de bandă largă și cost redus BB 3402 - Burr-Brown).

Valorile numerice ale componentelor din schema prezentată în fig 8.1 se referă la utilizarea acestor operaționale. Se pot folosi și amplificatoare operaționale cu intrarea pe tranzistoare bipolare, dar valorile componentelor diferă și gama dinamică se reduce substanțial.

Formele de undă ce caracterizează circuitul sunt prezentate în fig. 8.2.



Figura 8.2

Funcționarea circuitului este următoarea: potențiometrul  $P$  se reglează pentru a asigura o amplitudine a impulsurilor din trenul de ieșire de  $-8V$ . Ieșirea amplificatorului operațional  $A_2$ , în montaj de comparator, va fi tensiunea de saturație negativă atât timp cât nivelul tensiunii  $e_2$ , de ieșire din  $A_1$ , este mai pozitiv decât  $-8V$ .

La punerea sub tensiune, condensatorul  $C_1$  este descărcat și  $e_2 = 0$ . Se realizează astfel condiția ce duce ieșirea lui  $A_2$  în starea de saturație negativă.

Deoarece colectorul tranzistorului  $Q$  este conectat la  $0V$  (potențialul virtual nul al intrării inversoare de la operaționalul  $A_1$ ), iar circuitul bazei primește de la ieșirea comparatorului  $A_2$  tensiunea de saturație negativă ( $-11 \dots -12V$ ), tranzistorul va fi blocat.

Buna funcționare a circuitului impune ca tensiunea de intrare să fie tot timpul pozitivă. Dacă această condiție este îndeplinită, în circuitul de intrare al operaționalului  $A_1$  apare un curent proporțional cu tensiunea de intrare, curent ce se imprimă în bucla de reacție negativă. Cum aici se găsește condensatorul  $C_1$ , se obține o integrare ce duce tensiunea de ieșire  $e_2$  spre valori din ce în ce mai negative.

Când această tensiune atinge valoarea de  $-8V$ , amplificatorul operațional  $A_2$  (comparator) va comuta în starea de saturație pozitivă ( $+11 \dots +12V$ ). Această tensiune va trece în conducție tranzistorul  $Q$ , care se va satura. Astfel, tensiunea de ieșire din circuit  $e_o$  comută la  $-U_{CES}$  (aproximativ  $0,1V$ ), ceea ce produce și schimbarea tensiunii pe intrarea neinversoare a operaționalului  $A_2$  (prin rezistența  $R_3$ ).

Modificarea tensiunii de la intrarea neinversoare a operaționalului  $A_2$  determină funcționarea acestui etaj în regim de comparator cu histerzis, ceea ce va asigura în final regimul autooscilant al circuitului.

Într-adevăr, dimensionând curentul de saturație al tranzistorului  $Q$  la o valoare mult mai mare decât valoarea maximă estimată a curentului de intrare (corespunzând valorii maxime a tensiunii  $e_i$ ), în circuitul de colector al tranzistorului va circula un curent egal cu suma curentului de intrare plus curentul de descărcare al condensatorului  $C_1$ .

Panta integratorului se va inversa, sensul de integrare devenind pozitiv la ieșirea lui  $A_1$ .

Teoretic această integrare cu pantă pozitivă ar trebui să se desfășoare până când tensiunea de ieșire din etajul integrator  $A_1$  ar atinge valoarea  $-U_{CES}$ , întrucât la atingerea acestei valori s-ar asigura condițiile de comutare a comparatorului  $A_2$  (cu ieșirea în starea de saturație negativă), ce ar determina reluarea cursei de integrare în sens negativ.

Practic însă (fig. 8.2) tensiunea  $e_2$  evoluează în sens pozitiv până la atingerea valorii  $V_D$  (de deschidere a diodei  $D$ , cu rol de limitator). Această comportare apare datorită vitezei mari de creștere a tensiunii pe condensator în această fază, corelat cu timpul de comutație finit al comparatorului  $A_2$ .

Timpul de comutație al operaționalului  $A_2$  se compune din timpul de revenire din starea de saturație pozitivă plus timpul de tranziție prin întreaga regiune activă (dependent de slew-rate). În acest interval de timp diferit de zero, tensiunea pe condensatorul  $C_1$  poate evolua în mod semnificativ.

Cum timpul de comutație nu poate fi luat în calcul cu precizie (diferind de la exemplar la exemplar, iar pentru același exemplar variind în timp), iar panta de încărcare a

condensatorului este în esență constantă, ar apărea posibilitatea ca valoarea tensiunii până la care se încarcă condensatorul  $C_1$  să difere de la o cursă la alta.

Acest fapt ar determina modificarea referinței de la care începe cursa activă (pe care se realizează efectiv conversia). Importanța fixării cu precizie a nivelului de la care începe cursa activă va rezulta și din expresia frecvenței semnalului de ieșire.

După comutarea comparatorului  $A_2$  (în starea de saturație negativă), tranzistorul  $Q$  se blochează și începe o nouă cursă de integrare în sens negativ la ieșirea etajului  $A_1$ . Prin urmare procesul este autooscilant.

Pentru a determina expresia frecvenței trenului de impulsuri calculăm mai întâi durata cursei active  $T_I$ . În circuitul de intrare al integratorului  $A_1$  se observă că:

$$i_1 = i_C, \quad i_1 = \frac{e_i}{R_1}, \quad \text{deci: } i_C = \frac{e_i}{R_1}$$

Legea de variație a tensiunii pe condensatorul  $C_1$  este de forma (8.1):

$$U_C(t) = \frac{1}{C_1} \int i_C \cdot dt = \frac{1}{C_1} \int \frac{e_i}{R_1} \cdot dt \quad (8.1)$$

Pe durata integrării tensiunea de intrare  $e_i$  se consideră constantă, legea de încărcare devine (8.2):

$$U_C(t) = \frac{e_i}{R_1 \cdot C_1} \int dt = \frac{e_i}{R_1 \cdot C_1} \cdot t \quad (8.2)$$

În timpul  $T_I$  tensiunea pe condensatorul  $C_1$  variază cu  $\Delta U_C$ , deci putem scrie (8.3):

$$\Delta U_C = \frac{e_i}{R_1 \cdot C_1} \cdot T_I \quad (8.3)$$

Conform fig. 8.2 se poate scrie pentru variația de tensiune  $\Delta U_C$  relația (8.4):

$$\Delta U_C = |V_{REF}| + |V_D| \quad (8.4)$$

Egalând expresiile din relațiile (8.3) și (8.4), obținem:

$$|V_{REF}| + |V_D| = \frac{e_i}{R_1 \cdot C_1} \cdot T_I \Rightarrow T_I = \frac{(|V_{REF}| + |V_D|) \cdot R_1 \cdot C_1}{e_i} \quad (8.5)$$

Frecvența semnalului de ieșire din convertorul tensiune-frecvență este (8.6):

$$f = \frac{1}{T_I + T_p}, \quad f = \frac{1}{\frac{(|V_{REF}| + |V_D|) \cdot R_1 \cdot C_1}{e_i} + T_p} \quad (8.6)$$

$T_p$  reprezintă durata impulsurilor din trenul de ieșire, iar pentru buna funcționare a convertorului, trebuie îndeplinită condiția (8.7):

$$T_p \ll T_I \quad (8.7)$$

În aceste condiții, expresia frecvenței de ieșire  $f$  devine (8.8):

$$f = \frac{e_i}{(|V_{REF}| + |V_D|) \cdot R_1 \cdot C_1} = \text{const} \cdot e_i \quad (8.8)$$

Frecvența semnalului de ieșire din circuit este direct proporțională cu tensiunea de intrare  $e_i$ . Panta caracteristicii de transfer (teoretic constantă) depinde de constanta de timp  $R_1C_1$  și de cele două limite între care evoluează tensiunea pe condensatorul  $C_1$ ,  $V_{REF}$  și  $V_D$ .

În lipsa diodei  $D$  cu funcție de limitator, nivelul  $V_D$  ar putea fluctua, ducând la modificarea pantei caracteristicii de transfer, deci la erori de conversie. Timpul diferit de zero necesar comutației comparatorului  $A_2$  limitează gama dinamică a convertorului. O gamă dinamică infinită presupune la ieșirea convertorului impulsuri cu durată zero.

Prin proiectarea adecvată a circuitului se face durata  $T_P$  egală cu timpul de comutație al comparatorului. Respectarea condiției (8.7) va fixa prin urmare (în limitele de precizie impuse) capătul superior al gamei de frecvențe. Utilizând operaționalele precizate anterior se poate obține o durată  $T_P$  de ordinul 20, ..., 100  $\mu$ s. Capătul inferior al gamei de frecvențe va fi limitat la valori foarte mici ale tensiunii de intrare  $e_i$  de erorile statice ale amplificatorului operațional  $A_1$ .

Liniaritatea circuitului este mai bună la frecvențe joase, unde condiția (8.7) este mai bine îndeplinită. Deoarece  $T_P = \text{constant}$ , neliniaritatea convertorului la frecvențe ridicate este predictibilă, eroarea de neliniaritate fiind ușor de corectat.

Circuitul este sensibil la sarcinile externe cuplate la ieșirea  $e_o$ . Într-adevăr, sarcina convertorului apare paralel cu rezistența  $R_6$ , o valoare redusă ducând la modificarea factorului de divizare din circuitul  $R_6, R_5 + P$ , ceea ce conduce la schimbarea valorii  $V_{REF}$  și prin aceasta a pantei caracteristicii de transfer.

Pentru a înlătura acest neajuns, sarcina convertorului se conectează prin intermediul unui circuit repetor.

Aceste convertoare realizează transformarea frecvenței unui semnal periodic de o formă oarecare într-o tensiune cu variație analogică. Conversia poate fi realizată în trei moduri distincte: cu mediere în timp, prin măsurarea perioadei și folosind tehnica calării fazei.

## Convertoare frecvență-tensiune cu mediere în timp

Dacă frecvența modulatoră este mult mai mică decât frecvența purtătoare, se poate folosi o tehnică simplă de mediere în timp pentru măsurarea frecvenței. Semnalul de intrare este convertit într-un tren de impulsuri de durată egală, iar acesta este apoi trecut printr-un filtru trece-jos pentru extragerea componentei de curent continuu.

Pentru suprimarea riplurilor la ieșirea filtrului, constanta de timp a filtrului trece-jos trebuie să fie foarte mare (raportată la perioada semnalului purtător). Din acest motiv viteza de răspuns a acestui tip de modulator este destul de redusă. O schemă ce corespunde acestui principiu de funcționare este prezentată în fig. 8.3 a, iar în fig. 8.3 b se prezintă caracteristica statică a circuitului.

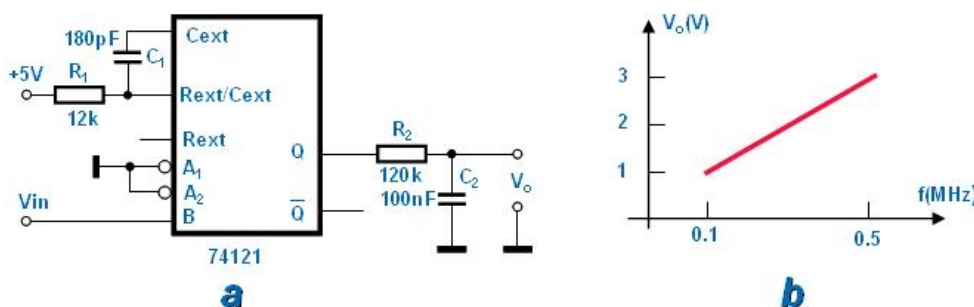


Figura 8.3

Convertorul utilizează un circuit basculant monostabil integrat de tip 74121, atacat pe intrarea  $B$  (declanșarea se face pe frontul crescător al semnalului de intrare  $V_{in}$ ). Grupul  $R_1C_1$

fixează durata impulsurilor formate de  $CBM$ , iar  $R_2C_2$  fixează constanta de timp a filtrului trece jos ce extrage la ieșire componenta continuă. Valorile numerice ale componentelor ilustrează observațiile anterioare privind constantele de timp din circuit. Fig. 8.3 b pune în evidență o bună liniaritate a caracteristicii statice a circuitului.

Deși convertorul frecvență-tensiune de acest tip este lent, utilizarea sa este destul de extinsă datorită simplității și costului redus. În tehnică se întâlnesc multe procese cu viteze de variație reduse care folosesc măsurări bazate pe acest principiu. Filtrarea de la ieșire poate fi asigurată de comportarea de tip integrator a aparatului de măsurare analogic, filtrul trece-jos putând lipsi. Un exemplu de aplicare a acestui principiu este familia tuometrelor pentru motoare auto.

## Convertoare frecvență-tensiune cu măsurarea perioadei

Uneori într-un proces este importantă evidențierea variațiilor rapide și de scurtă durată ale frecvenței care pun în evidență disfuncționalități ale instalațiilor, pericole de avarii, etc. Utilizarea convertorului cu mediere în timp nu permite evidențierea acestui tip de comportare a sistemului datorită principiului integrator.

Problema poate fi rezolvată dacă se măsoară ciclu cu ciclu perioada semnalului  $T$  și se calculează în mod continuu valoarea  $1/T$ . Astfel, răspunsul se obține rapid (cu o întârziere de o perioadă a purtătoarei), în loc să se medieze un mare număr de cicluri de-a lungul unei relativ mari perioade de timp. Metoda constă în convertirea semnalului de intrare într-un tren de impulsuri înguste și măsurarea timpului dintre aceste impulsuri cu ajutorul unui integrator cu poartă de un tip oarecare. Obținerea tensiunii de ieșire proporționale cu frecvența se realizează folosind un circuit de împărțire analogică.

Schema bloc generală a convertorului frecvență-tensiune bazat pe acest procedeu este prezentată în fig. 8.4 a, iar în fig. 8.4 b sunt formele de undă.

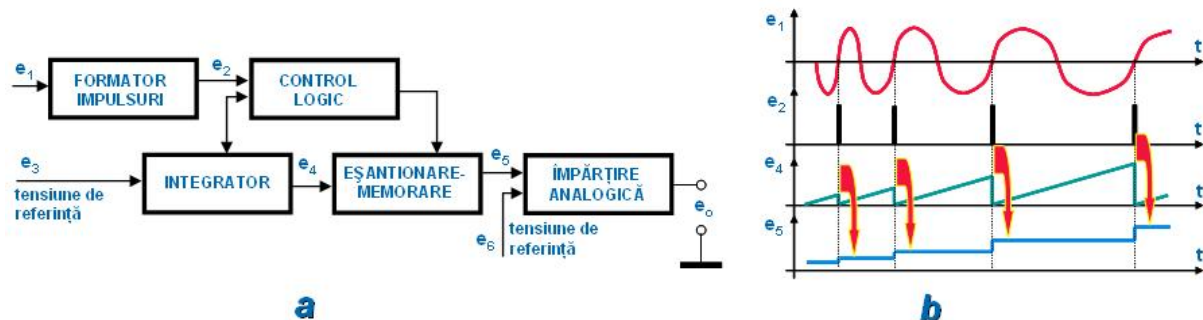


Figura 8.4

Semnalul periodic de intrare este transformat într-un tren de impulsuri înguste cu ajutorul unui *formator de impulsuri*. Aceste impulsuri sunt folosite la declanșarea unui *integrator cu poartă*, a cărui funcționare este coordonată de un *control logic*.

Intrarea integratorului este conectată la o *tensiune de referință* constantă  $e_3$  (asigurând o pantă constantă) și astfel tensiunea de ieșire din integrator este proporțională cu timpul.

Valoarea finală a tensiunii de ieșire din integrator (de la sfârșitul unei perioade) este transferată și memorată într-un circuit de *eșantionare-memorare* controlat logic. Circuitul de eșantionare-memorare păstrează valoarea finală a tensiunii de ieșire din integrator (proporțională cu perioada semnalului) pe durata determinării noii valori a perioadei  $T$ .

Tensiunea memorată este aplicată la intrarea "împărțitor" a unui circuit de împărțire analogică, la ieșirea căruia se obține tensiunea proporțională cu frecvența semnalului de intrare.

Proiectarea acestui circuit trebuie să țină seama de câteva limitări importante. Astfel gama dinamică ce se poate obține ușor este 20 dB, fiind posibilă și o gamă dinamică 40 dB. Limitările gamei dinamice provin în principal din două surse:

1. impulsurile din trenul  $e_2$  trebuie să aibă o durată diferită de zero. Fiecare impuls trebuie mai întâi să oprească integratorul și apoi să transfere valoarea finală în circuitul de eșantionare-memorare. După aceasta integratorul trebuie resetat. Cum schimbarea stărilor în integrator și în circuitul de eșantionare-memorare presupune încărcarea sau descărcarea unor condensatoare, valoarea zero a duratei impulsurilor ar impune valori infinite ale curenților prin comutatoare, ceea ce, practic nu este posibil. Aceasta afectează gama dinamică la capătul superior (valoarea minimă a perioadei  $T$  trebuind să fie mult mai mare decât durata impulsurilor din trenul  $e_2$ ).

2. circuitele de împărțire analogică au ele însele o gamă dinamică limitată. Tipic, eroarea crește la valori reduse ale cântului, limitând gama dinamică a convertorului frecvență-tensiune pentru capătul inferior. Deci, optimizarea circuitului referitor la gama dinamică se face prin alegerea corectă a pantei integratorului cu poartă.

## Convertoare tensiune-curent

În aplicații cum ar fi comanda unei bobine sau transmiterea de semnale pe linii lungi, este uneori avantajos să se convertească semnalul sub formă de tensiune într-un curent, lucru ușor de realizat cu amplificatoare operaționale. Configurația circuitului depinde de modul de conectare a sarcinii (flotant sau cu un capăt la masă).

### Convertoare tensiune-curent cu sarcină flotantă

Cele mai simple convertoare tensiune-curent (VIC) sunt cele cu sarcină flotantă. Circuitele din fig. 8.5 a, b exemplifică din plin această afirmație.

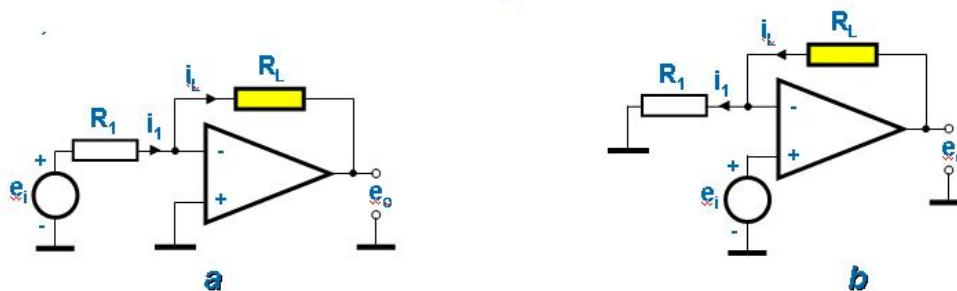


Figura 8.5

Schema din fig. 8.5 a este un circuit amplificator inversor simplu, la care sarcina  $R_L$  se conectează în circuitul de reacție al amplificatorului operațional. Având în vedere faptul că potențialul intrării inversoare a amplificatorului operațional este virtual nul, curentul de intrare  $i_1$  este dat de relația (8.9):

$$i_1 = \frac{e_i}{R_1} \quad (8.9)$$

Același curent circulă prin rezistența de reacție  $R_L$ , deci:

$$i_L = \frac{e_i}{R_1} \neq f(R_L) \quad (8.10)$$

Din expresia (8.10) se observă că valoarea curentului prin sarcina  $R_L$  nu depinde de valoarea rezistenței de sarcină, ceea ce corespunde funcției de convertor tensiune-curent a circuitului.

Pentru proiectarea circuitului trebuie ca sursa de tensiune și etajul de ieșire al amplificatorului operațional să poată furniza valoarea maximă a curentului de sarcină, iar operaționalul să permită la ieșire o excursie de tensiune egală cu produsul dintre valoarea maximă a curentului de sarcină și rezistența de sarcină. În caz contrar amplificatorul intră în saturație și nu realizează conversia.

Montajul din fig. 8.5 b funcționează cu amplificatorul operațional în montaj neinvertor, pentru care sunt valabile expresiile curentilor conform (8.11):

$$i_1 = \frac{e_i}{R_1}, \quad i_L = i_1, \quad i_L = \frac{e_i}{R_1} \neq f(R_L) \quad (8.11)$$

În acest caz curentul absorbit de la sursa de tensiune  $e_i$  este foarte mic datorită valorii foarte mari a rezistenței de intrare pe intrarea neinvertor a amplificatorului operațional.

Operaționalul trebuie însă să asigure la ieșire valoarea maximă a curentului de sarcină și o excursie de tensiune dată de expresia (8.12):

$$V_{o\max} = (R_1 + R_L) \cdot i_{L\max} \quad (8.12)$$

O altă variantă de convertor tensiune-curent cu sarcină flotantă este prezentată în fig. 8.6.

Conform notațiilor din figură funcționarea circuitului este descrisă de următoarele relații:

$$i_1 = \frac{e_i}{R_1}, \quad i_1 = i_2, \quad i_L = i_2 - i_3,$$

$$i_2 \cdot R_2 + i_3 \cdot R_3 = 0$$

$$i_3 = -i_2 \cdot \frac{R_2}{R_3}, \quad i_L = i_2 + i_2 \cdot \frac{R_2}{R_3},$$

$$i_L = i_2 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

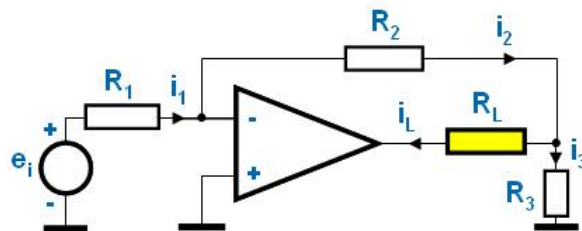


Figura 8.6

Se obține în final pentru curentul de sarcină expresia (8.13):

$$i_L = \frac{e_i}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (8.13)$$

Concluzii privind funcționarea și proiectarea circuitului:

- dacă rezistența  $R_1$  este de valoare mare se limitează curentul absorbit de la sursa de tensiune  $e_i$ ;
- rezistența  $R_3$  asigură un mijloc convenabil pentru scalarea curentului de sarcină;
- amplificatorul operațional trebuie să fie capabil să asigure întreg curentul de sarcină și de asemenea să aibă o capacitate în tensiune de ieșire de tipul (8.14):

## Convertoare tensiune-curent cu sarcină conectată la masă

În multe aplicații, un capăt al rezistenței de sarcină se conectează la masă, realizându-se convertoare tensiune-curent, schemele și proiectarea fiind mai complicate decât pentru sarcini flotante.

În fig. 8.7 este o variantă de convertor tensiune-curent cu sarcină la masă.

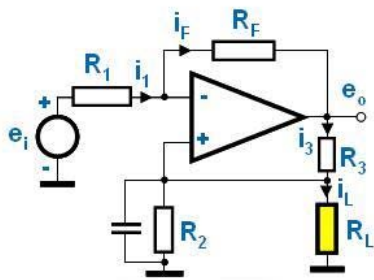
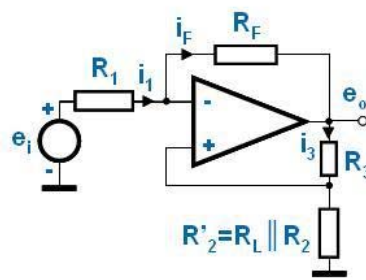
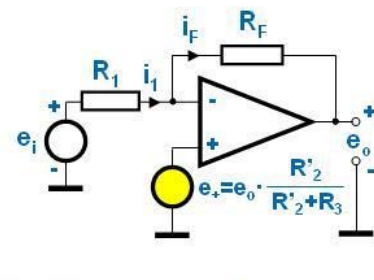


Figura 8.7



a



b

Figura 8.8

Pentru a analiza funcționarea circuitului se realizează schemele echivalente din fig. 8.8 a,b. În determinarea expresiei tensiunii de ieșire din etaj se aplică teorema suprapunerii efectelor. Se consideră pe rând activ generatorul  $e_i$  ( $e_+$  scurtcircuitat), apoi  $e_+$  activ ( $e_i$  scurtcircuitat).

$e_o = e_{ov+} + e_{ov-}$ , unde:

$$e_{ov+} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot e_+, \quad e_{ov-} = -\frac{R_F}{R_1} \cdot e_i$$

$$e_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot e_+ - \frac{R_F}{R_1} \cdot e_i, \quad \text{unde } e_+ = \frac{R_2'}{R_2' + R_3} \cdot e_o$$

Se obține:

$$e_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{R_2'}{R_2' + R_3} \cdot e_o - \frac{R_F}{R_1} \cdot e_i, \quad \left[ \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{R_2'}{R_2' + R_3} - 1 \right] \cdot e_o = \frac{R_F}{R_1} \cdot e_i$$

Dezvoltând parantezele și grupând termenii obținem:

$$\frac{R_1 \cdot R_2' + R_F \cdot R_2' - R_1 \cdot R_2' - R_1 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2' + R_3)} \cdot e_o = \frac{R_F}{R_1} \cdot e_i$$

Rezultă pentru tensiunea de ieșire expresia:

$$e_o = \frac{R_1 \cdot (R_2' + R_3)}{R_F \cdot R_2' - R_1 \cdot R_3} \cdot \frac{R_F}{R_1} \cdot e_i = \frac{R_F \cdot (R_2' + R_3)}{R_F \cdot R_2' - R_1 \cdot R_3} \cdot e_i \quad (8.15)$$

Calculăm valoarea curentului prin rezistența de sarcină, având în vedere că:

$$i_L = \frac{v_+}{R_L}, \quad v_+ = \frac{R_2}{R_2' + R_3} \cdot e_o$$

Înlocuind  $e_o$  cu expresia (8.15), se obține:

$$v_+ = \frac{R_2}{R_2' + R_3} \cdot \frac{R_F \cdot (R_2' + R_3)}{R_F \cdot R_2' - R_1 \cdot R_3} \cdot e_i = \frac{R_2 \cdot R_F}{R_F \cdot R_2' - R_1 \cdot R_3} \cdot e_i \quad (8.16)$$

Dacă împărțim în relația (8.16) la numărător și la numitor prin  $R_2' \cdot R_F$  rezultă:



$$v_+ = \frac{1}{1 - \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_F}} \cdot e_i, \text{ dar } R_2' = \frac{R_L \cdot R_2}{R_L + R_2}$$

$$v_+ = \frac{1}{1 - \frac{R_1 \cdot R_3}{R_F \cdot \frac{R_L \cdot R_2}{R_L + R_2}}} \cdot e_i = \frac{1}{1 - \frac{R_1 \cdot R_3}{R_F \cdot R_2} \cdot \frac{R_L + R_2}{R_L}} \cdot e_i$$

Dacă se îndeplinește condiția de echilibru a rezistențelor de tipul (8.17):

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_F, \text{ sau } \frac{R_3}{R_2} = \frac{R_F}{R_1} \quad (8.17)$$

se obține expresia:

$$v_+ = \frac{1}{1 - \frac{R_L + R_2}{R_L}} \cdot e_i = \frac{1}{\frac{R_L - R_L - R_2}{R_L}} \cdot e_i = -\frac{R_L}{R_2} \cdot e_i$$

Curentul de sarcină capătă forma:

$$i_L = \frac{v_+}{R_L} = -\frac{R_L}{R_L \cdot R_2} \cdot e_i = -\frac{e_i}{R_2}$$

Se obține deci în final expresia (8.18) pentru curentul de sarcină:

$$i_L = -\frac{e_i}{R_2} \neq f(R_L) \quad (8.18)$$

Relația arată independența valorii curentului de sarcină de valoarea rezistenței de sarcină. Prin urmare se realizează conversia tensiune-curent.

Când condiția de echilibru a rezistențelor (8.17) se respectă riguros, circuitul va funcționa ca o sursă de curent cu impedanță internă foarte mare.

O desprecere a rapoartelor determină scăderea impedanței interne a sursei de curent. În acest caz, fluctuații ale valorii rezistenței de sarcină vor cauza fluctuații ale curentului de ieșire.

Amplificatorul operațional folosit trebuie să aibă o gamă a tensiunii de ieșire suficientă pentru a asigura valoarea maximă a tensiunii pe sarcină plus căderea de tensiune pe  $R_3$ .

Rezistențele se aleg astfel:

- $R_1$  – mare, pentru a reduce valoarea curentului absorbit de la sursa de tensiune  $e_i$ ;
- $R_2$  – valoare impusă de scalarea curentului de sarcină conform relației (8.18);
- $R_3$  – mică, pentru a reduce căderea de tensiune și astfel cea mai mare parte a excursiei de tensiune la ieșirea operaționalului să fie folosită pentru alimentarea rezistenței de sarcină;
- $R_F$  – din calcul, pentru păstrarea condiției de echilibru (8.17).

## Convertoare curent-tensiune

Convertoarele curent-tensiune, sau amplificatoarele de curent, sunt circuite ce se realizează foarte simplu folosind amplificatoare operaționale. O sursă ideală de curent are o impedanță de ieșire infinită și curent independent de sarcină.

Unele dispozitive electronice cum ar fi fotocelulele și fotomulti-plicatoarele sunt surse de curent cu impedanță internă finită, dar foarte mare. În cazul în care aceste dispozitive debitează semnalul pe impedanțe de sarcină reduse, impedanța internă a sursei se poate considera infinită fără a afecta rezultatele analizelor.

Convertorul curent-tensiune din fig. 8.9 are o impedanță de sarcină aproape zero pentru sursa de curent. În principiu acest fapt se datorează potențialului virtual zero al intrării inversoare a operaționalului (ce apare ca masă virtuală).

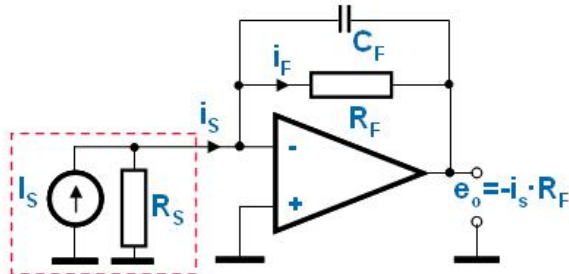


Figura 8.9

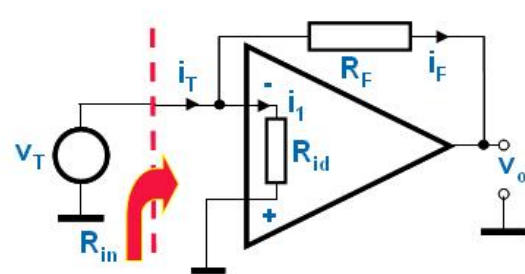


Figura 8.10

Curentul de intrare, generat de sursa de curent, circulă prin rezistența de reacție, determinând o tensiune de ieșire  $e_o$  de forma (8.19):

$$e_o = -i_s \cdot R_F \quad (8.19)$$

Din această expresie rezultă că tensiunea de ieșire este o funcție de curentul de intrare. Pentru a determina valoarea reală a rezistenței de intrare  $R_{in}$  în convertorul curent-tensiune, se consideră modelul simplificat din fig. 8.10.

Folosind metoda generatorului de test ( $v_T$ ), putem scrie:

$$i_T = i_F + i_1, \quad i_T = \frac{v_T - v_o}{R_F} + \frac{v_T}{R_{id}}, \quad v_o = -A \cdot v_T$$

unde  $R_{id}$  reprezintă rezistența de intrare de mod diferențial a amplificatorului operațional, iar  $A$  câștigul său în buclă deschisă. Se obține în continuare:

$$i_T = \frac{v_T + A \cdot v_T}{R_F} + \frac{v_T}{R_{id}} = v_T \cdot \left( \frac{1+A}{R_F} + \frac{1}{R_{id}} \right)$$

Se extrage expresia rezistenței de intrare  $R_{in}$ :

$$R_{in} = \frac{v_T}{i_T} = \frac{1}{\frac{1+A}{R_F} + \frac{1}{R_{id}}}$$

Se obține în cele din urmă valoarea:

$$R_{in} = \frac{R_{id}}{1 + (R_{id} / R_F) \cdot (1 + A)}$$

Având în vedere că sunt valabile inegalitățile:

$$R_{id} \gg \frac{R_F}{1+A}, \quad \frac{1}{R_{id}} \ll \frac{1+A}{R_F}$$

se obține expresia:

$$R_{in} \approx \frac{R_F}{1+A}$$

Dacă se ține seama de valorile uzuale ale câștigului în buclă deschisă  $A$  de ordinul  $10^4 \dots 10^5$  și ale rezistenței din circuitul de reacție de ordinul  $k\Omega \dots$  zeci de  $k\Omega$ , rezultă o valoare foarte redusă a rezistenței de intrare în circuitul convertorului curent-tensiune, ceea ce asigură condiția de bună funcționare a circuitului.

Limita inferioară a curentului de intrare este determinată de curentul de polarizare al intrării inversoare. Pentru a mări rezoluția circuitului se folosesc amplificatoare operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp la intrare.

Câștigul operaționalului pentru tensiunea de decalaj la intrare  $V_{ioff}$  este:

$$A_{off} = 1 + \frac{R_F}{R_S} \approx 1, \quad \text{deoarece } R_F \ll R_S$$

Efectul erorii statice datorită tensiunii de decalaj la intrare este redus. De asemenea, efectul curentului de polarizare al intrării inversoare poate fi redus în condițiile folosirii de amplificatoare operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp la intrare.

Curentul de zgomot poate fi o sursă de erori însemnate, datorită impedanțelor foarte mari ce caracterizează generatorul de curent.

Uzual în paralel cu  $R_F$  se conectează un condensator  $C_F$  pentru a reduce efectul curentului de zgomot de înaltă frecvență. Impedanța de ieșire a convertorului curent-tensiune este foarte mică datorită reacției negative aproape totale. Circuitul se va comporta (la ieșire) aproape ca o sursă ideală de tensiune, realizând funcția de conversie propusă.

## 9. MULTIPLICAREA ANALOGICĂ

În multe aplicații analogice apare necesitatea înmulțirii a două mărimi. Prin folosirea amplificatoarelor operaționale, multiplicarea sau divizarea a două mărimi analogice poate fi realizată cu suficientă acuratețe.

Practic s-au dezvoltat mai multe procedee de multiplicare analogică. După complexitatea lor se poate constata că cele mai dezvoltate se bazează pe logaritmare, în timp ce cele mai simple sunt multiplicatoarele cu transconductanță variabilă. Vom studia în cele ce urmează aceste două circuite, întrucât ele pun în evidență extremele ce se obțin în cazul multiplicării analogice.

### Circuit de multiplicare pe principiu logaritmic

Un circuit de multiplicare analogică pe principiu logaritmic este dat în fig. 9.1.

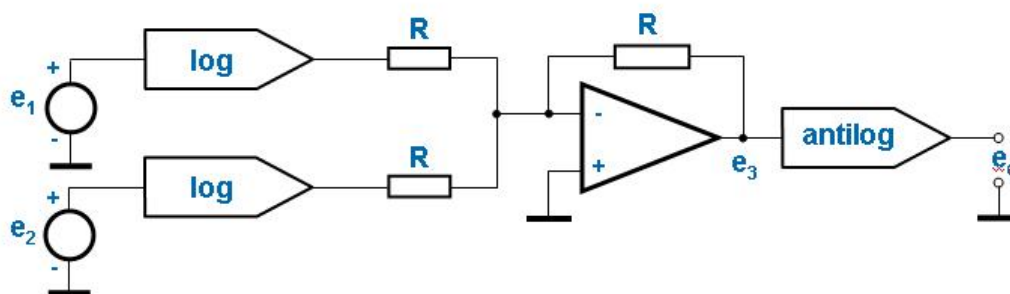


Figura 9.1

Funcționarea multiplicatorului se bazează pe proprietățile logaritmilor, în principal pe aceea că suma a doi logaritmi este egală cu logaritmul produsului. Principiul este foarte simplu: se logaritizează semnalele de intrare folosind amplificatoare logaritmice, se sumează logaritmii cu un etaj sumator, în final produsul fiind obținut într-un etaj antilogaritmice.

Tehnicile de logaritmare și antilogaritmare au fost discutate anterior. Folosind notațiile din fig. 9.1 putem scrie:

$$e_3 = k_1 \cdot (\ln e_1 + \ln e_2) = k_1 \cdot \ln e_1 \cdot e_2$$

$$e_o = k_2 \cdot \exp \frac{e_3}{k_1} = k_2 \cdot \exp \frac{k_1 \cdot \ln e_1 \cdot e_2}{k_1}$$

$$e_o = k_2 \cdot \exp \frac{e_3}{k_1} = k_2 \cdot \exp \frac{k_1 \cdot \ln e_1 \cdot e_2}{k_1}$$

Se obține prin urmare pentru tensiunea de ieșire din circuit expresia (9.1):

$$e_o = k_2 \cdot e_1 \cdot e_2 \quad (9.1)$$

Deși principal multiplicatorul este foarte simplu, din punct de vedere tehnologic problemele se complică, așa cum s-a văzut când s-au studiat amplificatoarele logaritmice.

Funcție de polaritățile semnalelor de intrare un multiplicator poate funcționa în unul, două, sau patru cadrane ale sistemului cartezian de coordonate. Un multiplicator funcționând în mai multe cadrane admite ambele polarități ale semnalelor de intrare, ceea ce introduce complicații semnificative în construcția etajelor logaritmice. Aceste complicații provin din faptul că elementul activ ce realizează logaritmare este în principiu o joncțiune conectată în circuitul de reacție negativă a unui amplificator operațional. Sensul de conectare este dictat de polaritatea semnalului de intrare.

Cu toate aceste probleme, multiplicatorul logaritmice cunoaște o largă răspândire, toate marile firme producătoare de circuite integrate dezvoltând serii întregi de astfel de multiplicatoare.

## Multiplicator cu transconductanță variabilă

Multiplicatorul cu transconductanță variabilă ilustrează cea mai simplă tehnică de multiplicare analogică. Schema de principiu a unui astfel de multiplicator este prezentată în fig. 9.2.

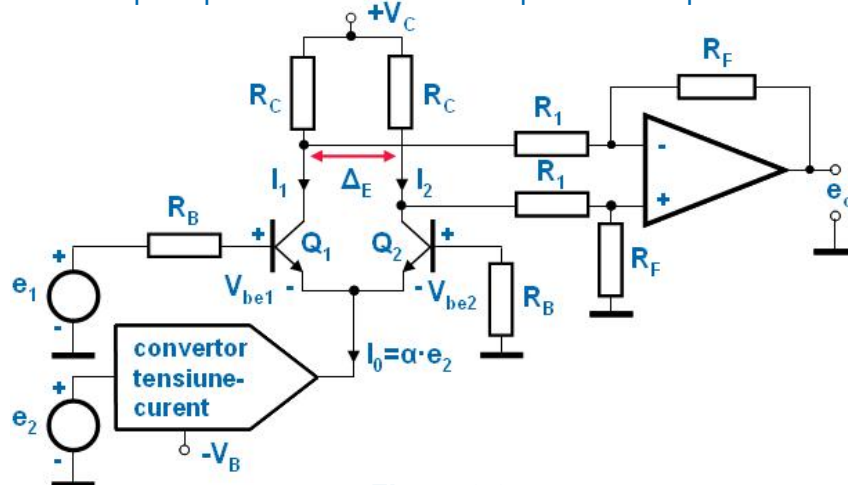


Figura 9.2

În cazul acestei metode, curentul prin perechea de tranzistoare a etajului diferențial este proporțional cu unul din semnalele de intrare,  $e_2$  în cazul notațiilor folosite. Pentru aceasta se

utilizează un convertor tensiune-curent adecvat. Presupunând că cele două tranzistoare sunt perfect împerecheate, curentul diferențial de colector (și prin aceasta tensiunea diferențială de colector) este proporțional cu produsul dintre tensiunile de intrare  $e_1$  și  $e_2$ .

Din condiția de simetrie perfectă a etajului diferențial cu tranzistoare putem scrie (în punct static de funcționare):

$$I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}, \quad I_1 = I_s \cdot e^{\frac{V_{be1}}{\eta \cdot V_T}}, \quad I_2 = I_s \cdot e^{\frac{V_{be2}}{\eta \cdot V_T}}$$

Pentru a evidenția modificările curenților prin tranzistoare la variații ale tensiunilor de intrare calculăm derivatele parțiale pentru curenții  $I_1$  și  $I_2$ :

$$\frac{\partial I_1}{\partial V_{be1}} = \frac{1}{\eta \cdot V_T} \cdot I_s \cdot e^{\frac{V_{be1}}{\eta \cdot V_T}} = \frac{1}{\eta \cdot V_T} \cdot I_1, \quad \partial I_1 = \frac{1}{\eta \cdot V_T} \cdot I_1 \cdot \partial V_{be1}$$

Trecând la diferențe finite, obținem:

$$\Delta I_1 = \frac{1}{\eta \cdot V_T} \cdot I_1 \cdot \Delta V_{be1} = \frac{1}{2 \cdot \eta \cdot V_T} \cdot I_0 \cdot \Delta V_{be1} \quad (9.2)$$

În mod absolut identic obținem pentru variația curentului  $I_2$  expresia (9.3):

$$\Delta I_2 = \frac{1}{\eta \cdot V_T} \cdot I_2 \cdot \Delta V_{be2} = \frac{1}{2 \cdot \eta \cdot V_T} \cdot I_0 \cdot \Delta V_{be2} \quad (9.3)$$

Tensiunea diferențială de colector  $\Delta E$  ce apare are expresia (9.4):

$$\Delta E = R_C \cdot (\Delta I_1 - \Delta I_2) \quad (9.4)$$

Înlocuind în relația (9.4) expresiile pentru  $\Delta I_1$  și  $\Delta I_2$  (din (9.2) și (9.3)):

$$\Delta E = R_C \cdot \frac{I_0}{2 \cdot \eta \cdot V_T} \cdot (\Delta V_{be1} - \Delta V_{be2}) \quad (9.5)$$

Din analiza circuitului din fig. 9.2 se poate scrie:

$$e_1 + \Delta V_{be2} - \Delta V_{be1} = 0$$

$$\Delta V_{be1} - \Delta V_{be2} = e_1$$

Înlocuind în relația (9.5) rezultă:

$$\Delta E = \frac{R_C \cdot I_0}{2 \cdot \eta \cdot V_T} \cdot e_1 \quad (9.6)$$

Având în vedere funcția convertorului tensiune-curent, se poate scrie relația (9.7):

$$I_0 = \alpha \cdot e_2 \quad (9.7)$$

Înlocuind această expresie în relația (9.6), se obține:

$$\Delta E = \frac{R_C \cdot \alpha}{2 \cdot \eta \cdot V_T} \cdot e_1 \cdot e_2 \quad (9.8)$$

Amplificatorul operațional realizează conversia de la semnal diferențial de intrare la ieșire asimetrică. Expresia tensiunii de ieșire a etajului diferențial este (9.9):

$$e_o = \frac{R_F}{R_1} \cdot \Delta E \quad (9.9)$$

Rezultă în final expresia (9.10) a tensiunii de ieșire din multiplicator:

$$e_o = \frac{R_F \cdot R_C \cdot \alpha}{2 \cdot R_1 \cdot \eta \cdot V_T} \cdot e_1 \cdot e_2 = k' \cdot e_1 \cdot e_2 \quad (9.10)$$

Din rezultatul final și din diferite rezultate parțiale se poate observa o sensibilitate semnificativă cu temperatura a circuitului. Acest aspect limitează posibilitățile de aplicare ale multiplicatorului cu transconductanță variabilă. Atât factorul de scală cât și nivelul de curent continuu se vor modifica la variațiile de temperatură, ultimul în principal datorită desperecherii inevitabile a tranzistoarelor din etajul diferențial.

Liniaritatea circuitului este de asemenea destul de slabă.

Un parametru de performanță important ce descrie comportarea multiplicatoarelor analogice se referă la eroarea de curent alternativ, care se măsoară în condițiile legării la masă a unei intrări și a aplicării unei tensiuni sinusoidale la cealaltă intrare. Ideal ar trebui ca la ieșire să se obțină semnal zero, dar în realitate apare o anumită componentă a semnalului sinusoidal de la intrare. În cazul multiplicatorului cu transconductanță variabilă eroarea este mai mare dacă se leagă la masă  $e_2$  și se aplică semnal la  $e_1$ .

Principalele avantaje ale acestui multiplicator sunt simplitatea constructivă și prețul de cost redus. Datorită celorlalte perfor-manțe modeste, circuitul are aplicații relativ restrânse, mai mult pentru extragerea unor informații calitative.