

Lucrarea de laborator nr. 1
UTILIZAREA MEDIULUI DE SIMULARE ELECTRONICS
WORKBENCH *EWB* ÎN ANALIZA CIRCUITELOR
ELECTRONICE

În mediul de simulare **MultiSim (Electronics Workbench-EWB)**, fișierul de date de intrare este introdus prin intermediul editorului grafic, care utilizează, în locul liniilor de program, simbolurile grafice ale elementelor de circuit. Acest program pune la dispoziția utilizatorului o puternică bibliotecă de subcircuite, acesta având rolul de a specifica numai valorile parametrilor de model corespunzătoare dispozitivului folosit.

1. SEMNALE ELECTRICE

Noțiunea de semnal electric desemnează reprezentarea grafică sau descrierea analitică a evoluției în timp a unei mărimi electrice (curent sau tensiune. Vezi fig.1).

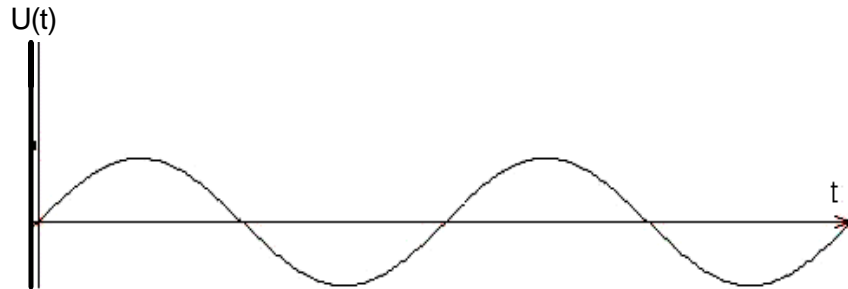


Fig.1. Forma de unda a unui semnal periodic sinusoidal

Aceasta mărime este denumită adeseori formă de undă și se figurează în coordonate carteziane.

Descrierea analitică a unui semnal. Parametrii unui semnal.

Expresia matematică a unui semnal se poate prezenta astfel:

$$V_a(t) = V_A + v_a(t) \quad (1).$$

Considerăm că semnalul este periodic. Parametrii unui astfel de semnal sînt:

- **T**-perioada semnalului. Este cel mai mic interval de timp după care valorile semnalului încep să se repete (matematic: cel mai mic număr T pentru care $V_a(t) = V_a(t+T)$);
- **f**- frecvența semnalului: $f = 1/T$.
- **V_a(t)**- reprezintă partea variabilă a semnalului; această parte este de medie nulă, adică:

$$V_a(t) = \frac{1}{T} \int_{(T)} V_a(t) dt = 0 \quad (2).$$

Această mărime se poate scrie sub forma: $V_a(t) = V_a \cdot f(t)$, unde $f(t)$ este o funcție ce dă forma semnalului, cu valori în intervalul $[-1;1]$, de medie nulă, iar V_a este amplitudinea semnalului egală cu jumătate din diferența dintre valoarea maximă și valoarea minimă a semnalului $V_a(t)$;

- **V_a**-reprezintă componenta continuă (care nu depinde de timp) a semnalului; în condițiile de mai sus ea se exprimă prin valoarea medie temporală a semnalului:

$$V_a = \frac{1}{T} \int_{(T)} V_a(t) dt = 0$$

Componenta continuă poate fi mărită sau micșorată cu ajutorul unui offset, o valoare constantă, care poate fi modificată de utilizator (vezi generatorul de funcții).

În figura 2 de mai jos este ilustrat un exemplu de semnal periodic:

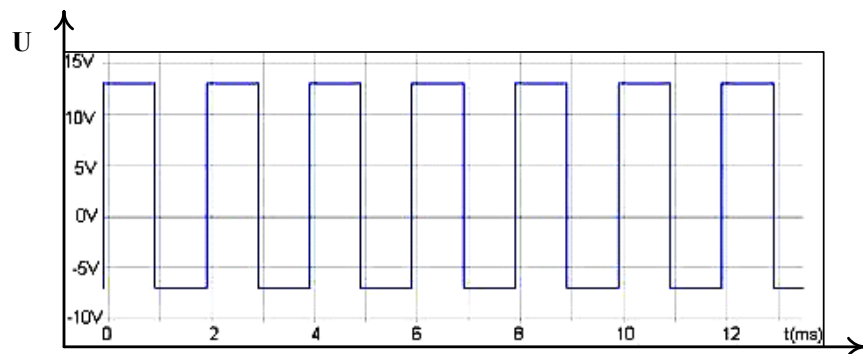


Fig. 2. Semnal periodic

În cazul unui semnal neperiodic (aleator) dispar noțiunile de frecvență și perioadă.

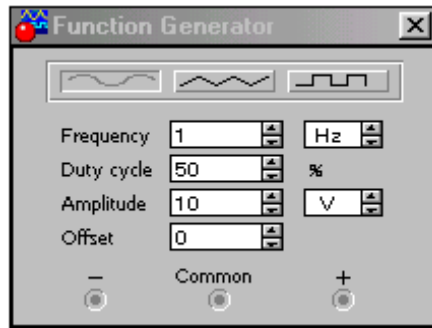
2. APARATE VIRTUALE ÎN EWB

2.1. Generatorul de funcții (semnale)

Generatorul de funcții este o sursă de tensiune care poate introduce în circuit un semnal cu o anumită formă de undă. Caracteristicile semnalului ce pot fi modificate pentru a satisface cerințele utilizatorului sunt: forma de undă, frecvența de lucru, factorul de umplere, amplitudinea și componenta continuă (sau offset-ul). Simbolul generatorului de funcții (așa cum apare el într-un circuit) este următorul:



Pentru a lucra în programul **EWB** cu generatorul de funcții (sau de semnale) acesta trebuie adus în zona de lucru din meniul principal al programului. După realizarea acestui lucru se trece la setarea celor 5 parametri ai semnalului, prezentați astfel încât aparatul să genereze tipul de semnal de care utilizatorul are nevoie. Pentru aceasta se apasă de două ori succesiv pe butonul din stânga al șoricelului ținând săgeata acestuia pe simbolul generatorului. După care se trece la modificarea parametrilor în fereastra din figura 3.



-forma de undă
 -frecvența
 -factorul de umplere
 -amplitudinea
 -offset-ul

Fig. 3. Parametrii generatorului de semnale

În final nu ne mai rămâne decât să **conectăm în circuit generatorul de funcții** și simularea poate începe!

2.1.1. Zona de lucru. Meniu

Generatorul de semnal se aduce în zona de lucru în felul următor:

- se selectează din lista de meniuri a programului **EWB** din submeniul **Instruments**:
- după expandarea acestuia, se alege al doilea simbol și se aduce în zona de lucru ținând butonul din stanga al șoricelului apăsat până când aparatul ajunge în locul dorit:

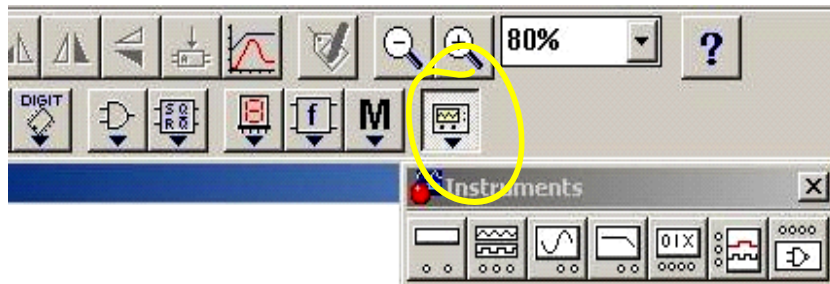


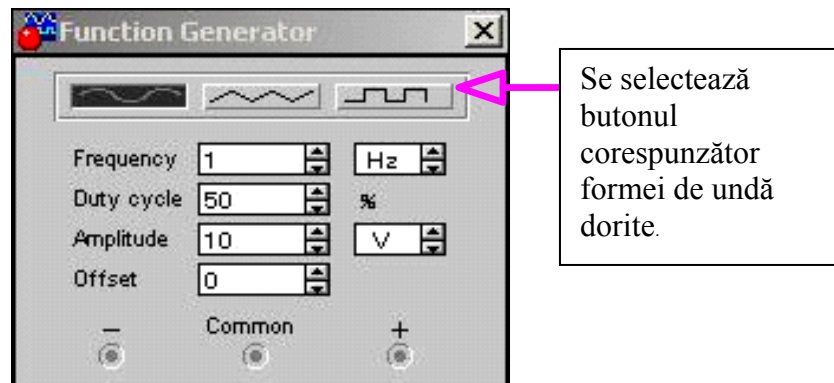
Fig. 4. Submeniul Instruments



Fig. 5. Generatorul de funcții-forme de undă semnale

2.1.2. Forma de undă

Există trei forme de undă: sinusoidală, dreptunghiulară și triunghiulară. În figura 6 observăm cum se poate alege, de exemplu, forma de undă sinusoidală:



Se selectează butonul corespunzător formei de undă dorite.

Fig. 6. Generatorul de semnale

2.1.3. Frecvența

Frecvența semnalului poate varia în intervalul 1 Hz - 999 MHz. În figura 7 se vede cum poate fi aleasă frecvența semnalului:

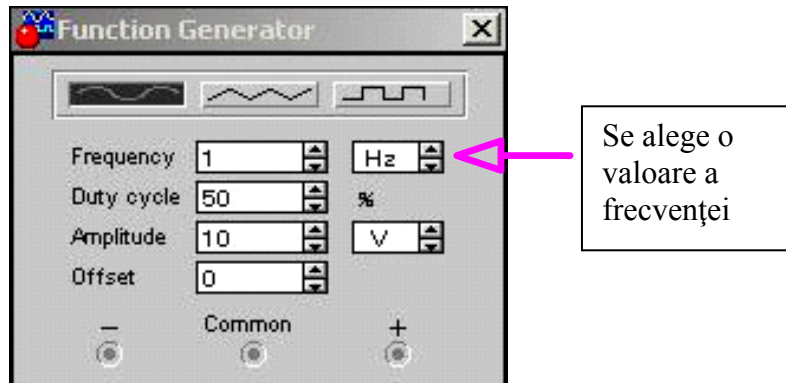


Fig.7. Generatorul de semnale

2.1.4. Factorul de umplere (duty cycle)

Factorul de umplere (duty cycle) este egal cu raportul dintre palierul semnalului sau frontul crescător la semnale triunghiulare, (t) și perioada semnalului (T): $d=t/T$

De exemplu, un semnal dreptunghiular cu factorul de umplere de 60% arată ca în figura 8:

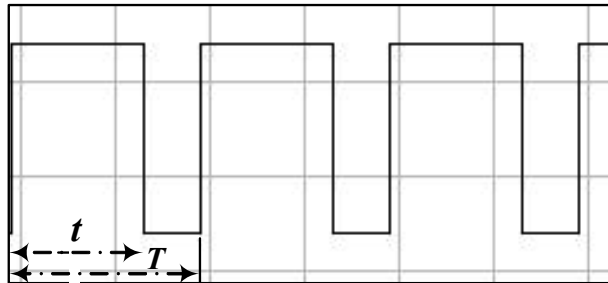


Fig.8. Semnal dreptunghiular

iar un semnal triunghiular cu factorul de umplere de 50% este urmatorul (vezi fig.9):

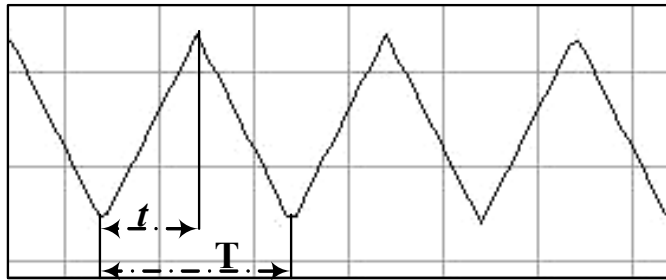
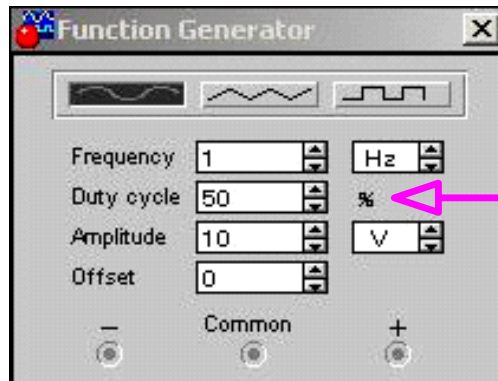


Fig.9. Semnal triunghiular



Se poate alege valoarea factorului de umplere în procente

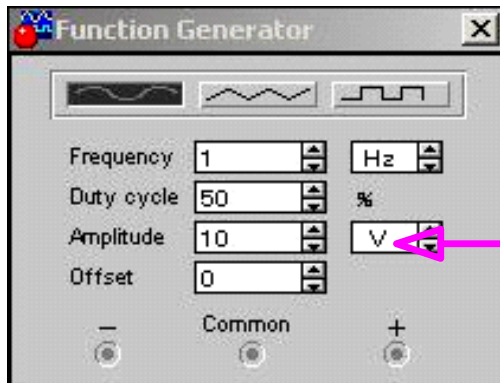
Fig.10. Generatorul de semnale

Valoarea factorului de umplere poate varia în intervalul 1 % - 99 %. În figura 10 se arată cum poate fi setat factorul de umplere.

2.1.5. Amplitudinea semnalului

Amplitudinea semnalului reprezintă suma tensiunilor maximă și minimă atinse de semnal și împărțită la 2, adică $A=(U_{min}+U_{max})/2$.

În EWB, amplitudinea poate lua valori între 1 V și 999 kV. Dacă generatorul de funcții este conectat în circuit, la bornele + și - (și nu la una dintre bornele + sau - și masa), atunci amplitudinea semnalului va fi dublă față de cât este setată. Setarea amplitudinii semnalului se efectuează astfel (vezi fig.11):



Se alege valoarea absolută și unitatea de măsură (dintre multiplii și submultiplii voltului)

Fig.11. Generatorul de semnale

2.1.6. Nivelul de offset(deplasare)

Nivelul de offset reprezintă o tensiune continuă care se adună algebric la componenta continuă a semnalului. Ea poate fi setată în intervalul -999 kV și 999 kV.

Nivelul de offset poate fi setat la fel din figura 11.

2.1.7. Conectarea în circuit a generatorului de funcții

Dupa cum se observă, generatorul de semnal are trei borne de legătură cu exteriorul:

-minus (“-“)

-common

-plus (“+“)

Generatorul va funcționa corect, adică va genera un semnal în circuit, dacă oricare două dintre aceste trei borne sunt conectate. Avem astfel, la dispoziție, mai multe variante de conectare. O primă variantă ar fi să conectăm borna **common** la masă și borna “+” (sau “-“) în circuit. Semnalul va începe cu alternanța pozitivă (sau negativă). A doua variantă ar fi să conectăm aparatul de la bornele “+” și “-“. Semnalul obținut va avea amplitudinea dublă și va începe cu alternanța dată de borna care nu este conectată la masa.

Ultima variantă este să conectăm borna “+” (sau “-“) la masă și borna **common** în circuit. Semnalul va începe cu alternanța negativă (sau pozitivă).

2.2. Multimetrul

Multimetrul îndeplinește funcțiile mai multor aparate electronice de măsură. Multimetrul din **Electronics Workbench** se apropie foarte mult de un multimetru real. El se aduce în zona de lucru a programului așa cum este demonstrat în figura 12 de mai jos:

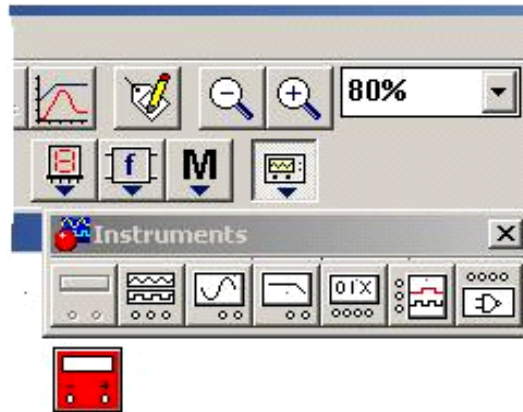


Fig. 12. Multimetrul

Panoul frontal al multimetrului arată ca în figura 13.

Se observă că în câmpurile din **meniul setărilor multimetrului** se pot introduce valori specifice fiecărui aparat. Aparatele electronice de măsură pe care le înglobează multimetrul sînt:

1. **ampermetrul**
2. **voltmetrul**
3. **ohmmetrul**
4. **decibelmetrul**

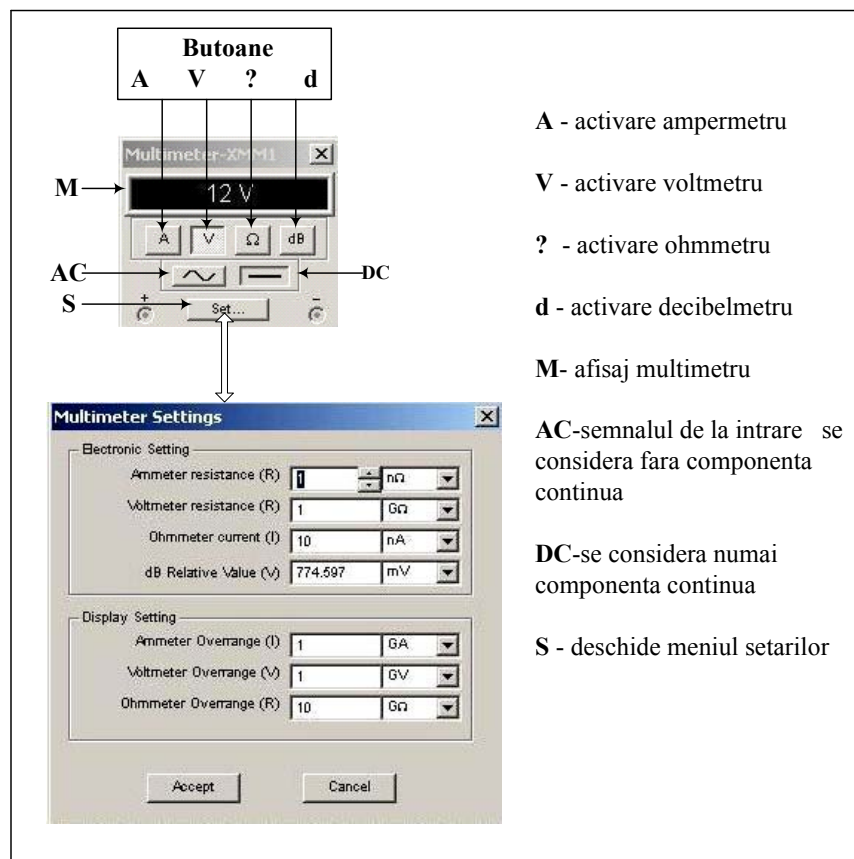


Fig. 13. Panoul frontal al multimetrului

Deci, la fel ca la un multimetru electronic real, trebuie să avem grijă cum îl conectăm în circuit. Trebuie menționat că multimetrul trece automat de la o scară la alta, în funcție de valoarea mărimii pe care o măsurăm. **Atenție!** Dacă semnalul măsurat cu multimetrul este variabil în timp, atunci aparatul indică valoarea efectivă a acestui semnal, care poate fi un curent sau o tensiune.

2.3. Ampermetrul

Cu ampermetrul se pot afla valorile curenților dintr-un circuit. Pentru ca modelul pe care îl folosim să fie cât mai aproape de cel ideal, adică dacă dorim ca modul în care conectăm ampermetrul să influențeze cât mai

puțin valoarea curentului măsurat, trebuie ca aparatul să aibă o impedanță internă cât mai mică. Dacă folosim ampermetrul, acesta trebuie inserat **în circuit în serie** cu componenta sau cu latura de circuit prin care vrem să aflăm valoarea intensității curentului. Această valoare a impedanței (rezistenței) interne a ampermetrului (notată cu R) o putem modifica chiar noi în meniul setărilor multimetrului. Dacă dorim să urmărim în același timp mai mulți curenți într-un circuit, varianta folosirii multimetrului nu este recomandată (în afară de faptul că nu avem decât un singur multimetru, trebuie ținut cont că pentru fiecare circuit trebuie să refaceam montajul și să repornim simularea). Se pot folosi foarte ușor ampermetrele din meniul "**Indicators**" (vezi fig.14), care sînt nelimitate ca număr și cărora nu trebuie decât să le precizăm rezistența internă și regimul în care să lucreze (curent continuu sau curent alternativ):

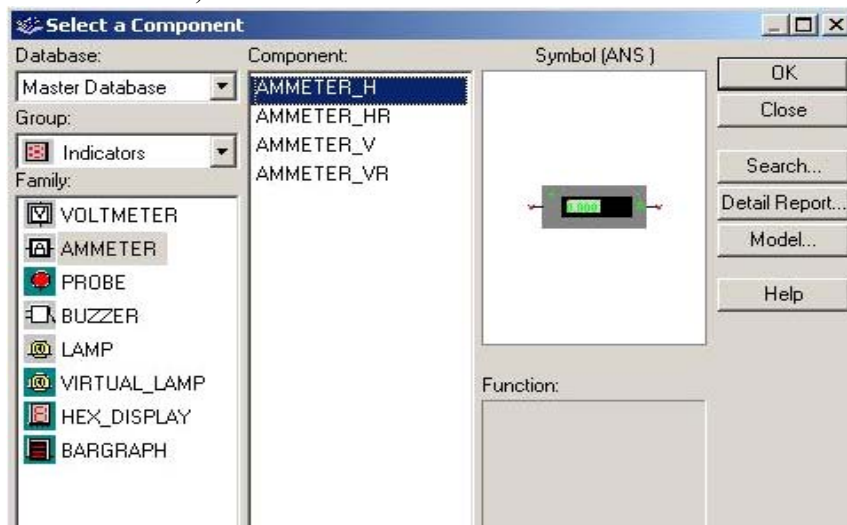


Fig.14. Indicatorii

Dând double-click pe simbolul ampermetrului apare un meniu în care putem schimba parametrii aparatului (vezi fig.15):

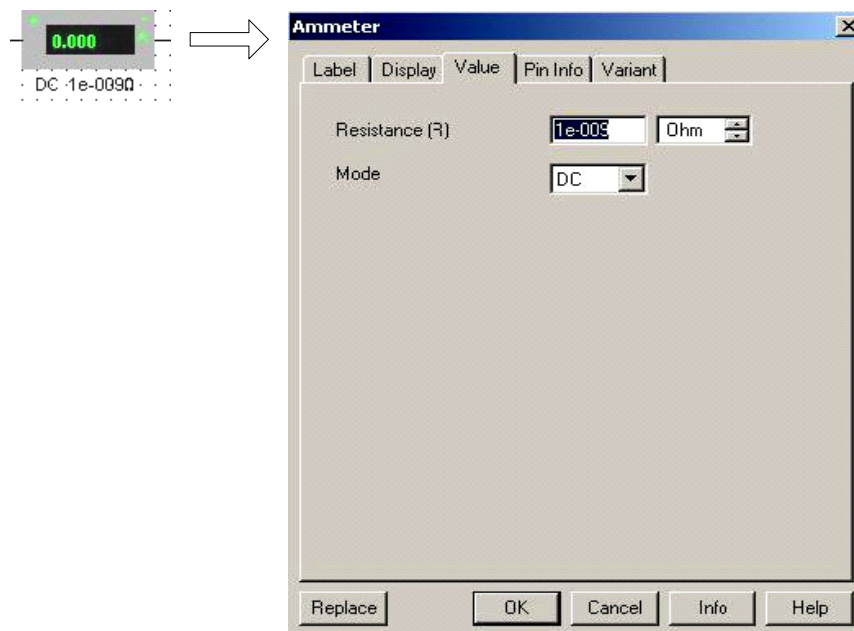


Fig.15. Parametrii ampermetrului

Desigur, modul în care conectăm ampermetrul rămîne același. Folosind acest ampermetru avem posibilitatea de a indica și o rezistență parazită a instrumentului. Sau putem considera că ampermetrul apare în circuit ca un gol sau ca un scurtcircuit.

2.4. Voltmetrul

Cu ajutorul voltmetrului se pot afla valorile tensiunilor dintr-un circuit. Pentru ca modelul pe care îl folosim să fie cît mai aproape de cel ideal, adică dacă dorim ca modul în care conectăm voltmetrul să influențeze cît mai puțin valoarea curentului măsurat, trebuie ca aparatul să aibă o impedanță internă cît mai mare. Dacă folosim voltmetrul, acesta trebuie inserat **în circuit în paralel** cu componenta pe care dorim să aflăm căderea de tensiune. Această valoare a impedanței (rezistenței) interne a voltmetrului (notată cu R) o putem modifica chiar noi în **meniul setărilor multimetrului**. Dacă dorim să urmărim în același timp mai multe tensiuni într-un circuit, varianta folosirii multimetrului **nu este recomandată** (nu avem decît un singur multimetru, deci nu putem

urmări mai multe tensiuni în același timp). Se pot folosi foarte ușor voltmetrele din meniul "**Indicators**", care sînt nelimitate ca număr și cărora nu trebuie decît să le precizăm rezistența internă și regimul în care să lucreze (curent continuu sau curent alternativ).

Dînd double-click pe simbolul voltmetrului apare un meniu în care putem schimba parametrii aparatului (vezi fig.16):

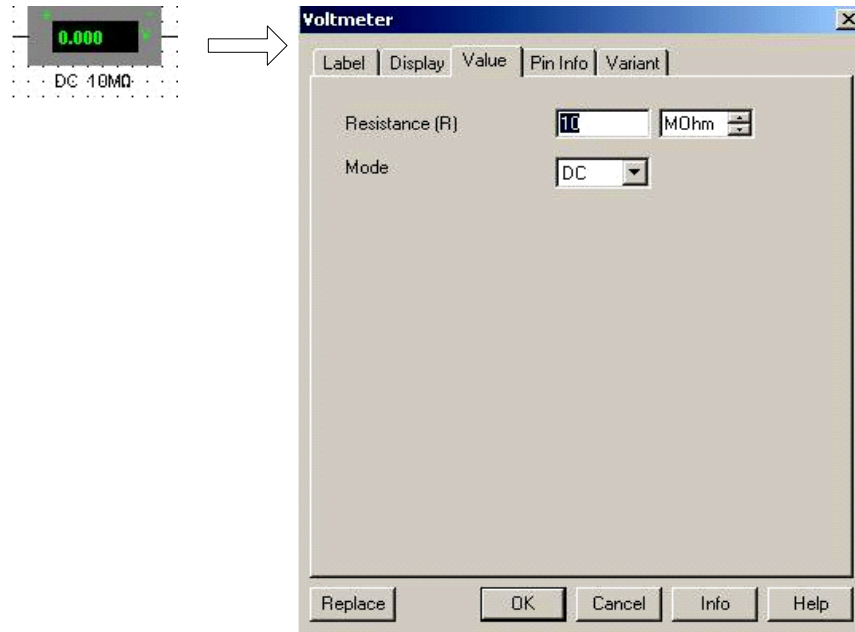


Fig.16. Proprietățile voltmetrului

Modul în care conectăm voltmetrul rămîne același. Folosind acest voltmetru avem posibilitatea de a indica și o rezistență parazită a instrumentului. Sau putem considera că voltmetrul apare în circuit ca un gol sau ca un scurtcircuit.

2.5. Conectarea multimetrului

Legarea multimetrului la circuitul pe care efectuăm măsurătorile este relativ simplă. Ea se face prin intermediul a două borne, vizibile atît pe simbolul multimetrului, cît și pe panoul frontal al acestuia.

Atenție! Ambele borne trebuie conectate la circuit, lucru care în practică se face prin intermediul sondelor de legătură, iar în **EWB** prin intermediul traseelor de circuit. Conectarea diferă, în funcție de care din aparatele înglobate în multimetru ne folosim.

2.6. Osciloscopul

Osciloscopul este unul dintre cele mai importante aparate electronice de măsură. Cu un osciloscop putem vizualiza în orice punct al circuitului **forma de undă** a tensiunii electrice, care reprezintă un **semnal electric**. Dar, **atenție!** Pentru a avea o tensiune avem nevoie de un potențial de referință, căci osciloscopul măsoară tensiunea ca diferență dintre potențialul punctului în care măsurăm și potențialul de referință ales. Trebuie, deci, să avem grijă cum conectăm osciloscopul în circuit. Ar fi bine bine de știut că un **osciloscop real** este mai complex decât osciloscopul din **EWB**. În primul rând cele două diferă prin modul de funcționare: în EWB programul calculează tensiunile în punctele de măsură, pe când în realitate apariția semnalului pe monitorul osciloscopului se datorează unei serii de fenomene fizice. Acum iată câteva lămuriri în legătură cu funcționarea osciloscopului din **EWB**. Pentru a utiliza osciloscopul el trebuie adus în zona de lucru. Meniul cu aparate poate fi accesat clicând cu butonul stâng al șoricelului pe butonul indicat în figura 17, de mai jos. Clicați cu butonul stâng al șoricelului pe el, veniți în zona de lucru și clicați încă o dată acolo unde vreți să apară. Apare simbolul micșorat al osciloscopului. Aici puteți să alegeți unul din cele două osciloscopae: cu două canale sau cu patru canale. Am ales cu două canale.

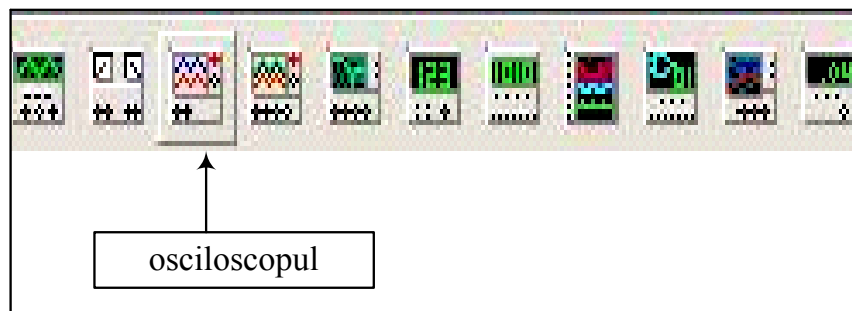


Fig.17. Panoul cu instrumente

Pentru a vedea mărit panoul frontal al osciloscopului faceți double-click pe el(vezi fig.18).

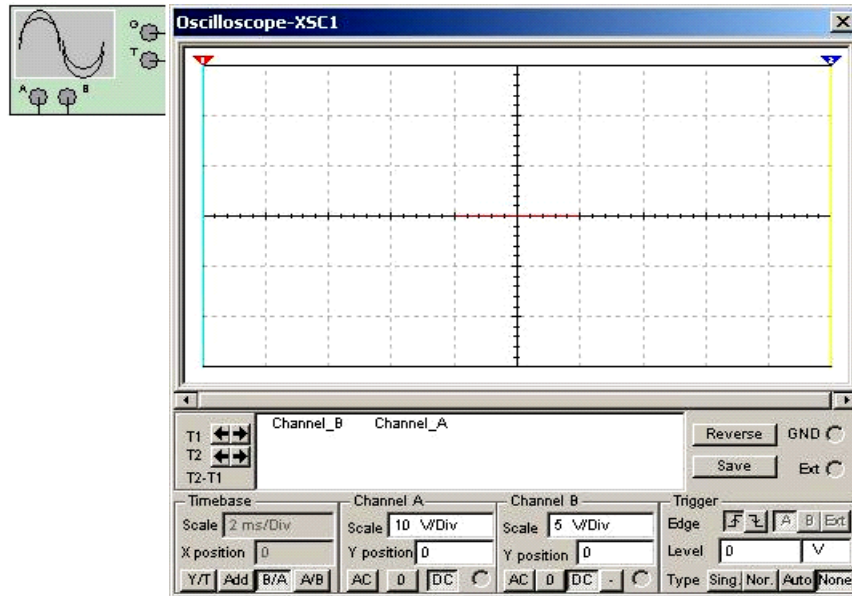


Fig.18. Simbolul și panoul frontal al osciloscopului cu 2 canale

În reprezentarea mărită, a panoului frontal se disting patru blocuri cu reglaje și mufe:

- 1) blocul **Time base (baza de timp)**
- 2) blocurile **Channel A (canalul A)** și **Channel B (Canalul B)**
- 3) blocul **Trigger (declanșare)**

În reprezentarea mărită a panoului frontal al osciloscopului "ecranul" acestuia se modifică, apropiindu-se ca aspect de cel al unui osciloscop real. De asemenea, apar și două cursoare verticale numerotate 1 și 2. Ele pot fi mutate de-a lungul monitorului apăsând cu butonul stâng al șoricelului pe partea numerotată și ținând butonul apăsat în timp ce deplasăm șoricelul. Valorile citite de aceste cursoare sunt afișate în două câmpuri aflate sub monitorul osciloscopului (sunt afișate valoarea tensiunii și momentul de timp la care aceasta a fost citită). Mai există aici

și un al treilea câmp, în care sunt afișate diferențele dintre valorile culese de cele două cursoare (vezi fig.19).

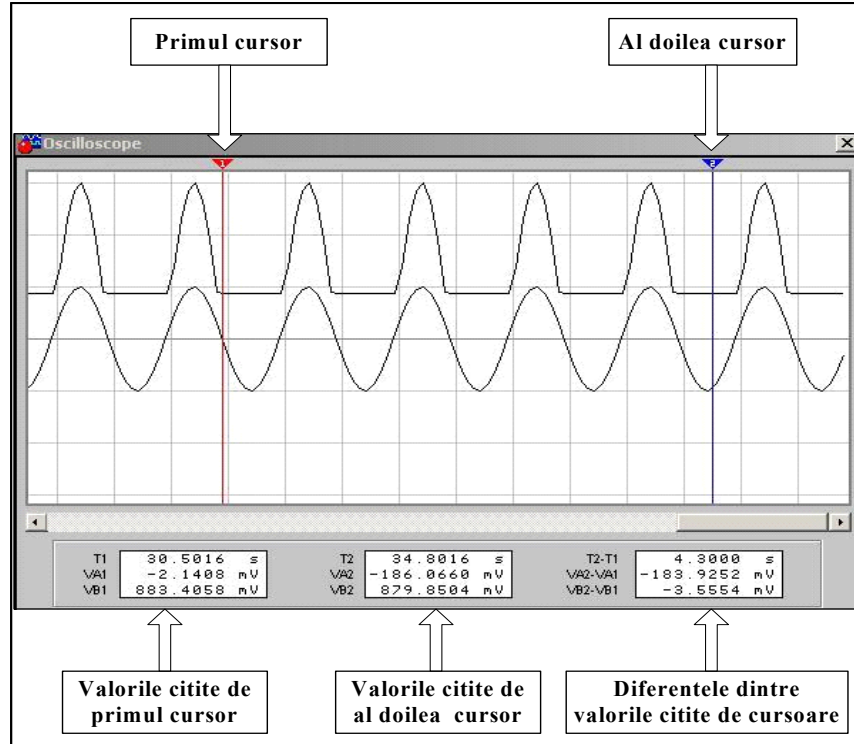


Fig.19. Exemplu de utilizare a cursoarelor

Osciloscopul din **EWB** este un osciloscop cu memorie. De aceea în reprezentarea mărită a panoului frontal, în cazul în care afișarea semnalului măsurat durează mai multe ecrane, putem "vedea" valori ale semnalului anterioare sau posteroare poziției curente în cadrul reprezentării acestuia. Tot ce trebuie să facem este să ne folosim de bara de deplasare aflată sub afișaj. Tot în reprezentarea mărită se observă butonul "**SAVE**". Apăsându-l puteți salva informațiile înregistrate de osciloscop într-un fișier cu extensia "**.scp**". Acest fișier poate fi folosit pentru **refacerea semnalului memorat de osciloscop**.

2.6.1. Conectarea osciloscopului

Osciloscopul se leagă la circuitul pe care efectuăm măsurătorile prin intermediul a 2/4 mufe (depinde de tipul osciloscopului), vizibile atât pe simbolul osciloscopului, cât și pe panoul frontal al acestuia (vezi fig.18). Cel mai adesea, potențialul de referință se alege ca fiind masa circuitului. În **EWB** legarea osciloscopului la masă nu mai este necesară dacă întregul circuit pe care facem măsurările este legat la masă. Trebuie menționat că putem vizualiza cu osciloscopul chiar două tensiuni, ambele față de aceeași referință. Ele se "introduc" în aparat prin intermediul mufelor din blocul **Channel A**, respectiv blocul **Channel B**. Principala sa componentă este tubul catodic, care are la un capăt un ecran fluorescent. Pe acesta apare un spot luminos generat de interacțiunea fascicolului de electroni cu luminoforul. Acest spot baleiază ecranul în ritmul semnalului măsurat, fenomen ce poate fi explicat astfel:

- fascicolul este generat de un termocatod și accelerat și focalizat de doi anodi cilindrici;
- baleierea se datorează devierii periodice pe orizontală a fascicolului, deviere apărută în urma aplicării unei tensiuni între două armături verticale;
- apariția pe monitor a unei imagini ce evoluează în același mod ca și semnalul măsurat se datorează devierii pe verticală a fascicolului de electroni, deviere apărută ca urmare a aplicării unei tensiuni (proporțională cu tensiunea instantanee a semnalului) între două armături orizontale. De aceea la osciloscopul real mai apar și alte controale, pe care nu le vom descrie aici.

Circuitul în care este introdus osciloscopul este văzut de acesta printr-o impedanță de intrare, Z_i , care este alcătuită dintr-o rezistență R_i de 1 MOhm și o capacitate C_i de aproximativ 10 pF, legate în paralel. Acestea constituie impedanță Z_i a aparatului (vezi fig.20).

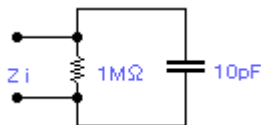


Fig.20. Impedanța de intrare a osciloscopului

Osciloscopul reprezintă tensiuni, și atunci, pentru a fi un bun receptor de tensiune trebuie să aibă o impedanță de intrare mare.

Efectul capacității C_i se va face simțit când se lucrează la frecvențe mari (100 MHz și peste), într-o măsură din ce în ce mai mare, devenind supărător, deoarece expune circuitului o reactanță din ce în ce mai mică, pînă la urmă scurtcircuitînd R_i . Problema este clară dacă studiați circuitul cu încă un aparat de măsură. De cele mai multe ori, inevitabil, acesta va simți impedanța Z_i a "concurrentului" său și va măsura în consecință, rezultând o afișare eronată la ambele aparate.

2.6.2. Baza de timp (Time base)

De aici (vezi fig.21) putem lărgi sau îngusta semnalul afișat (păstrîndu-se însă marginea din stînga); este vorba de fapt de mărirea sau micșorarea intervalului de timp în care spotul luminos ce baleiază ecranul ar parcurge o diviziune orizontală dacă nu s-ar aplica nici un semnal la intrările osciloscopului; acest interval este

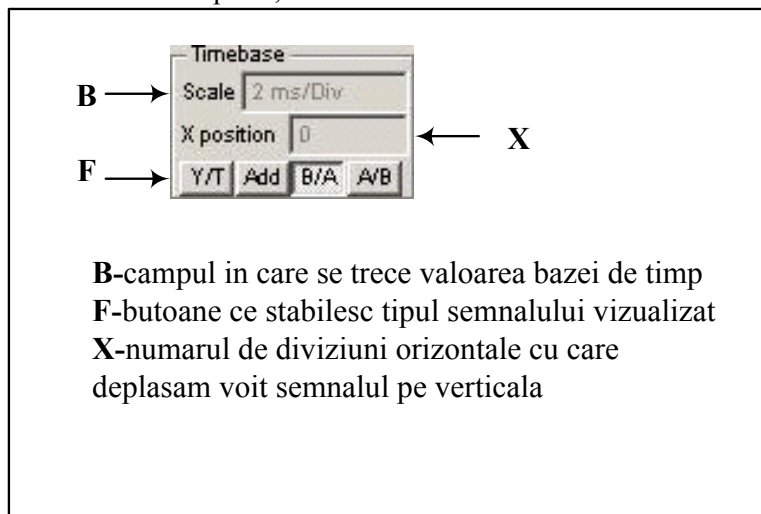


Fig.21. Blocul Baza de timp

denumit BAZA DE TIMP; tot în acest bloc se poate decide ce fel de semnal vedem, prin intermediul a trei butoane:

1. Y/T -> variația tensiunii măsurate în funcție de timp;

2. B/A -> variația tensiunii B în funcție de tensiunea A;

3. A/B -> variația tensiunii A în funcție de tensiunea B.

Regimul de afișare se alege cu ajutorul butoanelor **Y/T** **B/A** **A/B**. În regimul Y/T afișarea se realizează în modul următor: pe verticală – tensiunea semnalului, pe orizontală-timpul; în regimul B/A: pe verticală-semnalul din canalul B, pe orizontală-semnalul din canalul A; În regimul A/B-invers

2.6.3.Channel A (canalul A) și Channel B (canalul B)

Aceste două blocuri sînt similare(vezi fig.22); de aici se poate ajusta modul în care vedem amplitudinea semnalelor afișate (sau, altfel spus, amplificarea semnalului măsurat), adică numărul de volți pe o diviziune verticală; tot de aici se poate modifica modul în care semnalele sînt vizualizate, prin intermediul a trei butoane:

- AC -> fără componenta continuă;
- DC -> cu componenta continuă;
- 0 -> cu amplitudinea=0.

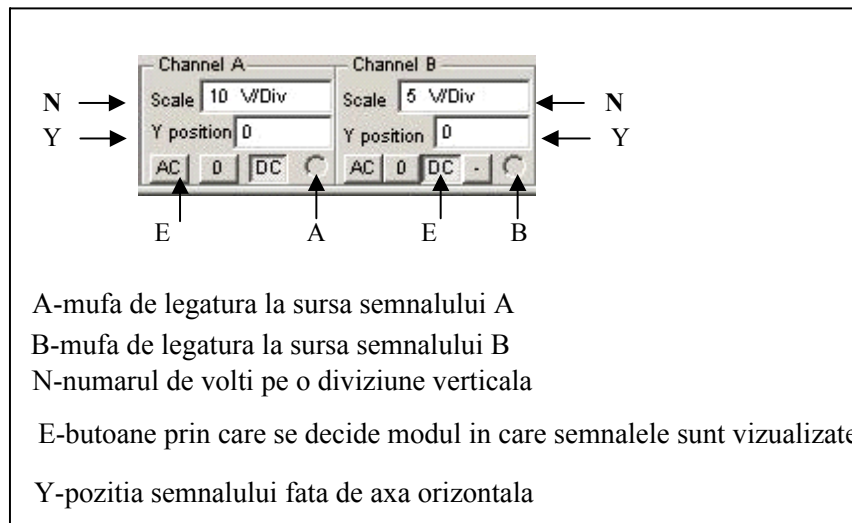


Fig.22. Blocurile cu canalele A și B

În aceste blocuri se poate stabili o altă axa orizontală (axa de 0 V) relativ la cea indicată pe afișaj, prin valoarea din câmpul Y POS (în număr de diviziuni). Este ca și cum am adăuga semnalului un **offset**. În reprezentarea micșorată a panoului frontal în aceste blocuri se observă și mufele (câte una pentru fiecare bloc) prin care se poate face legarea osciloscopului de punctele unde vrem să facem măsurările. Trebuie menționat că reglajele din aceste două blocuri pot fi făcute independent.

2.6.4. Blocul trigger

Acesta este blocul de unde se controlează sincronizarea semnalelor afișate (vezi fig.23); ce înseamnă acest lucru ? Pe afișajul osciloscopului este prezentă doar o parte din semnalul pe care-l măsurăm. Această parte este afișată începând din momentul în care valoarea tensiunii măsurate depășește un anumit nivel.

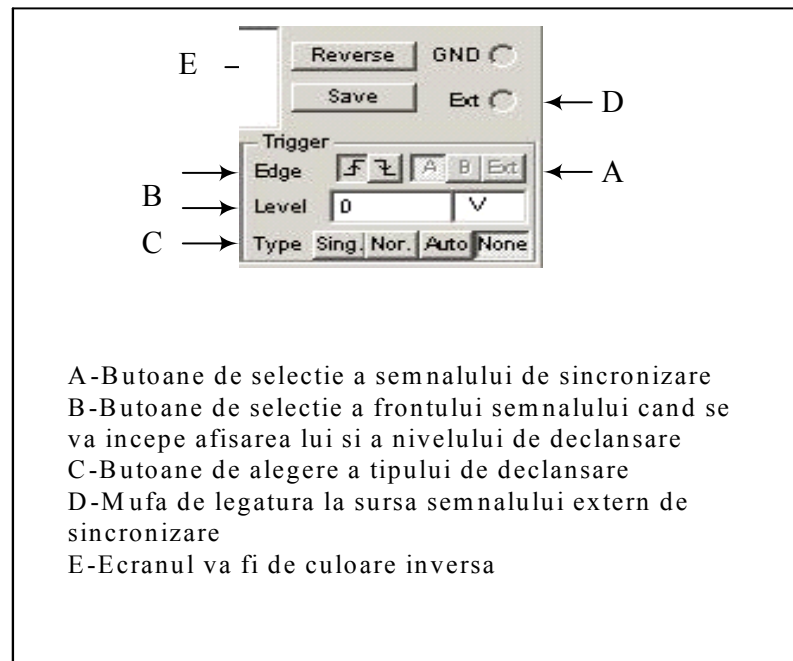


Fig.23. Blocul de triggerare

Acest nivel de tensiune (numit nivel de sincronizare) este stabilit în funcție de cum se face sincronizarea. Dacă ea se face în funcție de un semnal intern al aparatului (butonul **AUTO**), atunci acest nivel se va afla între valorile extreme ale tensiunii măsurate și semnalul va fi sigur afișat (în timpul cel mai scurt posibil, pentru că este detectat nivelul optim din acest punct de vedere). Dacă sincronizarea se face în funcție de însuși semnalul măsurat (butonul A sau B), de cel de-al doilea semnal măsurat (butonul B sau A) sau de un **semnal extern** (butonul **EXT**) atunci noi suntem cei care stabilim nivelul de sincronizare. Pentru aceasta trebuie completat câmpul **LEVEL** cu un număr ce reprezintă valoarea nivelului de sincronizare dată în număr de diviziuni (pe verticală). Trebuie, deci, să fim atenți la amplificarea semnalului cu care sincronizăm (dată în volți pe diviziune). **Atenție !** Când semnalul cu care sincronizăm este extern, osciloscopul consideră că amplificarea acestuia este de 1 V/div. Dacă măsurăm două tensiuni și nivelul de sincronizare nu e atins de semnalul cu care facem sincronizarea (semnalul A, B sau un semnal extern), atunci nici una din tensiuni nu e reprezentată pe monitorul osciloscopului. În reprezentarea micșorată a panoului frontal în acest bloc se observă și mufa prin care se poate introduce în osciloscop un semnal **EXTERN**.

2.7. Generatorul de cuvinte

În formă mărită generatorul este prezentat în fig.24. El mai este numit și generator de coduri. Cu ajutorul lui se pot genera cuvinte de 32 biți. Aceste cuvinte se pot alcătui de către utilizator pe ecranul generatorului, care este amplasat pe partea dreaptă a panoului. Pentru a alcătui combinațiile binare este necesar să faceți clic cu șoricelul pe rangul respectiv al cuvântului și să introduceți de la tastatură 0 sau 1. După aceasta pe ecran se poate deplasa cu ajutorul tastelor de deplasare a șoricelului. Conținutul de pe ecran poate fi șters, modificat sau salvat într-un fișier. Salvarea se va face într-un fișier, numele căruia se va indica în fereastra de setări după efectuarea operațiilor **SAVE**→**ACCEPT** din fig.25. În calitate de nume de fișier implicit se va propune numele fișierului circuitului dar cu extensia **.dp** sau veți alege un alt nume. În caz de necesitate acest fișier poate fi redactat și încărcat din nou din fereastra **SETTINGS**(vezi fig.25), urmînd **LOAD**→**ACCEPT**. Cuvintele alcătuite vor fi accesibile la cele 32 mufe amplasate în partea de jos a generatorului.

A-Trimite flux continuu de cuvinte
B-Trimite cuvinte de la adresa initiala pana la cea finala din flux
C-Trimite cate un cuvint intrun moment de timp dat
D-Utilizeaza sau creeaza mostre de cuvinte

Bufer-se salveaza mostrele de cuvinte sau se genereaza cele prestabilite

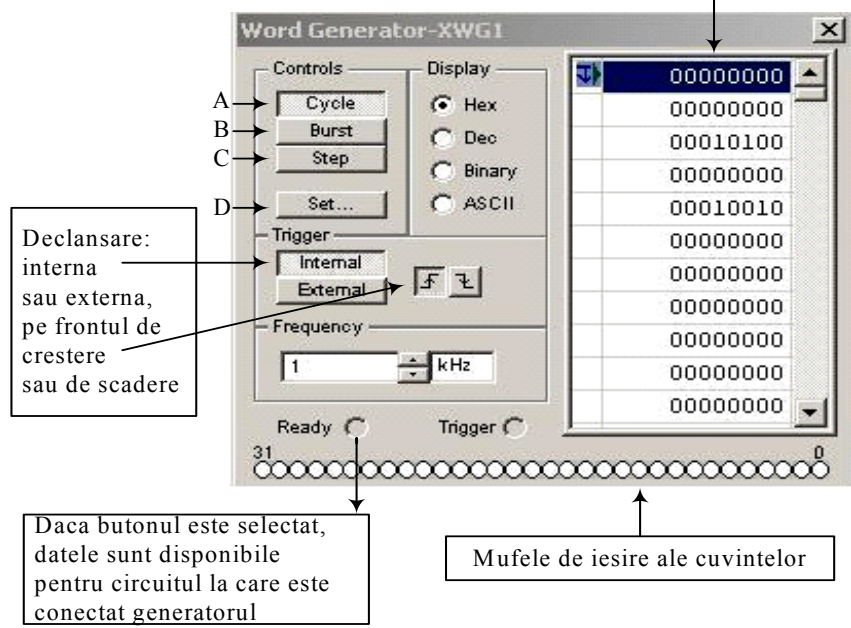
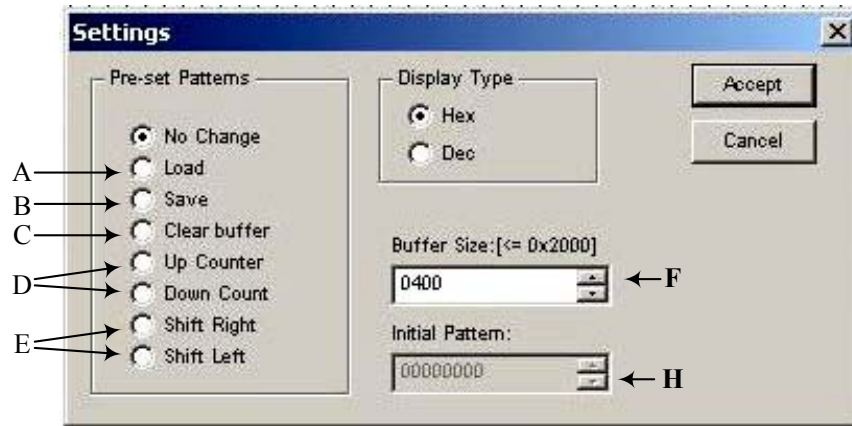


Fig.24. Generatorul de cuvinte

Modul de afişare a cuvintelor se poate efectua alegînd una din posibilităţile ce le oferă generatorul, şi anume: **HEX**, **DEC**, **BINARY** şi **ASCII**. Rezultatul reprezentării apare în fereastra din dreapta (vezi fig.24).



A-Deschide fisierul cu mostre salvate anterior
B-Salveaza mostrele curente in fisier
C-Sterge buferul si afiseaza 00000000 in HEX
D-Creeaza mostre succesive de cuvinte ce se incrementeaza sau decrementeaza cu 1
E- Creeaza mostre de cuvinte care se deplaseaza spre stanga/dreapta
F-Se indica numarul de linii sau cuvnte din bufer
H- Aici se introduce valoarea initiala pentru incrementare/ decrementare sau deplasarea stanga/dreapta
 Toate operatiile se termina cu ACCEPT

Fig.25.Fereastra de setări

2.8.Analizorul logic

Pentru a utiliza acest instrument se face un simplu clic pe pictograma **Logic Analyzer** din bara de instrumente. Afișarea panoului **Analizorului Logic** (în continuare **Analizor**)se face prin dublu clic pe simbolul lui pe aria aplicației **EWB** (vezi fig.26). După aceasta se pot face setările și vizualiza semnalele logice.

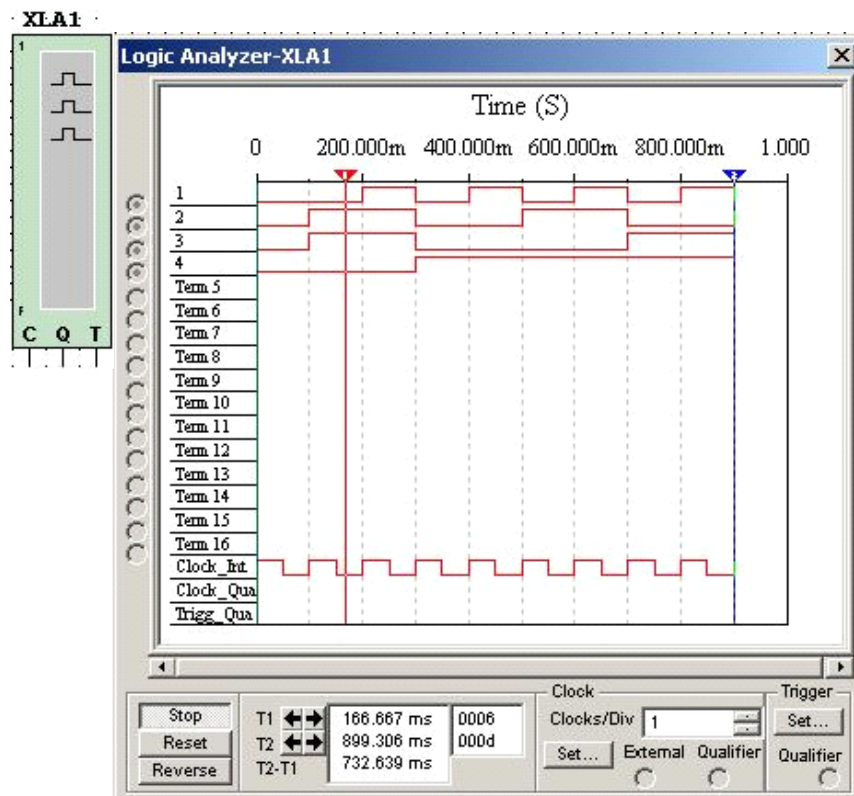


Fig.26.Simbolul și panoul frontal al analizorului

Analizorul afișează nivelele logice a 16 semnale logice dintr-un circuit. Acest instrument este utilizat pentru achiziția rapidă a datelor despre stările logice și analiza sincronizării în proiectarea sistemelor mari și depanarea lor.

Cele 16 ceruculețe din stînga panoului **Analizorului** corespund mufelor și servesc pentru conectarea semnalelor din cicuitul/sistemul examinat. Spre dreapta de la aceste mufe se vor afișa semnalele logice. Mufa cea de sus corespunde bitului inferior iar cel de jos bitului superior. Tot aici, în boxă, se afișează axa temporală(sus), jos sub bitul 16, se poate afișa semnalul de ceas intern sau extern și semnalul de declanșare.

Pentru a specifica numărul de eșantioane păstrate pînă și după declanșare faceți un clic pe butonul **SET**. Pentru a vizualiza rezultatele pe o

perioadă de timp, în partea de jos a panoului **Analizorului** este o bară de derulare.

- Pentru restartare instrumentul are butonul **RESET**. Acesta va șterge toată informația și se va începe memorarea de noi date din momentul când condițiile de declanșare se vor îndeplini după resetare.
- Pentru a renunța la datele stocate când **Analizorul** nu este declanșat, clickați pe **STOP**. Dacă **Analizorul** este deja declanșat și afișează date, un clic pe **STOP** va opri **Analizorul** și va permite simularea. După ce ați oprit **Analizorul** îl puteți reseta pentru a începe memorarea datelor.
- Pentru a șterge afișajul de pe **Analizor**, faceți **STOP**→**RESET**. Aceasta nu va afecta simularea. **Analizorul** va începe să „acumuleze” date din momentul de timp când condițiile de declanșare se îndeplinesc după ce faceți **RESET**.

2.8.1. Setarea ceasului

Ceasul informează **Analizorul** când trebuie să citească eșantioane de intrare. Pentru a ajusta setările ceasului faceți clic pe **SET** de pe panoul **Analizorului** ca să apară boxa **Clock Setup** (din fig.27) se explică semnificația butoanelor și a radiobutoanelor. Orice operație se termină cu apăsarea pe butonul **ACCEPT**. Calificatorul ceasului este un semnal de intrare care filtrează semnalul de ceas. Dacă acesta este setat în „x”, atunci calificatorul este dezactivat și semnalul de ceas determină când eșantioanele se vor citi. Dacă este stabilit în „1” sau „0”, eșantioanele se vor citi numai atunci când semnalul de ceas se potrivește cu semnalul calificator ales.

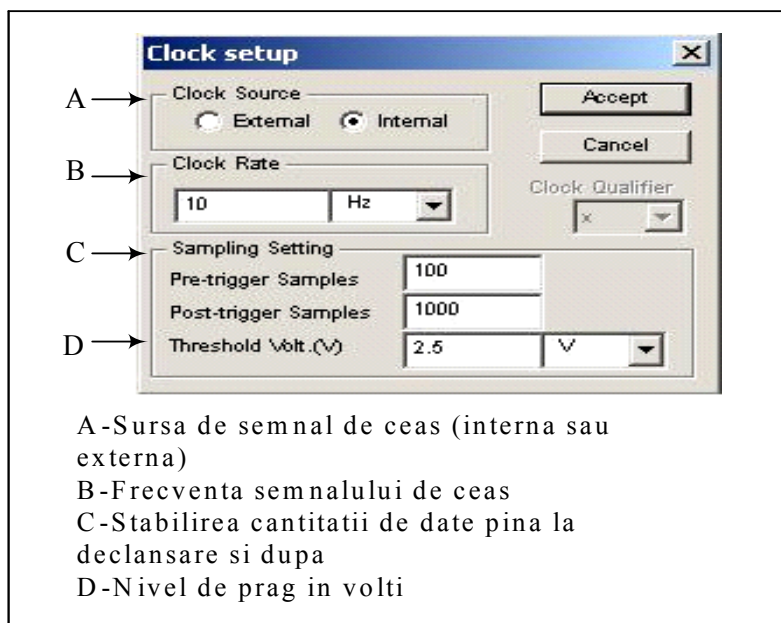


Fig.27. Setarea ceasului

2.8.2. Setarea declanșării Analizorului

Analizorul poate să se declanșeze la citirea cuvîntului specificat sau a combinației de cuvinte sau cînd apare frontul de creștere sau cel de scădere a semnalului de ceas. Pentru aceasta se face clic pe **SET** în boxa **Trigger** a **Analizorului**, după care în boxa apărută **Trigger Settings**(vezi fig.28), se va proceda în felul următor:

- Se alege frontul de creștere sau scădere, sau ambele;
- În boxele **Pattern A**, **Pattern B** sau **Pattern C** se introduc cuvinte binare. Simbolul "x" se va trata ca 1 sau 0;
- În boxa **Trigger combination** se alege o combinație din cele 21 combinații din A, B și C;
- În lista ce apare în boxa **Trigger qualifier** se alege calificatorul pentru declanșare.

Operația de setare se termină cu clic pe **ACCEPT**.

Calificatorul declanșării este un semnal de intrare ce filtrează semnalul declanșat. Dacă acesta este instalat în "x", atunci calificatorul este

dezactivat și semnalul de declanșare determină când **Analizorul** se va declanșa.

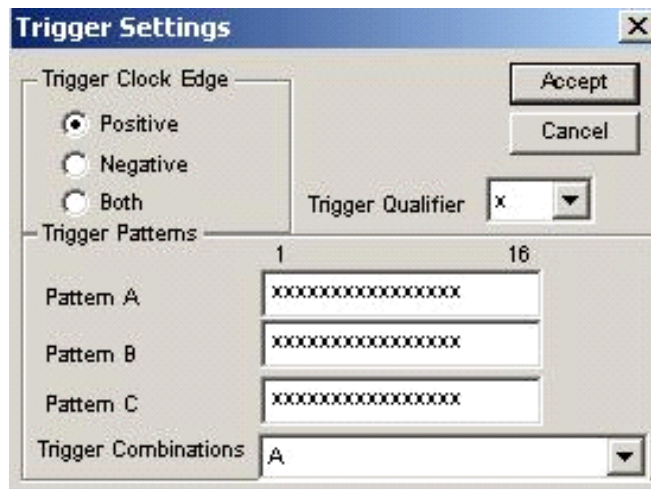


Fig.28. Blocul de setări pentru triggerare

3.SARCINI PENTRU CONSOLIDAREA CUNOȘTINȚELOR PRIVITOR LA MEDIUL DE SIMULARE EWB

Sarcina 1.

1.Să se asambleze un circuit rezistiv care ar conține între 5 și 10 noduri. Valorile rezistențelor să difere una de alta și să ia valori între 10kΩ și 510 kΩ. Pe lângă rezistențe circuitul trebuie să conțină surse de tensiune de curent continuu și surse de tensiune de curent alternativ.

2.Semnalele din anumite noduri ale circuitului, la indicația profesorului, să se vizualizeze cu ajutorul osciloscopului și să se măsoare valoarea tensiunii

3.Să se măsoare, la indicația profesorului, căderile de tensiune pe anumite rezistențe, potențialul unor noduri față de punctul de referință și curenții prin unele rezistențe cu ajutorul voltmetrelor și ampermetrlor din EWB.

Sarcina 2.

- 1.În circuitul rezistiv, la indicația profesorului, se inserează surse de tensiune de curent alternativ.
- 2.Se vor măsura căderile de tensiune, potențialele și curenții prin aceleași elemente.
- 3.Se vor vizualiza la osciloscopul cu 4 spoturi tensiunile în nodurile indicate de profesor.

Sarcina 3.

- 1.În circuitul de mai sus , la indicația profesorului, să se insereze capacitatoare în paralel și în serie cu unele rezistențe.
- 2.Să se măsoare tensiunea și curentul prin anumite componente la indicația profesorului.
- 3.Să se vizualizeze la osciloscop tensiunile din aceleasi noduri ca și în cazul sarcinii precedente.

4.CERINȚE FAȚĂ DE REFERAT

Referatul trebuie să conțină:

- 1.Foaia de gardă (denumirea lucrării, grupa, numele și prenumele studentului).
- 2.Circuitele studiate.
- 4.Rezultatele studierii/simulării în mediul EWB.
- 5.Concluzii.

Lucrarea de laborator nr. 2
STUDIAREA CIRCUITELOR LINIARE ELABORATE ÎN BAZA
AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

SCOPUL LUCRĂRII: Familiarizarea cu parametrii și caracteristicile AO și studierea utilizării lor în calitate de circuite liniare ca: amplificatoare, sumatoare, diferențiatoare, integratoare.

1. NOȚIUNI DE BAZĂ ȘI RELAȚIILE DE CALCUL

Amplificatorul operațional (**AO**) este un amplificator de curent continuu, ce are intrare diferențială și ieșire simplă, destinat pentru efectuarea diverselor operații asupra semnalelor analogice și de impuls în circuite cu buclă de reacție închisă.

Actualmente circuitele integrate (**CI**) de **AO** sunt cele mai universale componente electronice care sunt produse în serii foarte mari. Grație diverselor variante de bucle de reacție, ce se pot atașa, este posibil elaborarea de circuite cu proprietăți diferite (amplificatoare, sumatoare, comparatoare, filtre, diferențiatoare, generatoare....).

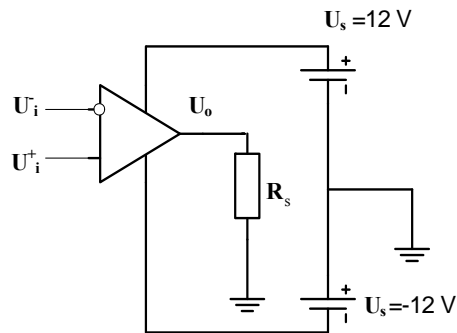


Fig.1. Simbolul grafic al AO.

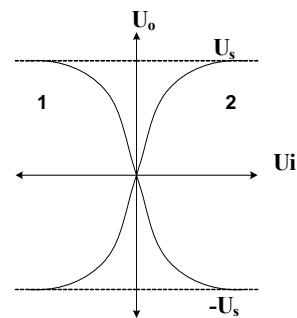


Fig.2. Caracteristica de transfer a AO

În figura 1 este prezentat simbolul grafic convențional al **AO** și modul de conectare în curent continuu. Din această figură se vede că **AO** are două intrări și o ieșire. Intrarea (U_i^-), tensiunea căreia este defazată cu 180 grade (contrafază) față de tensiunea de ieșire U_o este numită intrare inversoare și se marchează cu un cerculeț. Cealaltă intrare (U_i^+), unde

tensiunea este în fază cu tensiunea de ieșire este numită intrare neinversoare. **AO** are, de obicei, alimentare bipolară iar intrările la care se aplică tensiunile de alimentare se marchează respectiv cu U_s^- și U_s^+ . Suplimentar **AO** poate avea pini pentru cuplarea componentelor pentru corecția în frecvență și pentru compensarea tensiunii de decalaj a tensiunii de ieșire. **AO** se consideră compensat atunci când se îndeplinește condiția: $U_o = 0$, când $U_i = 0$.

Tensiunile de intrare (U_i^+ , U_i^-) și tensiunea de ieșire (U_o) ale **AO** sunt legate prin următoarea relație :

$$U_o = A (U_i^+ - U_i^-) ,$$

unde **A**-factorul de amplificare al **AO**.

Deoarece factorul de amplificare a **AO** este destul de mare ($10^5 \div 10^6$), circuitele cu **AO** funcționează în regim liniar numai dacă la acestea este atașată reacția negativă. Dacă aceasta lipsește ori dacă în circuit este reacție pozitivă, atunci circuitele se comportă neliniar și pot fi cu funcție de comparator, generator de semnale și altele.

1.1. Parametrii AO se pot diviza în următoarele grupe:

Parametrii de intrare, determinați de proprietățile etajului diferențial de intrare:

- Tensiunea de decalaj U_d , valoarea căreia apare din cauza neidentității tensiunilor U_{be} a transistoarelor din etajul diferențial de intrare, și de deriva termică $\Delta U_d / \Delta T$;
- Curenții de intrare I_b și I_b^+ , curentul de polarizare de intrare $I_B = (I_b + I_b^+) / 2$, curentul de intrare de decalaj $I_o = (I_b - I_b^+)$, deriva termică a curentului de decalaj $\Delta I_d / \Delta T$;
- Tensiunea maximă diferențială de intrare $U_{i,dif. max}$ și sinfazică maximă $U_{i,sin. max}$;
- Rezistența diferențială de intrare $R_{i,dif}$, adică rezistența dintre intrările **AO** pentru semnal diferențial mic, pentru care se păstrează liniaritatea tensiunii de ieșire;

Parametrii de transfer:

- Factorul de amplificare în tensiune **A**, care se determină ca raportul dintre schimbarea tensiunii de ieșire și tensiunea

semnalului diferențial de intrare ce a cauzat această schimbare
 $A=U_o/U_{i,dif}$;

- Factorul de rejecție pe mod comun **RMC**, care este raportul dintre câștigul diferențial în buclă deschisă și câștigul pe mod comun în buclă deschisă, $RMC=A/A_{mc}$, unde A_{mc} este câștigul pe mod comun.
- Frecvența limită f_l –frecvența pentru care factorul de amplificare se micșorează $(1/2)^{1/2}$ ori față de valoarea maximă a lui **A**. Această frecvență corespunde micșorării lui **A** cu **3 dB**, pentru **A** dat în dB.

Parametrii de ieșire, determinați de proprietățile etajului de ieșire ale **AO**.

- Rezistența de ieșire R_o .
- Curentul de ieșire I_o , măsurat pentru tensiunea maximă de ieșire, sau rezistența minimă de sarcină $R_{s,min}$.
- Tensiunea de ieșire maximă a domeniului liniar de amplificare. Pentru majoritatea tipurilor de **AO** valoarea $U_{o,max} = (U_s - 1,5)V$, ceea ce constituie circa 10 V.

Răspunsul amplificatoarelor la funcție treaptă. Acesta se apreciază după modul în care amplificatorul transmite la ieșire frontul și palierul semnalului treaptă aplicat la intrare. Pentru aceasta se definesc următoarele mărimi principale:

- Viteza de creștere a tensiunii de ieșire U_o – $\rho(V/\mu s)$ -viteza maximă de schimbare în timp a tensiunii la ieșirea **AO** după aplicarea la intrare a semnalului de nivel mare.
- Timpul de stabilire t_s , reprezentând timpul după care valoarea răspunsului diferă de valoarea finală cu 2%.

O caracteristică importantă a **AO** este caracteristica de transfer. Aceasta reprezintă dependența valorii instantanee a mărimii de ieșire de valoarea instantanee a mărimii de intrare. În figura 2, curba 1 corespunde tensiunii de ieșire pentru tensiunea de intrare la intrarea inversoare și tensiune nulă la intrarea neinversoare, adică $U_o = f(U_i^-) |_{U_i^+ = 0}$.

Curba $U_o = f(U_i^+) |_{U_i^- = 0}$. Din această caracteristică poate fi determinat $A = U_o/U_i$ și tensiunea de deplasare U_{off} care este tensiunea continuă de la intrare pentru care tensiunea de ieșire este egală cu zero, adică **AO** este balansat, U_{off} este tensiunea continuă de la intrare, când $U_i^- = U_i^+ = 0$. Valorile tipice ale lui **A** sunt de la 10^4 până la 10^7 , iar $U_{off} = 5.. 20$ mV.

Pentru o analiză simplă a circuitelor cu **AO** este folosită noțiunea de amplificator ideal pentru care:

1. $A = \infty$;
2. $R_i = \infty$;
3. $R_o = 0 \Omega$;
4. $U_o = 0$ pentru $U_i^+ = U_i^- = 0$, adică ieșirea **AO** este compensată;
5. Δf -gama de frecvențe este $= \infty$;
6. I_i -curentul de intrare = 0 A.

Din cele prezentate reiese că **AO** virtual este cu intrările unite, adică $U_i^+ = U_i^-$, iar $R_i = \infty$. Această constatare urmează din aceea că pentru $A = \infty$ tensiunea $U_o = A (U_i^- - U_i^+)$ este mereu finită și are valoare mai mică decât a tensiunii de alimentare U_s , ceea ce poate avea loc numai în cazul în care este satisfăcută condiția $(U_i^- - U_i^+) = 0$ sau $U_i^- = U_i^+$.

În practică **AO** ideale nu există, dar din punctul de vedere al erorilor cauzate de parametrii amplificatoarelor reale, acești parametri pot fi foarte aproape de valorile ideale. Aceasta ne permite să folosim noțiunea de **AO** ideal, ceea ce substanțial simplifică analiza circuitelor cu **AO**. De obicei **AO** se utilizează în circuite împreună cu elemente ce formează buclă de reacție. Această buclă de reacție determină forma caracteristicilor de transfer și a celei în frecvență.

În realitate, la proiectarea circuitelor cu **AO** urmează să se ia în considerație valorile finite ale lui R_i , R_o și a benzii de trecere. Astfel valorile rezistoarelor cuplate la pini **AO** trebuie să satisfacă următoarele inegalități:

$$R_{\min} \geq 10R_o, R_{\max} \leq R_i / 10 .$$

Valorile capacitivelor, pe de o parte, trebuie să fie mult mai mari decât valorile capacitivelor parazite ale circuitului. Pe de altă parte, aceste capacitivități nu trebuie să fie mari, deoarece cresc dimensiunile circuitului și totodată și pierderile în capacitivități. Pentru circuite de frecvență joasă (filtre) frecvența amplificării unitare trebuie să satisfacă inegalitatea

$$f_1 \geq f_o A ,$$

iar pentru circuitele de frecvență înaltă (filtre) inegalitatea este și mai severă:

$$f_1 \geq 100 f_o A ,$$

unde f_0 – frecvența limită a circuitului; A -factorul de amplificare a circuitului în banda de trecere.

Amplificatoarele operaționale, ca circuite integrate pot fi clasificate astfel:

1. După tipul tranzistoarelor folosite în etajele de intrare:

-**AO** pe tranzistoare bipolare, ce au tensiune de decalaj mică, dar curenți de intrare importanți și rezistență de intrare relativ mare ($\approx 10^6 \Omega$);

-**AO** pe tranzistoare unipolare a etajului de intrare care are rezistență de intrare ($\approx 10^9 - 10^{12} \Omega$) și curenți mici de intrare, dar cu tensiune de decalaj mai mare.

2. După puterea de ieșire:

-**AO** standarde, care dau în sarcină cu impedență $R_s = 2k\Omega$ putere nominală de ieșire de circa 50 mW;

-**AO** de putere mare la ieșire de la unități de W până la câteva zeci de W;

-**AO** de putere mică, în care puterea consumată în regim staționar este foarte mică (circa 10^{-6} W).

3. După domeniul de folosire:

-**AO** de aplicație largă, ce sunt de preț și dimensiuni mici, gamă largă de tensiuni de alimentare, intrări și ieșiri protejate și frecvențe nu prea mari;

-**AO** de aplicații speciale, care la rândul lor sunt cele de precizie, de măsurare, electrometrice, programabile e.t.c.

Parametrii unor tipuri de **AO** pot să se schimbe prin corecția în frecvență, care se face în timpul producerii **AO**. În figura 3 este prezentată **caracteristica în frecvență a amplitudinii AO** cu corecție internă în frecvență. O astfel de caracteristică asigură stabilitate circuitelor cu **AO** dar înrăutățește considerabil proprietățile în frecvență a **AO**. În cazul unui semnal cu spectru larg proprietățile în frecvență ale **AO** impun restricții asupra factorului în amplificare, care poate fi obținut de circuit. Folosirea corecției externe în frecvență asigură, de regulă, funcționare stabilă **AO** în intervalul schimbării factorului de amplificare cu o diminuare mai mică a proprietăților în frecvență a **AO**. Aceasta în schimb atrage după sine o complicare a circuitului cu **AO**.

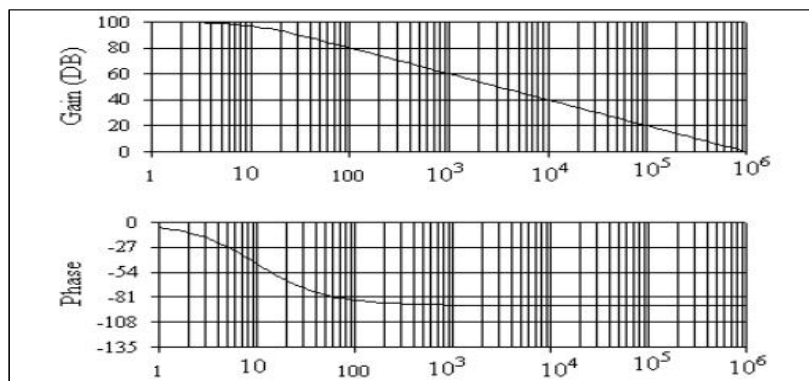


Fig. 3. Caracteristica în frecvență a amplitudinii AO

2.CIRCUITE PE AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

2.1.Circuit de amplificare inversor

Pentru amplificatorul inversor semnalul de ieșire este defazat față de cel de intrare cu 180 grade. Circuitul acestuia este adus în figura 4. Tensiunea de intrare U_i se aplică la intrarea inversoare prin rezistorul R_1 . Cu ajutorul rezistorului R_f se realizează bucla de reacție negativă de tip paralel.

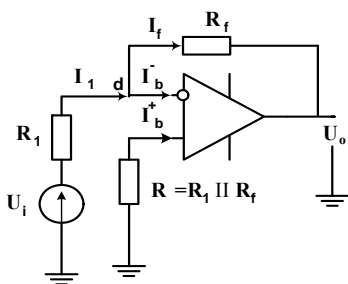


Fig.4.Circuit inversor

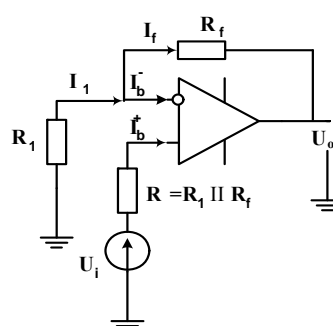


Fig. 5. Circuit neinversor

Pentru nodul d se poate scrie, în conformitate cu legea I a lui Kirhgoff , că

$$I_1 = I_f + I_b^- \quad (1).$$

Dacă se consideră că **AO** este ideal, adică cu intrările unite la zero virtual, urmează că $U_i^+ = U_i^- = 0$ și $I_b^- = 0$, iar relația (1) se va simplifica $I_1 = I_f$. În rezultat vom avea că $U_i = R_1 I_1$, $U_o = -R_f I_1$, iar factorul de amplificare se va determina din

$$A_f = U_o / U_i = -R_f I_1 / R_1 I_1 = -R_f / R_1 .$$

Semnul minus semnifică inversarea semnalului.

2.2.Circuit de amplificare neinversor

Pentru amplificatorul neinversor, prezentat în figura 5 tensiunea de ieșire și cea de intrare sunt în aceeași fază. Rezistoarele R_1 și R_f formează circuitul reacției negative de tip serial –paralel. Din circuitul prezentat rezultă că $U_i^+ = U_i$, iar $U_i^- = U_o R_1 / (R_1 + R_f)$. Luând în considerație că intrările sunt unite la zero virtual, urmează că $U_i^+ = U_i^-$, iar factorul de amplificare se va determina din

$$A_f = U_o / U_i = 1 + R_f / R_1 .$$

Dacă $R_f = 0$, apoi $A_f = 1$ iar amplificatorul este repetor de tensiune.

2.3.Sumator inversor de tensiune

Pentru acest circuit pentru tensiunea de ieșire este egală cu suma algebrică a tensiunilor de intrare, luată cu semnul minus (figura 6). Dacă se consideră că **AO** este la fel ideal, adică $I_b^- = 0$ și $U_i^+ = U_i^- = 0$, urmează după aplicarea tensiunilor U_1, U_2, \dots, U_n că, $I_f = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n$, unde $I_1 = U_1 / R_1, I_2 = U_2 / R_2, I_3 = U_3 / R_3, \dots, I_n = U_n / R_n$. Așa cum $U_o = -R_f I_f$, relația care leagă tensiunea de ieșire de cele de intrare, va arăta astfel

$$U_o = -R_f / R_e (U_1 + U_2 + \dots + U_n) ,$$

unde $R_e = R_1 = R_2 = \dots = R_n$.

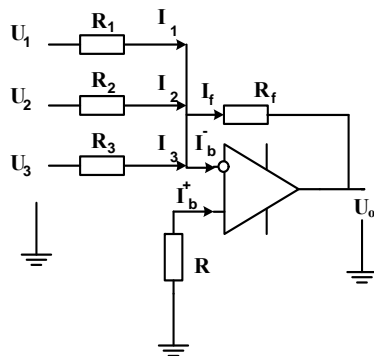


Fig.6. Sumator inversor

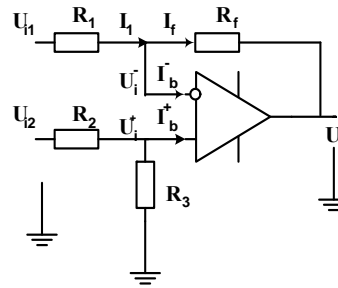


Fig.7. Circuit de amplificare diferențială

2.4. Circuit de amplificare diferențială

Acest tip de amplificator are la ieșire tensiune proporțională cu diferența semnalelor de intrare U_{i1} și U_{i2} (vezi figura 7). Vom stabili legătura dintre semnalele de ieșire și cele de intrare. Dacă amplificatorul este ideal, avem că $U_i^+ = U_i^- = U_{i2} R_3 / (R_3 + R_2)$ și $I_1 = I_f$, unde $I_1 = (U_i^+ - U_i^-) / R_f$. În cazul în care la intrările amplificatorului tensiunile U_{i1} și U_{i2} sunt egale, tensiunea de ieșire U_o devine egală cu zero. Aceste tensiuni de intrare definesc în mod general tensiunea de mod comun, care este egală cu semisuma lor $U_{com} = (U_{i1} + U_{i2})/2$. Dacă $U_{i1} = -U_{i2}$, atunci $U_{com} = 0$.

Diferența acestor două tensiuni definește semnalul diferențial $U_{dif} = U_{i1} - U_{i2}$. Așa cum acest tip de amplificator amplifică numai diferența semnalelor de intrare el este denumit adesea amplificator diferențial.

Factorul de amplificare pentru acest amplificator se poate determina folosind teorema superpoziției. În rezultat vom obține că:

$$U_o = U_{i2} A R_3 / (R_3 + R_2) / (1 + R_1 A / (R_1 + R_f)) - U_{i1} A R_1 / (R_1 + R_f) / (1 + R_1 A / (R_1 + R_f)) .$$

Dacă $R_2 / R_3 = R_1 / R_f$, atunci amplificările pentru cele două semnale sunt egale și obținem:

$$U_o = A R_1 / (R_1 + R_f) / (1 + R_1 A / (R_1 + R_f)) (U_{i2} - U_{i1}) .$$

2.5.Circuite de diferențiere cu AO

Dacă AO în circuitul prezentat în fig.8 este ideal, atunci se poate scrie: $U_i = U_c$, iar $U_o = -R_f I_f$. Totodată $I_f = I_1 = I_c = C dU_i/dt$. Prin urmare, pentru acest circuit tensiunea de ieșire și cea de intrare se vor lega prin următoarea relație :

$$U_o = - R_f C dU_i/dt \quad .$$

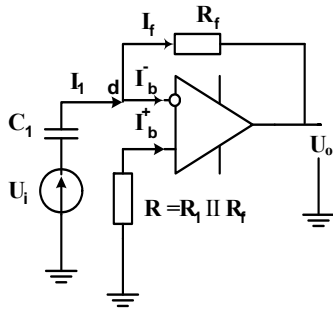


Fig. 8.

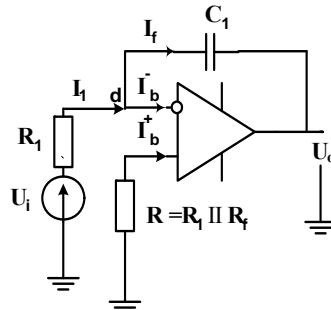


Fig. 9.

Proprietățile neideale ale AO fac utilizarea practică a circuitului de derivare, (în forma prezentată în fig. 8) să întâmpine o serie de dificultăți. Dintre acestea se remarcă tendința de instabilitate datorită defazajului introdus de circuitul de reacție, decalaj ce se adaugă la cel pe care îl produce AO real și amplificarea pronunțată a zgomotului de frecvență relativ ridicată de la intrare, datorită creșterii câștigului circuitului cu frecvența. Funcționarea stabilă a diferențiatorului se asigură printr-un circuit practic de derivare, conectând în serie cu condensatorul C un rezistor- R_1 , care modifică factorul de reacție. Prin urmare, factorul de amplificare se va determina din relația:

$$A(j \omega) = - j \omega C R_f / (1 + j \omega C R_1) \quad .$$

2.6.Integratoare cu AO

Integratoarele sunt în esență amplificatoare inversoare cu reacție negativă, realizată prin intermediul unui condensator așa cum este prezentat în fig.9. Principalele aplicații ale acestui circuit se încadrează în domeniul calcului analogic și al generării semnalelor cu porțiuni liniar variabile. Relațiile care descriu funcționarea integratorului pentru condiții inițiale nule și AO ideal sunt:

$U_i = I_1 R$, $I_c = I_f = I_1$. În baza lor putem scrie că

$$U_o = -1/C \int_0^t I_1 dt = -1/RC \int_0^t U_i dt$$

3.SARCINI PENTRU CALCULE TEORETICE

Sarcina 1.

Să se calculeze factorul de amplificare pentru amplificatorul inversor pe AO (vezi fig.4) pentru $R_1=15k\Omega$ și $R_f=150 k\Omega$.

Sarcina 2.

Să se calculeze tensiunea de ieșire a amplificatorului neinversor pe AO (vezi fig.5) pentru $R_1=20 k\Omega$, $R_f=100 k\Omega$ și $U_i= 100mV$.

Sarcina 3.

Să se calculeze tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial pe AO pentru $R_1= R_2=15 k\Omega$, $R_f= R_3=150 k\Omega$, $U_{i1}= U_{i2}=1V$, (vezi fig.7)

Sarcina 4.

Să se calculeze și să se construiască graficul în frecvență a factorului de amplificare a circuitului de diferențiere (vezi fig.8) pentru banda de frecvențe $(20...20.10^3)Hz$, pentru $R=100 k\Omega$ și $C=16nf$. Să se deseneze diaframa de timp pentru semnalul de intrare a diferențiatorului, considerând semnalul de intrare o succesiune periodică de impulsuri unipolare cu amplitudinea de 1V și frecvența 100Hz.

Sarcina 5.

Să se repete sarcina 4 pentru circuitul integrator(vezi fig.9).

4.SARCINI PENTRU STUDIAREA EXPERIMENTALĂ ȘI METODICA DE EFECTUARE

Sarcina 1. Studiarea circuitului de amplificare inversor

Circuitul de amplificare inversor se assemblează în mediul EWB (exemplu în fig.10).

1.1. Verificarea relației (5)

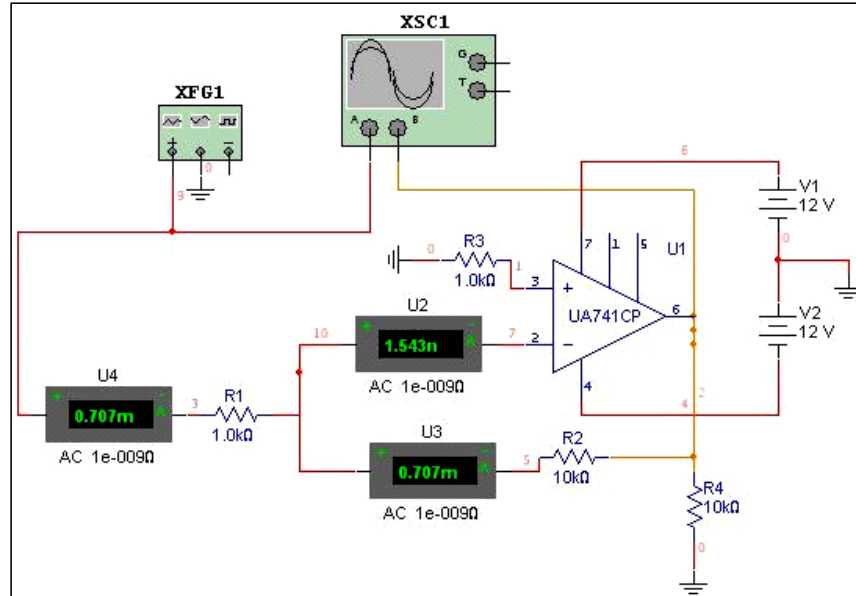


Fig. 10.

- se aplică la intrarea AO semnal armonic cu frecvența de 100 Hz și amplitudinea de 1V (valoarea efectivă 0,7V);
- se măsoară cu ajutorul ampermetrelor (în regim de măsurare a curentului alternativ-AC) curenții I_1 , I_f , și I_b^- ;
- se verifică relația (1).

1.2. Verificarea condiției de zero virtual pe intrările AO.

1.3. Determinarea factorului de amplificare A_f a circuitului de amplificare inversor în baza relației $A_f = U_o / U_i$;

a) măsurarea lui A_f se va efectua pentru frecvența de 100 Hz și amplitudinea de 1V a semnalului de intrare (vezi fig.11);

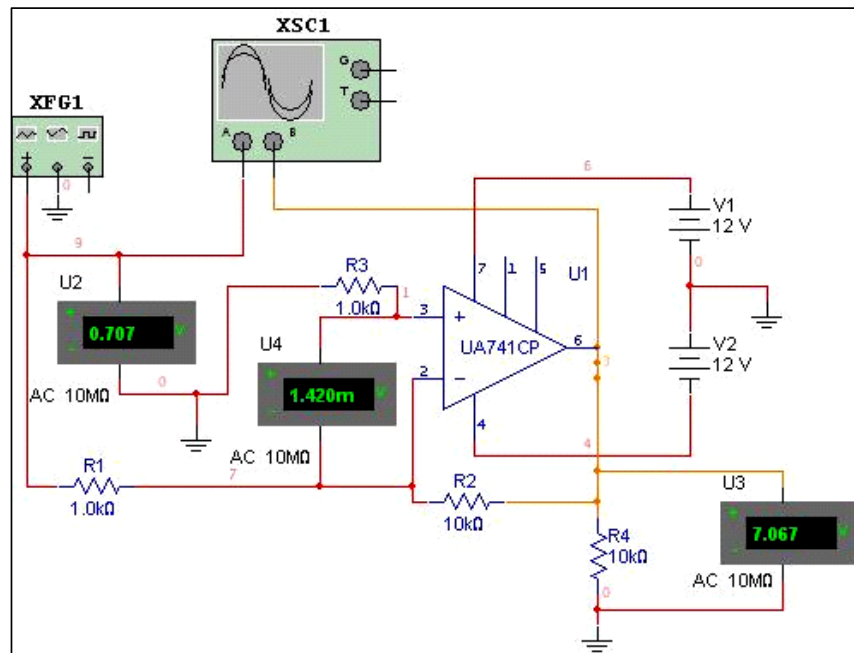


Fig. 11.

b) se verifică rezultatul măsurării cu valoarea calculată a lui A_f .

1.4. Vizualizarea semnalelor de intrare și ieșire a circuitului de amplificare la osciloscop. Exemplul de vizualizare este prezentat în fig.12. Trebuie de reținut, că o imagine stabilă veți obține numai în regim de sincronizare internă a osciloscopului.

Sarcina 2. Studiarea circuitului de amplificare neinvertor

Circuitul de amplificare neinvertor se assemblează în mediul EWB. 2.1. Se efectuează punctele sarcinii 1.(Exemplu de circuit este prezentat în fig.13.)

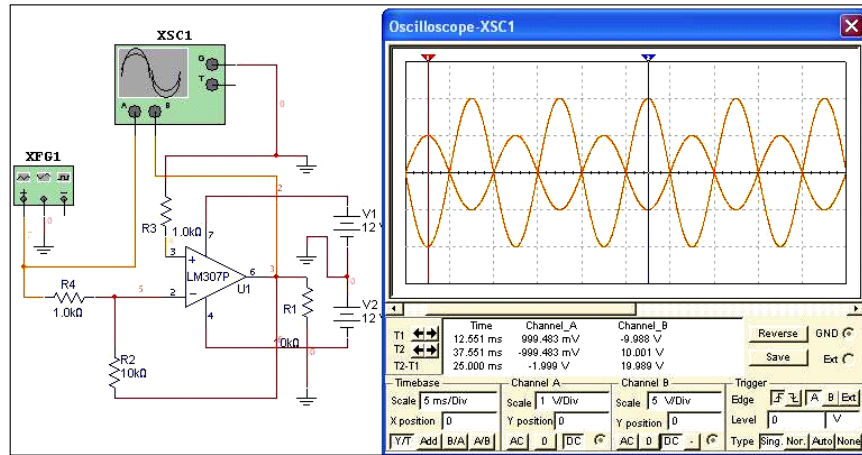


Fig. 12.

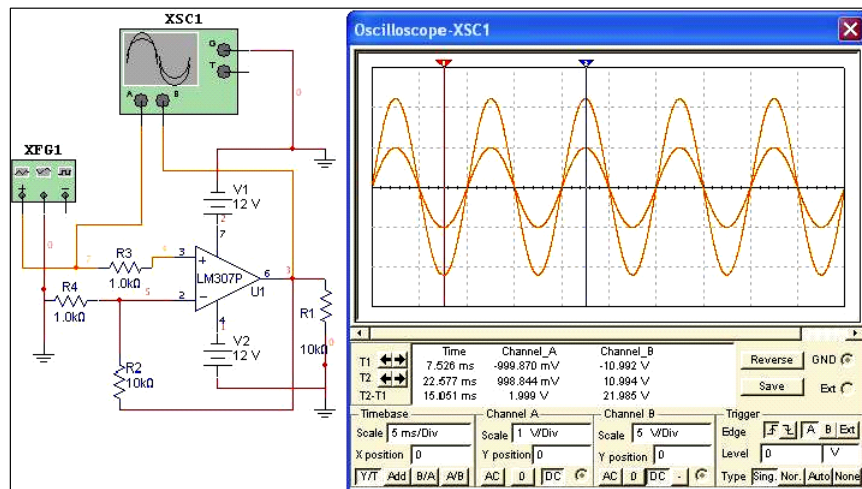


Fig. 13.

Sarcina 3. Studiarea circuitului de amplificare diferențială.

Circuitul de amplificare diferențială se assemblează în mediul EWB.

3.1. Să se construiască diagramele de timp ale semnalelor de intrare U_{i1} și U_{i2} , aplicând la intrarea inversoare semnal armonic cu amplitudinea de

1V și frecvența de 50Hz, iar la intrarea neînvrsoare să se aplice semnal de formă dreptunghiulară de aceeași amplitudine și frecvență(exemplu este prezentat în fig.14). Vizualizarea se va face în regim de sincronizare a osciloscopului cu semnal sinusoidal.

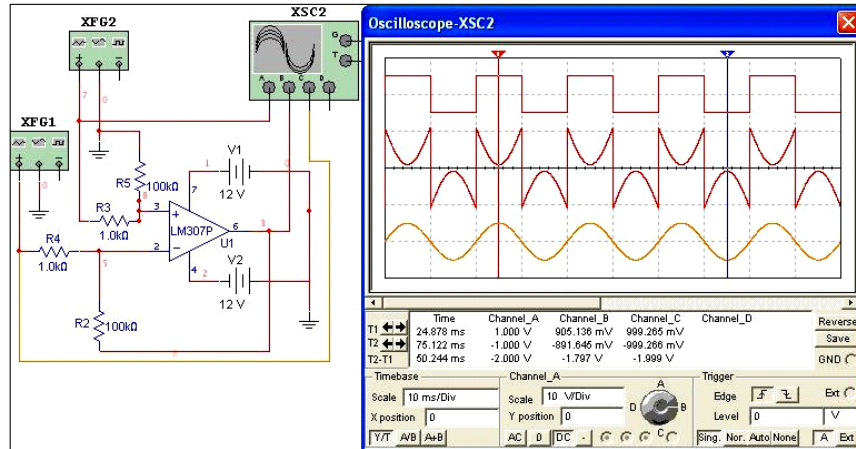


Fig. 14.

3.2. Să se calculeze factorul de rejecție de mod comun al semnalului ($FRSC = U_i / U_o$).

Pentru calculul acestui factor se vor uni intrările circuitului de amplificare la sursa de semnal armonic cu amplitudinea de 1V și frecvența de 100 Hz și se vor măsura cu osciloscopul amplitudinea semnalelor de intrare și de ieșire. (Exemplu este prezentat în fig.15).

Pentru rezistențele R_1 , R_2 , R_3 , și R_f se iau valori diferite de cele din fig.15 dar cu respectarea condiției $R_2 / R_3 = R_1 / R_f$. Să se explice rezultatele experimentului.

Sarcina 4. Studiarea sumatorului inversor de tensiune

Se asamblează în mediul EWB circuitul sumatorului inversor. (Exemplu prezentat în fig. 16 are $R_1 = R_2 = R_f = 10k \Omega$).

Se va efectua 3.1.

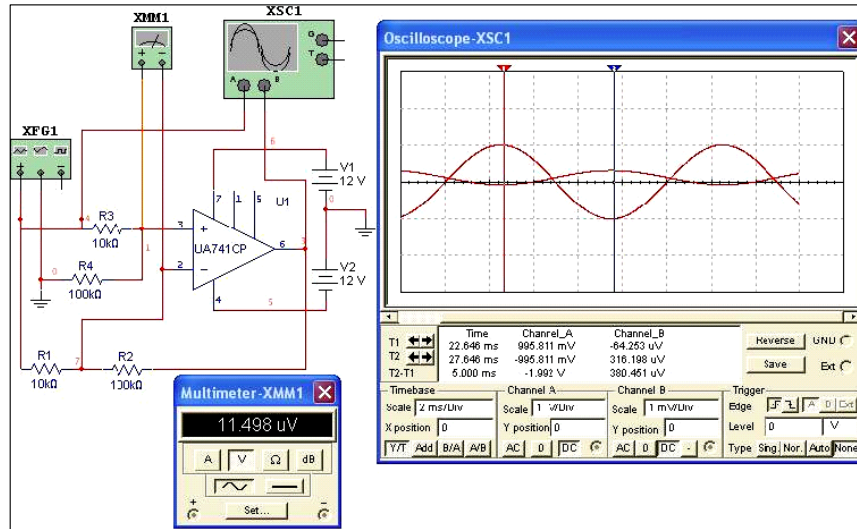


Fig. 15.

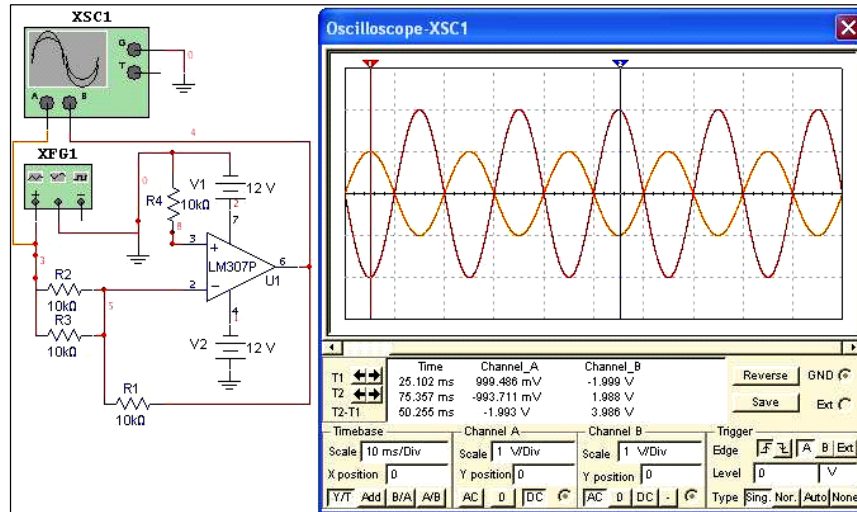


Fig. 16.

Sarcina 5. Studiarea circuitelor de diferențiere cu AO

Pentru aceasta se va asambla în mediul EWB circuitul de diferențiere cu AO cu valorile lui R și C date de profesor. Așa cum circuitul este predispus către instabilitate în funcționare din cauza sporirii factorului de amplificare pentru frecvențele înalte, se va inseria în linie cu condensatorul un rezistor de valoare mult mai mică decât cea a rezistorului din bucla de reacție(exemplu de circuit este prezentat în fig. 17).

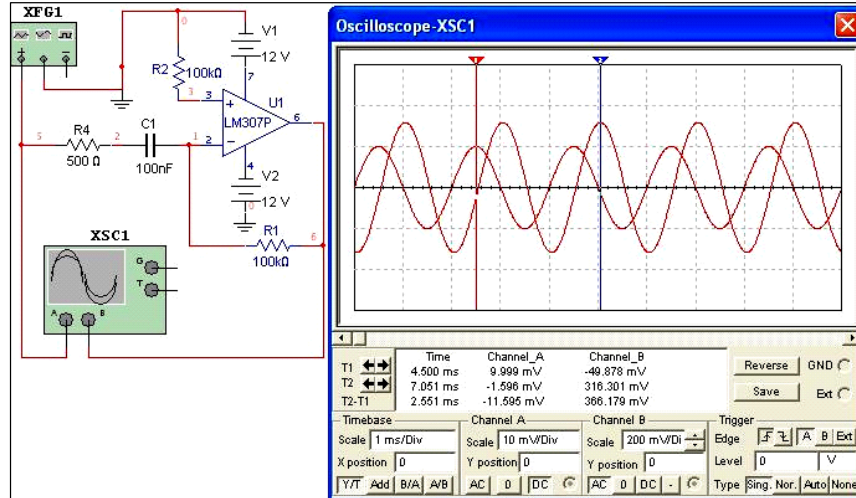


Fig. 17.

5.1. Se va ridica caracteristica în frecvență a factorului de amplificare $A_f = U_o/U_i$ pentru domeniul de frecvențe de la 10 până la 10^4 Hz și amplitudine de 10 mV pentru semnalul armonic, aplicat la intrarea circuitului. (În fig. 17 este prezentat un exemplu de măsurare a tensiunii de ieșire).

Rezultatele măsurătorilor se vor pune în tabelul 1(un exemplu de măsurare pentru circuitul din fig.17), se vor calcula valorile lui A_f , iar în baza rezultatelor se va ridica caracteristica lui $A_f(f)$.

5.2 Se vor vizualiza formele de undă ale semnalelor de intrare și de ieșire pentru cazurile când la intrarea circuitului de diferențiere se va aplica:

- semnal armonic;

- b) semnal de formă triunghiulară;
 c) semnal de formă dreptunghiulară de la generatorul de semnale cu frecvența de 50 Hz și amplitudinea de 10 mV.

Tabelul 1.

Caracteristica în frecvență a lui A_f										
f(Hz)	10	20	50	100	200	500	10^3	$2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	10^4
lg f	1	1.2	1.7	2	2.3	2.7	3	3.3	3.7	4
U_o ,mV	6.6	12.9	32.	63.1	125.	315	642	1330	1780	910
A_f	0.7	1.3	3.2	6.3	12.5	31.5	64.2	133.0	178.	91.

Să se dea explicații asupra faptului de schimbare a formelor de undă ale semnalelor de ieșire față de cele de la intrare.

Sarcina 6. Studiarea integroarelor cu AO

Pentru aceasta se va asambla în mediul EWB circuitul de integrare cu AO cu valorile lui R și C date de profesor. Circuitul de integrare din fig. 8 are un inconvenient care constă în deplasarea tensiunii de ieșire condiționată de tensiunea de intrare de decalaj și de curenții de intrare ai AO. Acest fenomen nedorit poate fi minimizat dacă paralel cu condensatorul C se va uni un rezistor cu valoare mare ce va asigura stabilizarea punctului de regim prin legătura de reacție de curent continuu. Pe lângă aceasta, grație rezistorului R_2 , se evită saturarea AO după încărcarea condensatorului, când curentul prin el practic este egal cu zero. (Exemplu de circuit integrare cu AO este prezentat în fig. 18).

6.1. Se va repeta sarcina 5.1 pentru semnalul armonic de intrare de la generatorul de semnale cu amplitudinea de 1V pentru frecvențele aduse în tabela 2. (Datele din tabelul 2 sunt pentru circuitul din fig.18).

Tabelul 2.

Caracteristica în frecvență a lui A_f										
f(Hz)	10	20	50	100	200	500	10^3	$2 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	10^4
lg f	1	1.2	1.7	2	2.3	2.7	3	3.3	3.7	4
U_o ,V	8.47	6.30	3.50	1.70	0.85	0.31	0.16	0.07	0.02	0.01
A_f	8.47	6.3	3.5	1.70	0.85	0.31	0.16	0.07	0.02	0.01

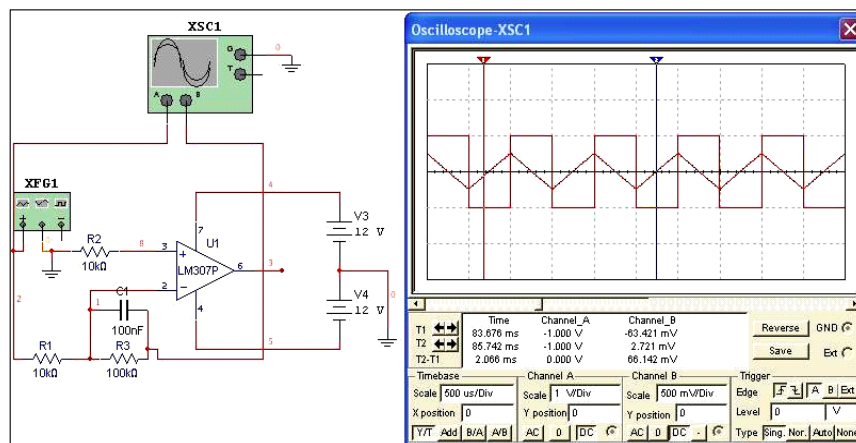


Fig. 18.

6.2. Se va repeta sarcina 5.2 pentru frecvențele de 100 Hz și 1 kHz.(Exemplu de diagramă este prezentat în fig.18 . Semnalul de intrare este de formă dreptunghiulară).

Să se aducă explicații asupra schimbării formei de undă a semnalelor de ieșire și cauza de micșorare a amplitudinii semnalului de ieșire odată cu creșterea frecvenței semnalului de intrare.

5. CERINȚE FAȚĂ DE REFERAT

Referatul trebuie să conțină:

1. Foaia de gardă(denumirea lucrării, grupa, numele și prenumele studentului).
2. Cicuitile principale electrice studiate.
3. Rezultatele calculelor și măsurătorilor efectuate asupra circuitelor cu AO.
4. Prezentările grafice ale caracteristicilor circuitelor.
5. Concluziile trase din studierea circuitelor cu AO.

6. ÎNTREBĂRI PENTRU AUTOINSTRUIRE

- 1 Care sunt parametrii de bază și caracteristicile AO.
- 2 Prin ce se definește noțiunea de amplificator ideal
- 3 Care sunt circuitul și relațiile de bază pentru circuitul neinversor de amplificare în baza AO.
- 4 Care sunt circuitul și relațiile de bază pentru circuitul inversor de amplificare în baza AO.
- 5 Care sunt circuitul și relațiile de bază pentru circuitul de amplificare diferențială în baza AO.
- 6 Care sunt circuitul și relațiile de bază pentru sumatorul inversor.
- 7 Care sunt circuitul și relațiile de bază pentru diferențiatorul în baza AO.
- 8 Care sunt circuitul și relațiile tipice pentru integratorul în baza AO.
- 9 Care este caracteristica de bază a AO ca funcție de frecvență a semnalului de intrare.
- 10 Ce instrumente virtuale din EWB se vor utiliza pentru studierea experimentală a circuitelor în baza AO.

Lucrarea de laborator nr. 3

STUDIAREA COMPARATOARELOR DE TENSIUNE ÎN BAZA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

SCOPUL LUCRĂRII: Familiarizarea cu principiul de funcționare, parametrii de bază și caracteristicile comparatoarelor în baza amplificatoarelor operaționale și studierea experimentală a lor.

1. NOȚIUNI DE BAZĂ ȘI RELAȚIILE DE CALCUL

Comparatoarele sunt destinate pentru compararea a două semnale. La cele două intrări ale comparatorului se aplică două semnale: U_i – semnalul comparat și U_r – semnalul de referință. În momentul comparării U_i cu U_{pr} – tensiunea de prag, $U_{pr} = f(U_r)$, comparatorul își schimbă starea.

Starea lui este determinată de mărimea tensiunii de ieșire U_o , care poate avea una din valorile U^0 sau U^1 . Comparatoarele se folosesc, în principal, în convertoarele analog-digitale, dispozitive cu prag, limitatoare, generatoare de impulsuri ș. a. Denumirea de comparator provine de la cuvântul latin ”comparator” - cel ce compară.

Caracteristica de bază a comparatorului $U_o = f(U_i)$ este caracteristica statică, ce descrie dependența tensiunii de ieșire U_o de tensiunea de intrare prin relațiile din (1) :

$$U_o = \begin{matrix} U_o^1, & \text{daca } U_i \geq U_{pr} \\ U_o^0, & \text{daca } U_i < U_{pr} \end{matrix} \text{ sau } U_o = \begin{matrix} U_o^1, & \text{daca } U_i \geq U_{pr} \\ U_o^0, & \text{daca } U_i < U_{pr} \end{matrix} \quad (1)$$

În partea stîngă a relației (1) avem cazul de caracteristică pentru comparatorul neinversor, iar în partea dreaptă caracteristica pentru comparatorul inversor. O particularitate aparte a caracteristicii statice a comparatorului este schimbarea prin salt a tensiunii de ieșire pentru o valoare a tensiunii de intrare. Această tensiune este numită tensiune de prag de comutație a comparatorului.

În multe cazuri practice, și anume, la compararea semnalelor de frecvență joasă cu precizie înaltă (zeci de microvolți) și de putere redusă de consum, folosirea AO în calitate de comparatoare este preferată, deoarece AO au factor de amplificare mare, derivă și zgomot mic și rezistență mare de intrare. Parametrii comparatoarelor sunt identici cu cei ai AO, însă sunt și unele particularități. La acestea se referă banda de incertitudine $\Delta U_i = \Delta U_o / A$, unde $\Delta U_o = U^1 - U^0$. Aceasta reprezintă schimbarea semnalului de intrare, în apropierea pragului de comutație când tensiunea de ieșire nu ia nici una din valorile permise: U^0 și U^1 .

În regim de comparatoare AO sunt, de obicei, folosite în următoarele cazuri: fără buclă de reacție, cu buclă de reacție pozitivă (trigger Schmitt), cu buclă de reacție negativă neliniară.

Comparatoarele cu două praguri sunt mai complexe. Starea ieșirii acestor tipuri de comparatoare se schimbă de două ori odată cu creșterea continuă a tensiunii de intrare. Aceste comparatoare adesea se folosesc în sistemele de control automat al accesului, unde servesc pentru formarea semnalelor de tip: „inferior normei”—„în limitele de norma”—„superior normei”.

1.1. Comparatoarele pe bază de AO fără buclă de reacție

În fig. 1 și 2 sunt prezentate circuitele de comparatoare fără bucla de reacție. Comparatorul din figura 1 este destinat pentru compararea tensiunilor de intrare bipolare și are numai o singură intrare, iar comparatorul din figura 2 servește pentru compararea semnalelor unipolare—este un comparator cu două intrări. Ambele tipuri de comparatoare inversează semnalul de ieșire. În comparatoarele neinversoare semnalul de intrare U_i se aplică la intrarea neinversoare. Funcționarea acestor comparatoare se bazează pe folosirea faptului că factorul de amplificare al AO în circuite fără buclă de reacție este destul de mare și atinge valori: $A = 10^4 \div 10^6$.

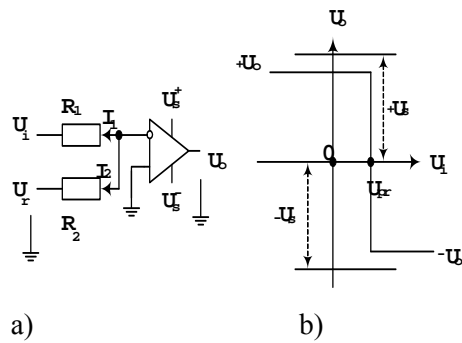


Fig.1

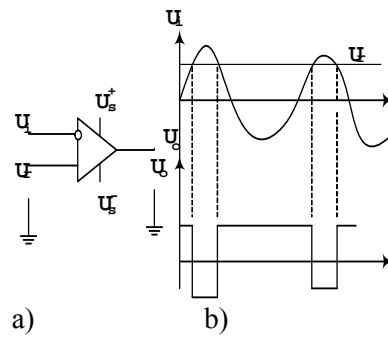


Fig. 2.

Deaceea, chiar și pentru valori ale tensiunii de intrare de ordinul ($10^{-3} \div 10^{-5}$) V, AO poate trece în regim de saturație cu valori pozitive sau negative ale tensiunii de ieșire, adică U_o poate să ia una din valorile limită $U_o^+ = U^1$ sau $U_o^- = U^0$. Așa cum tensiunea de alimentare a AO este bipolară $+U_s$ sau $-U_s$, în calculele ingineresti se admite ca $U^1 \approx +U_s$, iar $U^0 \approx -U_s$. Comparatorul din figura 1 comută atunci când tensiunea de la intrarea inversoare U_i și cea de referință U_r devin egale, adică $U_i - U_r = 0$. Tensiunea de prag U_{pr} din punctul A, se poate determina din relația $I_1 = I_2$. Așa cum $I_1 = (U_i - U_r) / R_1$, iar $I_2 = (U_i - U_r) / R_2$ vom obține relația (2) dintre U_i și U_r

$$U_i = -U_r R_1 / R_2 . \quad (2)$$

În figura 1,b este prezentată caracteristica statică $U_o = f(U_i)$ a comparatorului. Ea are forma unei funcții treaptă și prezintă cazul tensiunii de referință negative. Schimbarea prin salt a tensiunii de ieșire de la valoarea $U_o^+ = U_r$ are loc când $U_i = U_r$. Din figura 1,b se observă că pentru $U_i > U_r$ tensiunea de ieșire este negativă, deoarece U_i este aplicată la intrarea inversoare (vezi fig.1,a).

Caracteristica statică a comparatorului inversor cu două intrări (vezi fig. 2 a) este similară celei din figura 1b. Comutarea comparatorului are loc atunci când $U^- = U^+$. Luând în considerare că $U^- = U_i$, iar $U^+ = U_r$ obținem că:

$$U_i = U_r = U_{pr} .$$

În figura 2,b sunt prezentate diagramele de timp ale tensiunilor de intrare și de ieșire. Acestea au formă de impulsuri dreptunghiulare.

1.2. Comparatoare în baza AO cu buclă de reacție pozitivă

Circuitele de comparatoare cu buclă de reacție pozitivă (triggere Schmitt) sunt prezentate în figura 3. În lipsa tensiunii de prag ($U_r = 0$), comparatorul comută pe pragul său intrinsec. Factorul de reacție pozitivă

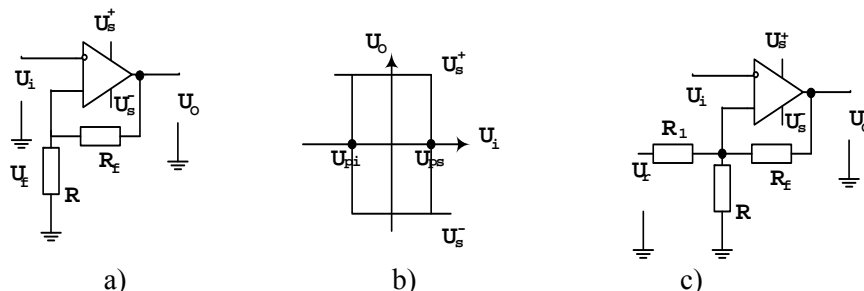


Fig. 3. Circuite de comparatoare

β depinde de valoarea rezistorilor din bucla de reacție.

$$\beta = R / (R_f + R) .$$

Tensiunea buclei de reacție la intrarea inversoare a AO corespunde după formă cu tensiunea de ieșire dar este mai mică de β ori:

$$U_f = \beta U_o .$$

Așa cum tensiunea de ieșire poate să ia una din valori (U_o^+ și U_o^-), prin urmare, și tensiunea buclei de reacție ia două valori limită:

$$U_f = U_{ps} = \beta U_o^+ ; U_f = U_{pi} = \beta U_o^-$$

Deaceea, comutarea comparatorului este posibilă numai în momentele de timp când U_i atinge valoarea pragului superior de comutare U_{ps} sau a celui inferior U_{pi} .

Admitem, că în starea inițială a circuitului tensiunea de ieșire are polaritate pozitivă. Comparatorul va reacționa când $\beta U_o^+ = U_{ps}$. După

trecerea circuitului în altă stare, tensiunea U_o devine negativă, iar pragul de reacție deja este altul, $U_{pi} = \beta U_o^-$. Prin urmare, comparatorul cu reacție pozitivă are în caracteristica statică ciclu de histereză (vezi fig.3, b). În absența tensiunii de referință ($U_r = 0$) ciclul histerezei este simetric față de axa de ordinate. Aplicarea tensiunii U_r duce la deplasarea ciclului histerezei spre dreapta sau spre stânga, în dependență de polaritatea lui U_r . Pragurile de comutație și tensiunile histerezei U_h pentru circuitul din figura 3,c se pot determina cu aproximație (pentru $R_1 \gg R, R_1 \gg R_f$) din expresiile 3 și 4:

$$U_{ps} \approx \frac{U_o}{\frac{R_1}{R} + 1} + \frac{U_o^+}{\frac{R_f}{R} + 1} \quad (3)$$

$$U_{pi} \approx \frac{U_o}{\frac{R_1}{R} + 1} + \frac{U_o^-}{\frac{R_f}{R} + 1} \quad (4)$$

$$U_h = U_{ps} - U_{pi} \quad .$$

Un inconvenient al comparatorului fără buclă de reacție pozitivă este apariția oscilațiilor/comutațiilor multiple în jurul valorii zero. Aceste comutări ale comparatorului apar atunci când semnalul de comparare are valoare aproape de pragul de comutare. Ele sunt cauzate de interferențe și zgomot ce se suprapun pe semnal sau pe tensiunea de prag. În comparatoarele cu histereză oscilațiile în jurul valorii zero pot fi excluse. În acestea tensiunea ciclului histerezei U_h servește în calitate de tensiune a imunității la zgomot, deoarece revenirea comparatorului la starea inițială după comutare este posibilă numai atunci când U_i se micșorează cu U_h . Deaceia zgomotele ce au valori mai mici de cât U_h nu pot provoca declanșarea aleatoare a comparatorului. O altă aplicație a comparatorului (triggerului Schmitt) este generarea semnalelor de formă dreptunghiulară din semnalele de intrare ce pot avea orice formă de undă.

1.3. Comparatorul cu două praguri

Circuitul electric al acestui tip de comparator este prezentat în figura 4,a, iar în figura 4,b este dată caracteristica statică a acestuia. O

particularitate aparte a acesteia este prezența unei porțiuni între U_{ps} și U_{pi} , unde $U_o = 0$ chiar dacă U_i se schimbă ca valoare. Această proprietate este folosită în controlul automat, când semnalul de control trebuie să fie format între anumite limite. În figura 4,a este prezentat amplificatorul cu reacție negativă, creată de puntea din diode. Sursele de polarizare U_s^+ și U_s^- , asigură în starea inițială regimul de conducție a tuturor diodelor. Deaceia, ieșirea amplificatorului, de facto, este scurtcircuitată prin acestea și intrarea inversoare a AO. Astfel, $R_f \approx 0$, iar factorul de amplificare

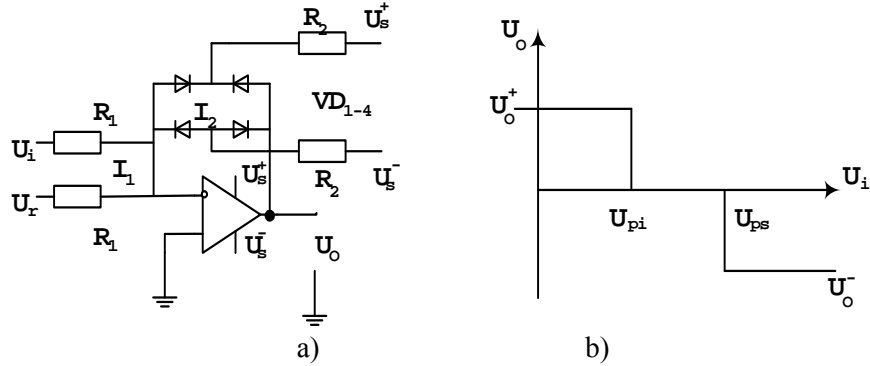


Fig. 4. Comparator cu două praguri

$A_f = R_f / R_1 \approx 0$ și cu $U_o = 0$. Comparatorul își va schimba starea numai atunci când curentul $I_1 = U_i / R_1$, cauzat de tensiunea de intrare, va compensa curentul $I_2 = U_s^+ / R_2$ și $I_2 = U_s^- / R_2$, cauzat de tensiunea surselor de polarizare. Pe lângă aceasta, puntea pe diode se închide, ceea ce este echivalent cu ruperea buclei de reacție ($R_f \approx \infty$). Factorul de amplificare $A_f = R_f / R \rightarrow \infty$, iar comparatorul trece în una din stări U_o^+ sau U_o^- . Pentru direcția curenților I_1 și I_2 , (prezentată în figura 4,a), comparatorul va trece în starea U_o^- . Nivelurile de prag de sus și de jos ale acestui tip de comparator se pot determina din relațiile:

$$U_{ps} = \frac{R_1}{R_2} U_s^+ - U_o \quad (5)$$

$$U_{pi} = \frac{R_1}{R_2} U_s^- - U_o \quad (6)$$

Expresiile (5) și (6) sunt aproximative, deoarece la deducerea lor s-a ignorat căderea de tensiune U_{vd} pe diodele în conducție, ceea ce este admisibil dacă, $|U_o^+ \text{ și } U_o^-| \gg U_{R2}$. Așa cum în calitate de U_o^+ și U_o^- se folosește sursa de alimentare, $U_s = \pm 12 \text{ V}$, această ipoteză este destul de adevărată.

1.4. Viteza și precizia comparatorului

Viteza și precizia de comparare sunt parametri de bază ai comparatorului. Proprietățile dinamice (viteza de lucru) a comparatorului se caracterizează de timpul de restabilire t_E și timpul de stabilire t_S (vezi fig.5). Timp t_E se numește timpul pe durata căruia tensiunea de ieșire U_o a comparatorului atinge nivelul de 0.9 a valorii stabilite din momentul aplicării la intrare a semnalului treaptă. Timp t_S se numește durata de timp care începe din momentul luării tensiunii de la intrare până în momentul atingerii de către tensiunea de ieșire U_o a nivelului 0.1 a valorii stabilite.

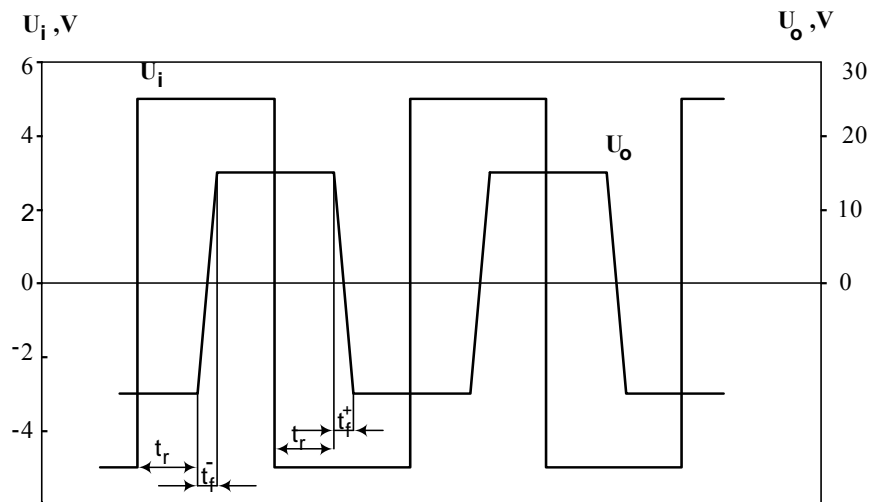


Fig. 5. Timpii caracteristici pentru viteza de lucru a comparatorului

Prin urmare, frecvența maximă posibilă a semnalului de la intrarea comparatorului nu va trebui să depășească valoarea:

$$f_{\max} \approx (t_E - t_S)^{-1} .$$

Timpii t_E și t_S includ două componente: timpul de reținere t_r și timpul de creștere a frontului t_f . Timpul t_a este condiționat de durata procesului de recombinare a purtătorilor de sarcină minoritari din baza tranzistoarelor din etajele de amplificare ale comparatorului.

Valorile tipice ale lui t_a pentru AO fără buclă de reacție sunt $3 \div 5 \mu s$. În circuitele unde se cere ca t_E , t_S să fie mai mici de $1 \mu s$ urmează să se utilizeze comparatoare integrate speciale. Durata fronturilor t_f se determină de viteza de creștere ρ a AO, care este de circa $(0,2 \div 10) V/\mu s$. Timpul t_f pentru variația U_o cu ΔU_o se determină din:

$$t_f = \frac{\Delta U_o}{\rho}$$

Pentru valori tipice ale lui $\rho = (0,2 \div 10) V/\mu s$, $\Delta U_o = U_o^+ - U_o^- = 30 V$, durata frontului t_f este de $(150 \div 3) \mu s$.

În baza valabilității simetriei ieșirii AO pentru comparatoarele pe AO fără buclă de reacție se poate admite că:

$$t_s = t_E \approx t_r + t_a \quad (t_r^+ = t_r^-)$$

Într-un comparator ideal pragul de comutare se determină de tensiunea de referință U_{ref} . În realitate, compararea are eroare, deoarece sub acțiunea diferitor factori pragul de comutație se deplasează cu o mărime $\Delta U = U_i - U_{ref}$. Aceasta se demonstrează în figura 6 prin faptul că comutarea comparatorului real are loc nu în momentul de timp t_1 , când $U_i = U_r$, ci în momentul t_2 , pentru $U_i = U_r + \Delta U$, adică compararea U_i cu U_r se realizează cu eroarea ΔU . Aceasta duce, în final, la Δt în determinarea momentului de timp când $U_i = U_r$.

Eroarea ΔU conține eroarea sistematică ΔU_s , cea aleatoare ΔU_a și cea dinamică ΔU_d . Eroarea sistemică ΔU_s este determinată de zona de incertitudine. Aceasta este condiționată, în linii generale, de finitudinea factorului de amplificare a AO. Diferența minimă a semnalelor de la intrarea comparatorului $\Delta U_{\min} \div \Delta U_s$, pentru care U_o atinge valoarea $|U_o^+|$ sau $|U_o^-|$ este egală cu:

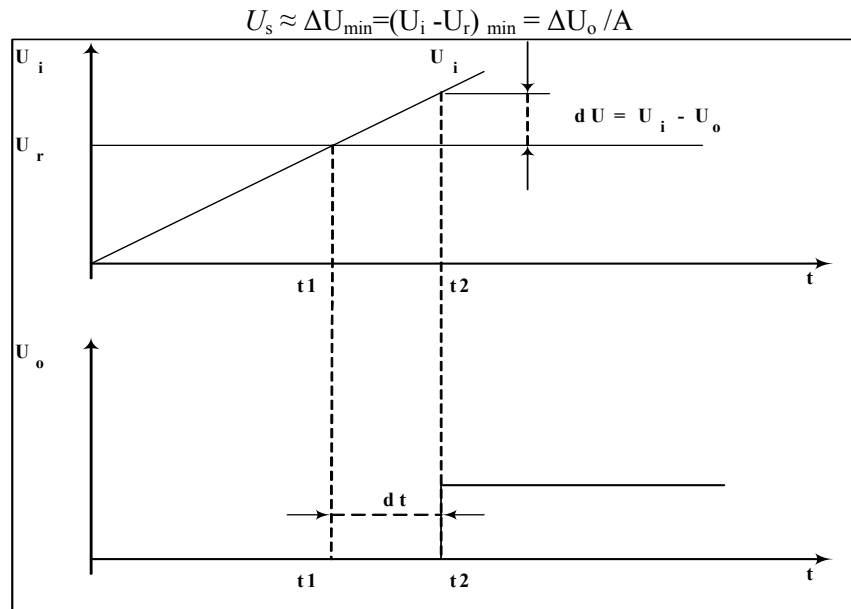


Fig.6. Comutarea comparatorului

Eroarea aleatoare ΔU_a este cauzată de driftul zeroului și de zgomotele AO. Deriva amplificatorului este condiționată de schimbarea temperaturii, îmbătrânirea componentelor circuitului, variația tensiunii surselor de alimentare s.a. Influența zgomotului crește pentru valori mici ale tensiunii U_i și a tensiunii de referință.

Eroarea dinamică ΔU_d este cauzată de inerția comparatorului, fenomen ce a fost examinat ceva mai sus.

2.SARCINI PENTRU CALCULE TEORETICE

Pentru efectuarea calculelor trebuie să se studieze partea teoretică din lucrare. Circuitele comparatoarelor sunt prezentate în fig.1- 4. În calitate de AO pentru calcule se va lua AO $\mu A741$ cu următorii parametrii $A=10^6$, tensiunea de alimentare ± 12 V, viteza de creștere a tensiunii $\rho=5$ V/ μs .

Sarcina 1.

Să se construiască caracteristicile statice $U_o = f(U_i)$ pentru comparatoarele de tensiuni bipolare și unipolare (fără buclă de reacție, vezi fig.1 și 2) pentru $U_r = 0.7V$, $R_1 = R_2 = 150k$.

Sarcina2.

Să se construiască diagramele de timp ale tensiunilor de intrare $U_i(t)$ și de ieșire $U_o(t)$ pentru aceste comparatoare, folosind caracteristicile statice din cele calculate în sarcina 1, dacă la intrările acestor comparatoare se aplică tensiuni sinusoidale cu amplitudinea egală cu $1,4V$ și $f = 40Hz$.

Sarcina3.

Să se calculeze pragurile de comutare și lățimea histerezisului triggerului Schmitt pentru $U_r = 0$

Să se construiască caracteristica statică a triggerului Schmitt pentru $R_1 = 150k\Omega$, $R_2 = R_3 = 10k\Omega$.

3.METODA DE STUDIERE A CARACTERISTICII STATICE A COMPARATORULUI CU AJUTORUL OSCIOSCOPULUI

Adesea în practica inginerească se cere determinarea caracteristicii $U_o = f(U_i)$ a unui circuit sau dispozitiv. Această operație constă în măsurarea cu ajutorul voltmetrului a 20..30 de puncte a tensiunilor de ieșire și celei de intrare, care de obicei este laborioasă iar rezultatul ia forma clară numai după ridicarea grafică a caracteristicii.

În lucrare de laborator se propune folosirea osciloscopului din mediul EWB (Electronic Work Bench). Pentru a construi caracteristica cu acest osciloscop se trece în regim B/A, la intrarea B se aplică semnalul de la ieșirea comparatorului, iar la intrarea A a osciloscopului, se aplică semnalul de la intrarea comparatorului. În acest caz coordonata (abscisa și ordonata) punctului pe ecranul osciloscopului, în orice moment de timp, se va determina de valorile tensiunilor de intrare și celei de ieșire respectiv. De aceea pentru semnalul periodic de intrare se va observa dependența $U_o = f(U_i)$. Devierea spotului pe orizontală corespunde amplitudinii $2 U_m$ a tensiunii de intrare și depinde de coeficientul de punere în scară a canalului A, iar devierea spotului pe verticală este

determinată de valoarea tensiunii de ieșire și coeficientul de punere în scară a canalului B.

4.SARCINI PENTRU STUDIAREA COMPARATOARELOR

Sarcina 1. Studiarea comparatorului de tensiuni unipolare.

1.Să se măsoare caracteristica $U_o = f(U_i)$ pentru $U_i = U_m \sin 2\pi ft$ ($U_m = 5V$, $f=100$ Hz).

O variantă de măsurare a caracteristicii comparatorului este prezentată în figura 7.

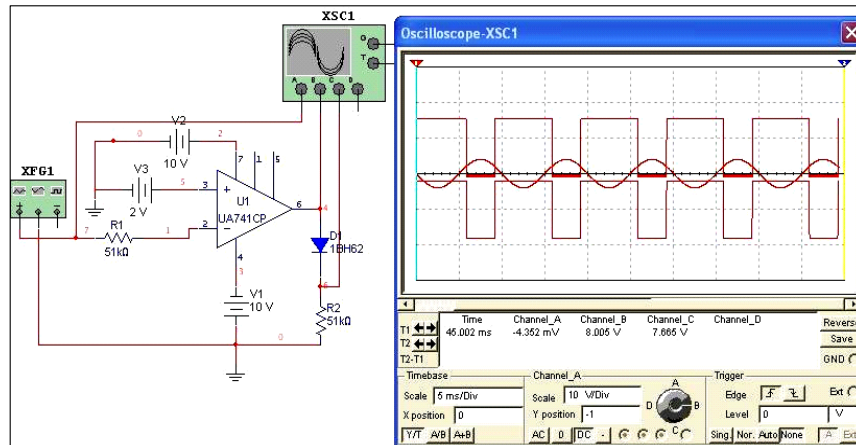


Fig.7.

Pentru circuitul de comparator unipolar se va proceda în felul următor:

- 1.Se alege tipul de AO, valoarea rezistenței din baza de componente a EWB și se assemblează circuitul comparatorului.
- 2.La intrarea neinversoare se aplică $U_r = 2V$ și tensiune de alimentare 10V.
- 3.De la generatorul de semnale se aplică $U_i = 4 \sin \omega t$ ($f= 100Hz$).
- 4.Se lansează simularea și se studiază la osciloscop în regim Y/T semnalele de intrare și de ieșire, apoi în regim B/ A – caracteristica statică a comparatorului.
- 5.Se modifică tensiunea de alimentare a comparatorului la 12 V și se repetă p.4 din sarcină.

6. La intrarea neinversoare se aplică $U_r = -2V$ și se repetă p.4 și 5 din sarcină.

7. Se compară caracteristica construită / calculată cu cea măsurată cu osciloscopul.

Sarcina 2. Studiarea comparatorului de tensiuni bipolare

Pentru circuitul de comparator dat se va proceda în felul următor:

1. Se modifică circuitul (vezi fig. 8) .Semnalul de intrare de la generator rămîne același ca și în sarcina 1.

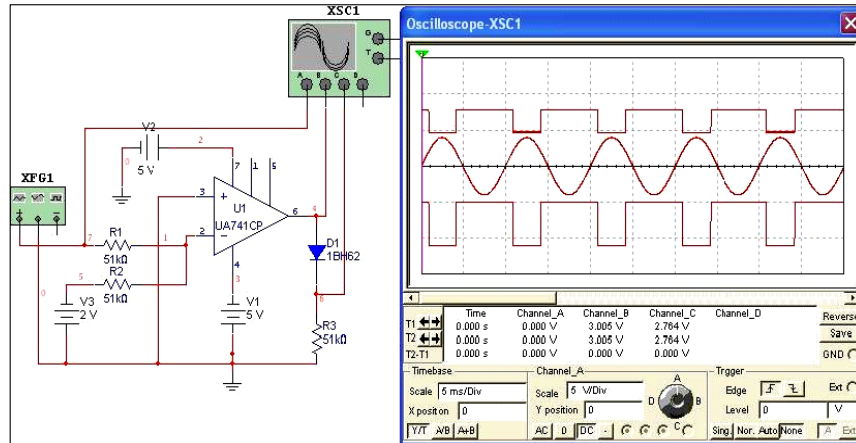


Fig.8.

2. Prin R_2 se aplică U_r egal cu 2V la intrarea inversoare și se studiază la osciloscop în regim Y/T semnalele de intrare și de ieșire, apoi în regim A/ B – caracteristica statică a comparatorului, care va arăta ca cea din figura 9. Pentru alte comparatoare caracteristica statică arată altfel.

3. Să se compare caracteristica construită / calculată cu cea măsurată cu ajutorul osciloscopului.

Sarcina 3. Studiarea triggerului Schmitt

Pentru circuitul de comparator dat se va proceda în felul următor:

1. Se înlocuiește circuitul de comparator din structura de măsurare cu triggerul Schmitt (vezi fig.10). Semnalul de la generator se ia 4V și frecvența de 100Hz. Pot fi luate și alte valori. Tensiunea de alimentare

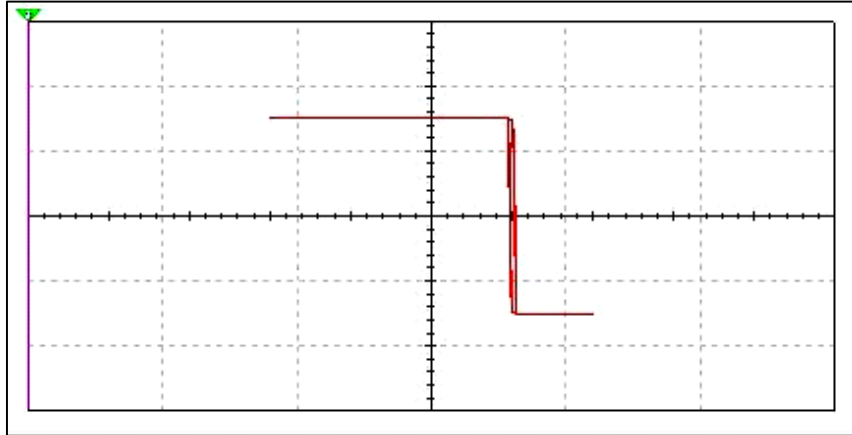


Fig.9.

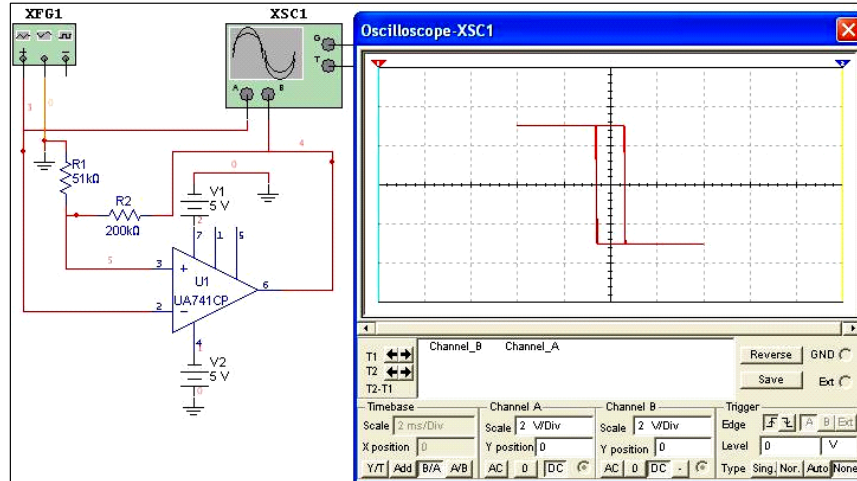


Fig.10

Se va lua egală cu 10 V.

2. Se lansează simularea comparatorului pentru tipul de AO dat de profesor.

3. Se efectuează măsurători ale $U_o = f(U_i)$ (aceasta se face cu ajutorul osciloscopului în regim de lucru B/A) pentru perechi de valori ale rezistențelor R_1 și R_2 date de profesor, diferite de cele din figura 10.
4. Se trag concluzii asupra caracteristicii statice a comparatorului.

Sarcina 4. Studiarea comparatorului cu două praguri

Pentru circuitul de comparator dat se va proceda în felul următor:

1. Se înlocuiește circuitul de comparator din structură cu comparatorul cu două praguri (vezi fig. 11).

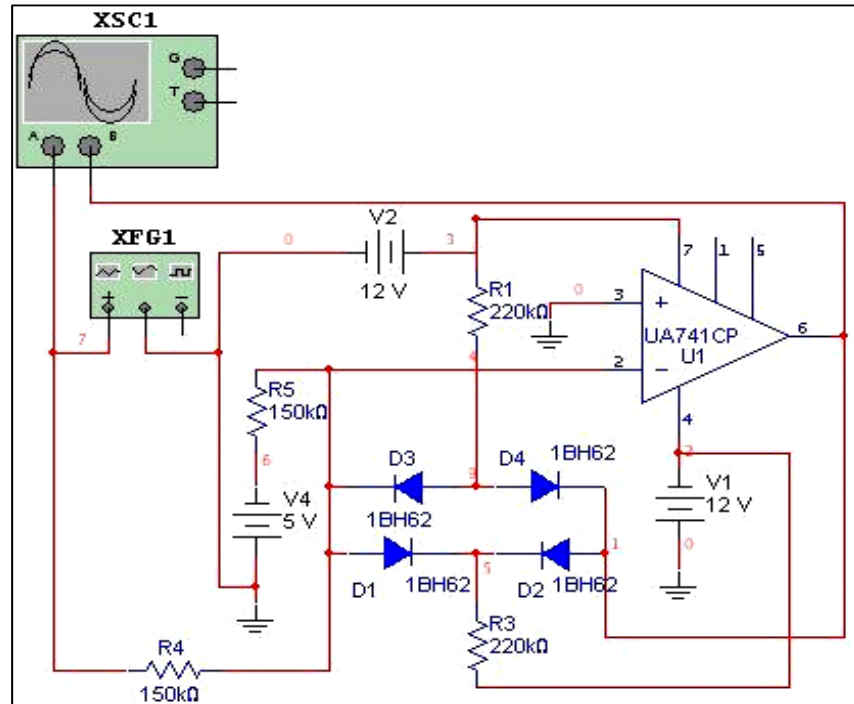


Fig. 11.

2. Parametrii semnalului de la intrarea inversoare se vor lua: $U_m = 5V$, $f = 100$ Hz.
3. Să se ia tensiunea de alimentare 10V, pe urmă în altă variantă de comparator egală cu 12V.

4. Să se lanseze simularea comparatorului în regim de lucru a osciloscopului Y/T și B/A (o variantă de diagramă de semnale și de caracteristică de transfer, respectiv, sunt prezentate în fig.12 și 13).
5. Să se determine tensiunile de prag și să se compare cu valorile din expresiile (5) și (6).
6. Să se schimbe polaritatea tensiunii de referință și să se repete simularea comparatorului, p.5 și p.6.

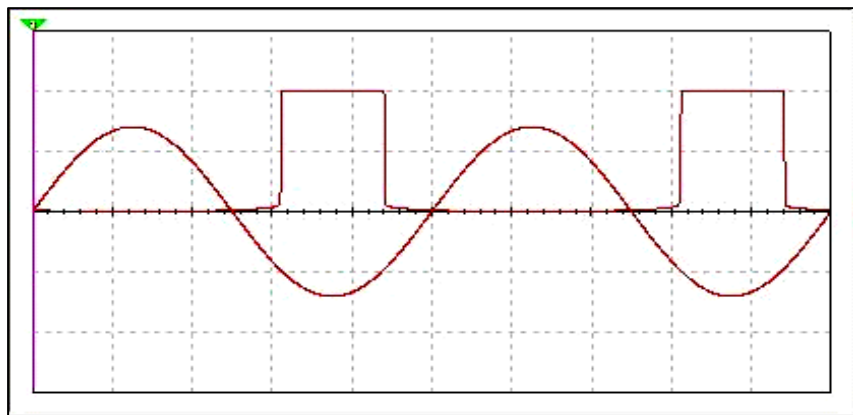


Fig. 12.

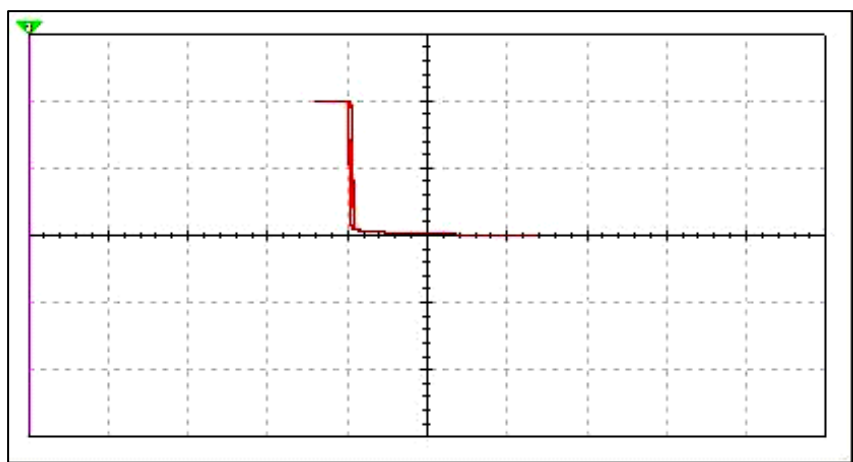


Fig.13.

Valorile rezistențelor și tipul amplificatorului operațional le va indica profesorul.

5. CERINȚE FAȚĂ DE REFERAT

Referatul trebuie să conțină:

- 1.Foaia de gardă (denumirea lucrării, grupa, numele și prenumele studentului).
- 2.Circuitele principale electrice ale comparatoarelor.
- 3.Rezultatele calculelor.
- 4.Rezultatele studierii/simulării în mediul EWB.
- 5.Concluzii, explicații asupra rezultatelor studierii comparatoarelor.

6. ÎNTREBĂRI PENTRU AUTOINSTRUIRE

- 1.Care proprietăți ale AO permit folosirea lui în calitate de comparator?
- 2.Care sunt caracteristicile și parametrii de bază ale comparatoarelor?
- 3.Care factori influențează funcționarea comparatorului?
- 4.Care tip de reacție se folosește în circuitele de comparatoare?
- 5.Cum funcționează triggerul Schmitt?
- 6.De ce apare histereza în triggerul Schmitt și cum aceasta influențează asupra funcționării lui?
7. Care este destinația grupului R_2 -VD și R_3 -VD din variantele de comparator, respectiv, prezentate în figurile 7 și 8?

Lucrarea de laborator nr. 4

CIRCUITE PENTRU CONVERSIA DATELOR : CONVERTOARE DIGITAL-ANALOGICE ȘI ANALOG-DIGITALE

SCOPUL LUCRĂRII: Familiarizarea cu circuitele de conversie digital-analogic și analogic-digitale.

2. NOȚIUNI TEORETICE DE BAZĂ

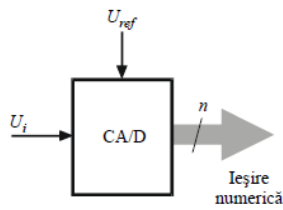
Conversia datelor reprezintă principala operație realizată în cadrul sistemelor de achiziție și reprezintă transformarea semnalelor din formă analogică în formă digitală sau invers.

Convertorul analog-digital reprezintă componenta principală a oricărui sistem de achiziții de date. Acesta realizează transformarea tensiunii analogice de la intrare într-un cod numeric binar (fig. 1,a).

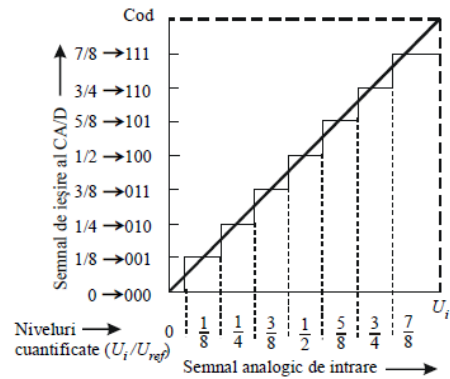
Acest rezultat reprezintă cea mai bună aproximație numerică a tensiunii de la intrare. Măsura acestei aproximații este reprezentată de numărul de biți ai rezultatului conversiei. Într-un sens mai larg, procesul de conversie analog-digitală poate fi considerat ca o plasare a mărimii de intrare într-un *interval de cuantizare*, obținut prin divizarea intervalului de variație a acesteia într-un număr de clase egale. Atunci când mărimea exprimată numeric la intrare este transformată în mărime analogică la ieșire se realizează o conversie digital-analogică (fig. 2.8,c).

Circuitele de conversie a datelor utilizate în cadrul sistemelor de achiziții de date sunt caracterizate printr-o serie de parametri, cum ar fi:

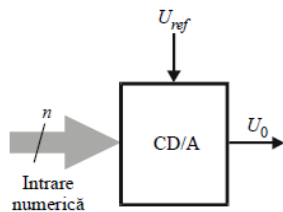
- ***gama de variație a intrării*** (pentru CA/D) sau ***a ieșirii*** (pentru CD/A)(*domeniul de lucru*), reprezentând domeniul maxim de variație a mărimii analogice (de obicei tensiune) și exprimată în unități absolute (V, mV, mA) sau relative (dB);



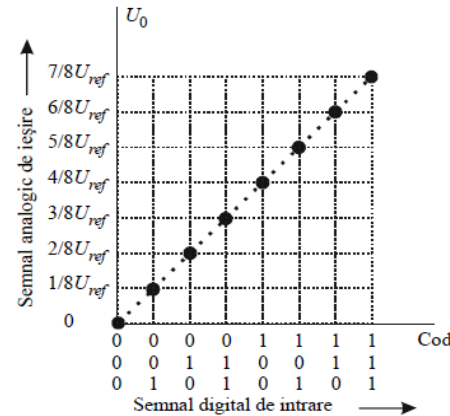
a) structura funcțională a C/A/D



b) caracteristica de transfer ideală a C/A/D



c) structura funcțională a C/D/A



d) caracteristica de transfer ideală a C/D/A

Fig.1 Conversoare analog-digital și digital analogice: reprezentare funcțională și caracteristica ideală de transfer.

- **caracteristica de transfer**, reprezentând dependența mărimii de la ieșirea convertorului față de mărimea de intrare; pentru un convertor analog-digital caracteristica de transfer ideală este o funcție scară (fig.1,b) iar pentru un convertor digital-analogic este un set de puncte dispuse pe o dreaptă (fig. 1,d);
- **rezoluția** reprezintă numărul total de coduri distincte de ieșire ale convertorului analog-digital, respectiv numărul total de nivele de ieșire pentru un convertor digital-analogic. Uzual rezoluția se exprimă în biți, în procente din valoarea domeniului de lucru, sau în număr de nivele de

cuantificare (CA/D) sau de ieșire (CD/A). Rezoluția teoretică a unui convertor de N biți este 2^N ; rezoluția reală poate fi însă mai mică, datorită erorilor. Acest parametru important al convertoarelor se determină ca reprezentând valoarea variației minime a mărimii de intrare ce provoacă modificarea a două coduri consecutive de ieșire (CA/D), respectiv valoarea variației minime a mărimii analogice de la ieșirea (CD/A). Rezoluția poate fi prezentată ca fiind $1/2^N$ din domeniul de lucru. Acest parametru nu trebuie considerat ca o performanță specifică a convertorului, ci un parametru de proiectare. Plecând de la o aplicație concretă, pentru care se impune prelevarea unei mărimi cu o precizie dată, se poate determina rezoluția minimă a convertorului ce va fi folosit;

- **timpul de stabilire** caracterizează viteza de răspuns a circuitului și reprezintă timpul scurs între aplicarea unui semnal de intrare de tip treaptă ideală și până la obținerea ieșirii dorite cu o aproximație specificată (de regulă $\pm 1/2$ LSB) (fig. 2). Timpul de stabilire include mai multe intervale de timp specifice, cum ar fi: *timpul de propagare* t_p (până la începerea unui efect observabil la ieșire), *timpul de creștere* t_c (până la prima atingere a nivelului de ieșire dorit), *timpul de restabilire* t_r (după supracreșterea ieșirii) și *timpul de relaxare liniară* t_a (amortizarea eventualului răspuns oscilant). Este un parametru specific convertoarelor digital-analogice și se exprimă în unități de timp, indicând și limitele intervalului de aproximație în jurul ieșirii specificate;
- **timpul de conversie**, t_{CONV} , reprezintă intervalul de timp necesar unui convertor să obțină mărimea de ieșire pornind de la o mărime de intrare dată (timpul necesar pentru bținerea codului numeric de ieșire corespunzător mărimii analogice de intrare). Variația tensiunii de intrare, pe parcursul procesului de conversie, introduce o eroare în valoarea semnalului de ieșire. În cazul convertoarelor digital-analogice acest timp poate fi considerat a fi chiar timpul de stabilire;

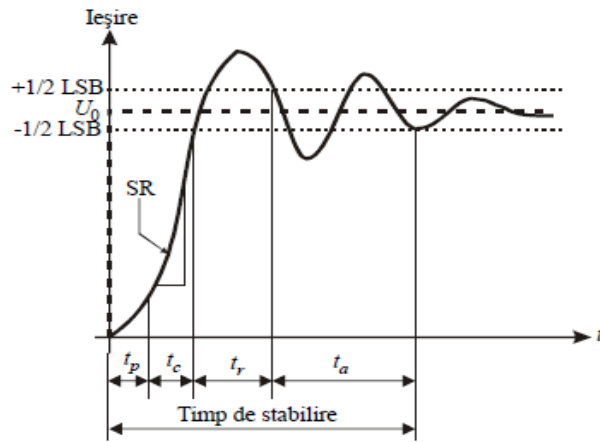


Fig.2. Timpul de stabilire

- **timpul de revenire** (*relaxare*), t_{rev} , reprezintă timpul necesar unui convertor pentru a putea opera din nou corect;
- **rata de conversie** este o măsură a vitezei convertorului și este definită de inversul sumei timpilor de conversie și de revenire:

$$R = 1 / (t_{CONV} + t_{rev})$$

În majoritatea situațiilor, timpul de revenire este mult mai mic decât timpul de conversie, astfel încât rata de conversie poate fi aproximată doar ca invers al timpului de conversie. În cazul convertoarelor rapide și foarte rapide, timpul de revenire trebuie luat în calcul pentru estimarea ratei de conversie;

- **timpul de conversie pe bit** este timpul echivalent de generare a unui bit (parametru caracteristic pentru convertoare analog-digitale secvențiale);
- **viteza de variație a ieșirii** (*slew-rate*) a unui convertor D/A reprezintă o caracterizare a intervalului de timp necesar ieșirii să execute excursia maximă în cadrul domeniului de variație.

Conversia analog-digitală este caracterizată în sine prin eroarea de cuantizare. Datorită formei caracteristicii de transfer (în scară), a codificării unice a unui întreg interval de cuantizare, apare o incertitudine de $\pm 1/2$ LSB, nulă la mijlocul intervalului și maximă la ambele capete. Influența erorii de cuantizare poate fi diminuată prin mărirea numărului de biți ai codului de ieșire a convertorului.

Fiecare cuantă (mărime a intervalului) a unei astfel de divizări reprezintă o valoare a mărimii analogice, pe care se disting nivelurile semnalului de intrare, prezentate prin două combinații de coduri învecinate. Această cuantă poartă denumirea de bitul cel mai puțin semnificativ (LSB).

Astfel:

$$q = \text{LSB} = \frac{U_{i \max}}{2^N},$$

unde: q este cuanta, iar $U_{i \max}$ gama de variație a semnalului analogic de intrare.

Caracteristicile reale ale circuitelor de conversie a datelor pot fi diferite de caracteristicile sale ideale (fig. 3). Caracteristica de transfer a convertorului analog-digital poate fi translatată în raport cu cea ideală (fig.3,a). Această eroare se numește *eroare de decalaj (offset)* și se poate pune în evidență aplicând la intrare o mărime nulă și măsurând ieșirea.

Eroarea determinată de modificarea pantei caracteristicii de transfer reale față de cea ideală, eroarea inițială fiind nulă, se numește *eroare de amplificare (de gamă)* (fig.3,b). Pentru majoritatea CA/D erorile de decalaj și de amplificare sunt mici și pot fi complet eliminate prin reglaj prealabil.

Mai dificil de eliminat sunt erorile legate de neliniaritatea caracteristicilor de transfer, care nu pot fi înlăturate prin reglare prealabilă. Convertoarele analog-digitale sunt caracterizate de două tipuri de neliniarități: cea integrală, respectiv cea diferențială:

- *neliniaritatea integrală* definește gradul în care caracteristica de transfer a unui convertor se abate de la forma teoretică (ideală) de dreaptă, considerând erori de decalaj și de amplificare nule (fig.3,c); *neliniaritatea diferențială* caracterizează uniformitatea intervalelor de cuantizare ale unui convertor analog-digital. Dacă neliniaritatea diferențială depășește 1 LSB, aceasta conduce la o comportare nemonotonă a caracteristicii de transfer (în semnalul numeric de ieșire poate lipsi una din combinațiile de cod - fig 3,d). Neliniaritatea diferențială este afectată de metoda de conversie; ea tinde să fie maximă atunci când convertorul trece prin toate intervalele de cuantizare secvențial.

Precizia reprezintă capacitatea circuitelor de conversie de a respecta cu strictețe caracteristica de transfer ideală, reflectând

capacitatea convertoarelor de a nu fi afectate de erori sistematice și aleatoare. **Precizia absolută** caracterizează funcționarea unui convertor în ansamblu, reflectând orice anomalie a caracteristicii de transfer. **Precizia relativă** este influențată doar de liniaritatea caracteristicii de transfer.

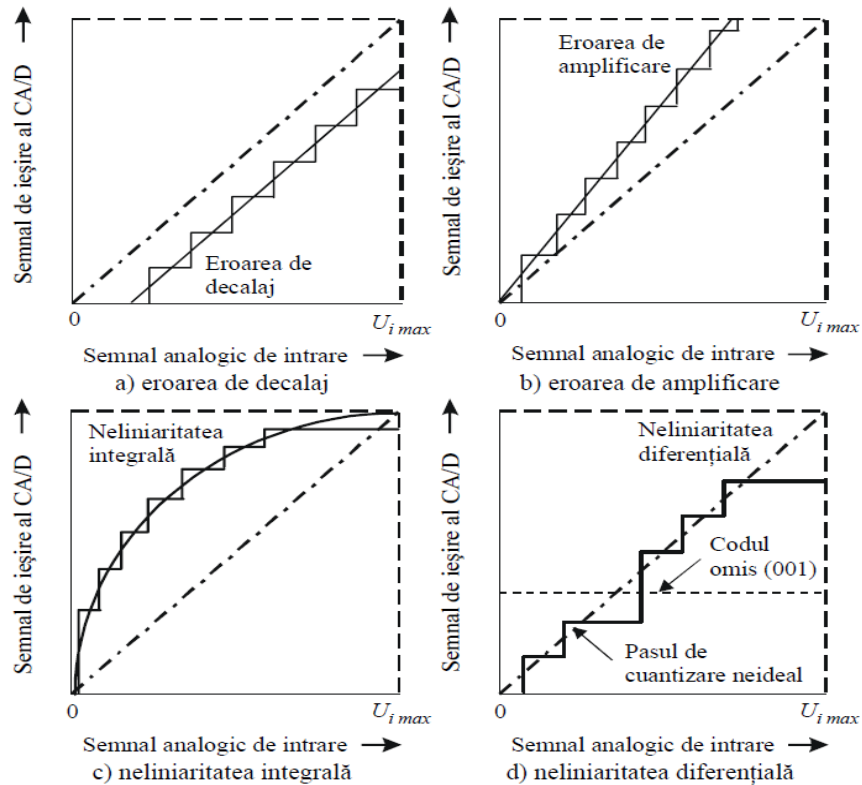


Fig.3 Erorile convertoarelor analog-digitale

Precizia totală de conversie se realizează numai în cazul când această eroare nu depășește rezoluția convertorului. Astfel, pentru un convertor cu rezoluția de N biți, caracterizat de timpul de conversie t_{CONV} , este necesară îndeplinirea următoarei condiții:

$$\left(\frac{dU_f}{dt}\right) \approx \frac{U_{f \max}}{2^N t_{\text{conv}}}$$

2.CONVERTOARE DIGITAL-ANALOGICE. SCHEME DE PRINCIPIU

Conversia datelor presupune ca oricărei mărimi analogice să i se asociază o reprezentare numerică corespunzătoare; codurile utilizate pot fi ponderate sau neponderate, prezentând avantajul unei exprimări naturale și compatibile cu circuitele de calcul numeric. În cazul unui cod ponderat, o cifră din cadrul unui număr are semnificația valorii sale propriu-zise, cât și a ponderii datorate poziției sale în cadrul numărului. Conversia digital-analogică presupune transformarea valorii și ponderii cifrelor numărului într-o mărime de ieșire analogică corespunzătoare (tensiune sau curent).

Considerând un număr întreg binar de N biți, de forma:

$$\overline{B_{N-1}..B_{N-2}..B_1..B_0} = \sum_{i=0}^{N-1} B_i 2^i$$

Ponderea cifrei B_{i-1} (ce ocupă poziția i începând cu LSB) este 2^{i-1} ; așadar ponderea sa crește de la dreapta spre stânga de la valoarea 1 (ponderea LSB) la valoarea 2^{N-1} (ponderea MSB). Aceleași observații sunt valabile și pentru un număr subunitar de N biți, de forma:

$$\overline{B_1.. B_2... B_{N-2}.. B_N} = \sum_{i=1}^N B_i 2^{-i}$$

Procesul de conversie digital-analogică poate fi considerat similar cu procesul de transformare a unui număr din sistemul de numerație binar în sistemul de numerație zecimal: se asociază fiecărei cifre binare "1" o anumită valoare a unei mărimi electrice care se însumează ponderat conform rangului pe care îl ocupă în cadrul reprezentării numerice. Deoarece ponderea cifrelor descrește cu factori de forma 2^{-i} , o soluție simplă pentru realizarea operației de ponderare ar consta în utilizarea unor rețele rezistive divizoare, cu mai multe noduri, având între noduri consecutive un raport de divizare de $1/2$. Majoritatea convertoarelor

digital-analogice moderne folosesc scheme cu sumare de curenți, care sunt mai stabile, mai rapide și mai ușor de realizat. Schema bloc a unui astfel de convertor este prezentată în fig.4.

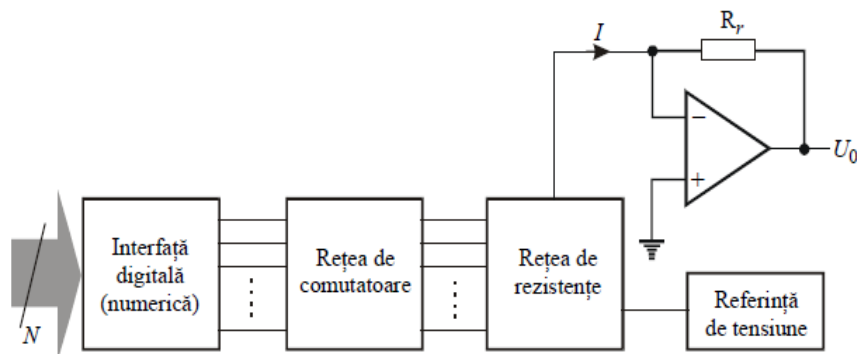


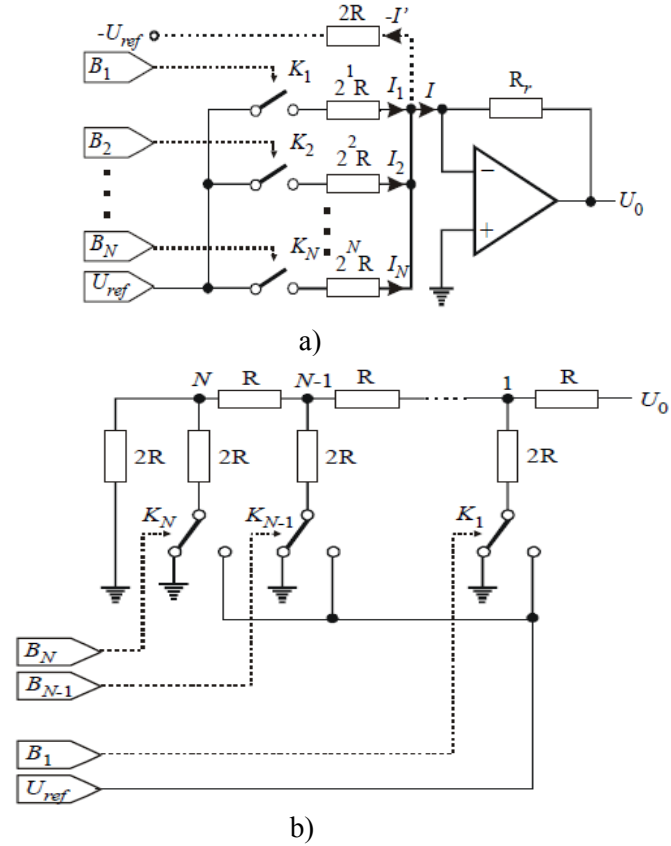
Fig.4. Schema bloc simplificată a unui convertor digital-analogic

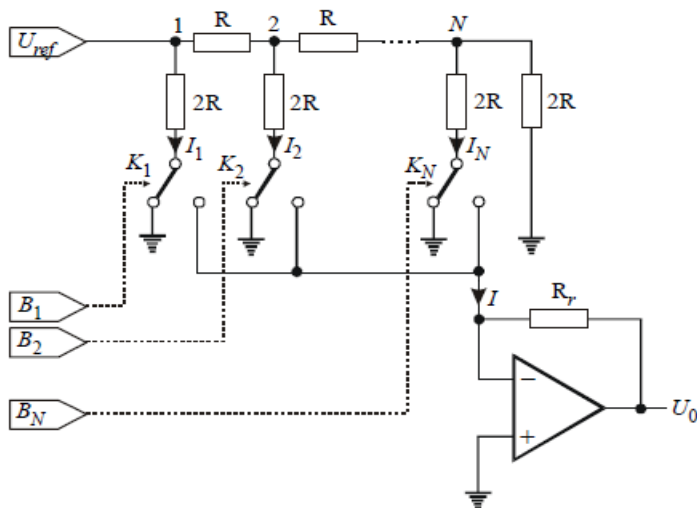
Interfața digitală (numerică) asigură compatibilitatea convertorului cu semnale TTL/CMOS și produce semnale de comandă pentru o rețea de comutatoare analogice. Aceste comutatoare controlează curenții aplicați unei rețele rezistive de precizie, care realizează ponderarea lor, pentru a obține, prin sumare, valoarea analogică corespunzătoare. Valorile curenților care circulă prin rețea sunt determinate de valorile rezistențelor ce compun rețeaua și de mărimea (tensiune sau curent) de referință ce intră în compunerea convertorului. Ieșirea poate fi constituită chiar de suma curenților din rețea sau de o tensiune obținută prin transformarea curent-tensiune. Convertorul prezentat anterior funcționează în permanență: la fiecare modificare a intrării, ieșirea reacționează corespunzător. Dacă se dorește menținerea valorii analogice de ieșire și în absența unei mărimi de intrare valide, se poate recurge la memorarea acesteia într-un registru încărcat adecvat, doar la momentele de timp la care se dorește modificarea ieșirii. Pentru implementarea convertoarelor digital-analogice, așa cum a fost precizat anterior, metoda consacrată constă în utilizarea rețelelor rezistive. Convertoarele digital-analogice cu rețele ponderate binar (fig.5,a) conțin un grup de rezistențe de valori $R = 2^i \cdot R$, $i = 1, N$, conectate împreună la una dintre extremități. Numărul rezistențelor din rețea este determinat de numărul de biți N ai cuvântului de intrare. Fiecare intrare logică, B_i , comandă câte un

comutator analogic, K_i , ce conectează câte o rezistență a rețelei la sursa de tensiune de referință, U_{ref} , generând un curent I_i . Tensiunea de ieșire poate fi calculată conform relației:

$$U_0 = R_r \cdot \sum_{i=1}^N B_i \cdot \frac{U_{ref}}{2^i \cdot R} = U_{ref} \cdot \frac{R_r}{R} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{B_i}{2^i} = \frac{U_{ref}}{2^N} \cdot \frac{R_r}{R} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} B_i \cdot 2^i \quad (1)$$

Expresia (1) arată că mărimea de ieșire este o fracțiune din mărimea de referință U_{ref} și proporțională cu numărul aplicat la





c)

Fig.5.Principii de implementare ale convertoarelor de curent

intrare. Convertorul prezentat funcționează doar unipolar. Pentru o funcționare bipolară, schema se modifică aducând în nodul de sumare a curenților un curent egal cu jumătate din valoarea corespunzătoare capătului de gamă (fig. 5,a cu linie punctată).

Convertoarele digital-analogice bazate pe acest principiu se numesc și *convertoare digital-analogice cu curenți ponderați*, deoarece schema utilizează sumarea unor astfel de curenți.

Simplitatea structurii prezentate în fig.5a trebuie pusă în balanță cu inconvenientul major al stabilității și preciziei. Deoarece legea de variație a rezistențelor rețelei este exponențială, la un număr mare de biți, valorile lor se distribuie pe un interval foarte mare. Acest lucru face dificil realizarea lor cu precizii ridicate și cu caracteristici de temperatură identice.

Curentul sumar se transformă în tensiune cu ajutorul amplificatorului operațional(AO). Ieșirea rețelei de rezistențe are , în punctul de însumare a curenților, o rezistență de ieșire, care se poate determina din relația:

$$R_o = \frac{2^N - 1}{2^N - 1} R$$

Pentru $N \geq 4$, $R_o \approx R/2$. În cazul în care AO se utilizează în configurația de repetor de tensiune pentru care este caracteristică impedanță de intrare mare, tensiunea de ieșire a circuitului se va determina din relația:

$$U_o = \frac{2^N}{2^N - 1} U_{ref} (x_1 2^{-1} + x_2 2^{-2} + x_3 2^{-3} + \dots + x_N 2^{-N})$$

Un alt tip de rețele rezistive utilizate pe scară largă în construcția convertoarelor digital analogice, cât și în alte circuite de instrumentație (convertoare analog-digitale, amplificatoare și atenuatoare programabile, etc) sunt rețelele rezistive R-2R. Schema unei astfel de rețele care permite o rezoluție de N biți (fig. 5b) prezintă caracteristicile unei legări în cascadă de divizoare cu 2, comandate fiecare de câte un bit al cuvântului de la intrare. Rețeaua rezistivă conține rezistențe de valoare R conectate în serie și rezistențe de valoare $2R$ conectate în paralel. Fiecărui bit B_i al cuvântului de intrare îi este asociat câte un comutator cu două poziții, care conectează terminalele rezistențelor $2R$ la masă ($B_i = "0"$) sau la referință ($B_i = "1"$). Comanda poate fi făcută în tensiune sau în curent. Rezistența de valoare $2R$ conectată în permanență la masă are rolul de rezistență echivalentă a circuitului, măsurată între bornele de ieșire să fie întotdeauna R . În cazul structurii din fig. 5,b, tensiunea de la ieșire este descrisă prin relația:

$$U_o = U_{ref} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{B_i}{2^i} = \frac{U_{ref}}{2^N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} B_i \cdot 2^i \quad (2)$$

Rețelele rezistive R-2R comandate în tensiune sunt simple și ieftine, dar au o liniaritate relativ redusă datorită comportării comutatoarelor analogice. Comutatoarele analogice CMOS au o rezistență R_{on} variabilă, dependentă de tensiunea drenă-sursă a tranzistorului cu efect de câmp. Rezistențele comutatoarelor se sumează cu cele ale rețelei, determinând erori de neliniaritate prin modificarea factorilor de divizare de la o celulă la cealaltă. O variantă a conversiei digital-analogice utilizează conexiunea inversă, schimbând rolul ieșirii cu cel al intrării (fig. 5,c). În această situație, comutatoarele se găsesc practic la același potențial, iar rezistențele rețelei sunt parcurse de curenți de valori constante, de tip

$U_{ref}/2^i R$, $i=1,N$, indiferent de poziția acestora. Valorile logice ale biților cuvântului de intrare comandă poziția comutatoarelor; acestea determină sumarea componentei i de curent în nodul de intrare al convertorului curent-tensiune sau conectarea acestei componente la masă. Dezavantajul major al acestei structuri este reprezentat de valorile relativ mari ale timpului de stabilire, datorate sumării capacităților parazite. Tensiunea de ieșire a acestui tip de convertor digital-analogic este caracterizată de expresia (1).

3.CONVERTOARE ANALOG-DIGITALE. SCHEME DE PRINCIPIU

Convertorul analog-digital realizează transformarea mărimii analogice de la intrare într-o mărime numerică la ieșire. Generalizând, procesul de conversie analog-digitală poate fi considerat ca o plasare a mărimii de intrare într-un *interval de cuantizare*, obținut prin divizarea intervalului de variație a acesteia într-un număr de clase egale. Prima operație definește aspectul temporal al conversiei, în timp ce a doua operație definește chiar modul de obținere a echivalentului numeric al mărimii analogice.

Convertoarele analog-digitale sunt realizate pe baza unor soluții principiale extrem de diverse, fiecare dintre acestea prezentând atât avantaje, cât și dezavantaje. Până în acest moment nu s-a găsit un principiu de funcționare care să asigure simultan obținerea ieftină de rezoluții mari, viteze ridicate, erori de neliniaritate foarte reduse, etc. De aceea, alegerea unui anumit tip de convertor analog-digital se face în funcție de cerințele aplicației, urmărind obținerea performanțelor dorite cu efort material minim. **Convertoare analog-digitale paralele.** Ideea simplă a inversării procedurii de conversie digital-analogică cu ponderarea controlată numeric a unei mărimi de referință, conduce la folosirea comparării mărimii de intrare cu un șir de valori de referință (reprezentând limitele intervalelor de cuantizare), pentru obținerea conversiei analog-digitale. Tensiunea de referință este aplicată unei rețele rezistive de precizie, astfel încât fracțiunea din tensiunea de referință aplicată intrării inversoare a fiecărui comparator să fie cu un LSB mai mare decât cea aplicată comparatorului de pe rangul anterior. Comparatoarele realizează atribuirea mărimii de intrare (de pe intrările neinversoare) unui interval de cuantizare; toate comparatoarele ale căror

referință este mai mică decât tensiunea de intrare produc un nivel logic "1" la ieșire, celelalte comparatoare vor furniza la ieșire nivele logice "0". Ieșirile rețelei de $2N - 1$ comparatoare sunt aplicate unui codificator logic cu priorități care are rolul de a furniza la ieșire codul numeric dorit (fig. 6). Acest tip de convertor obține biții cuvântului de ieșire simultan și independent de valoarea sau polaritatea intrării; de aici, denumirea de convertor ***analog-digital paralel*** sau ***flash***. Numărul mic de operații, precum și simplitatea lor, determină viteza foarte ridicată a acestui tip de convertor. Principalul său dezavantaj constă în rezoluția limitată, datorată creșterii exponențiale al numărului de comparatoare odată cu creșterea numărului de biți de ieșire.

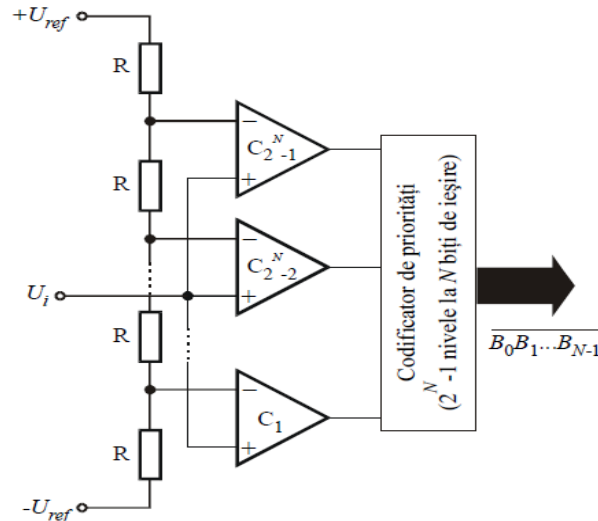


Fig.6. Convertor analog-digital paralel

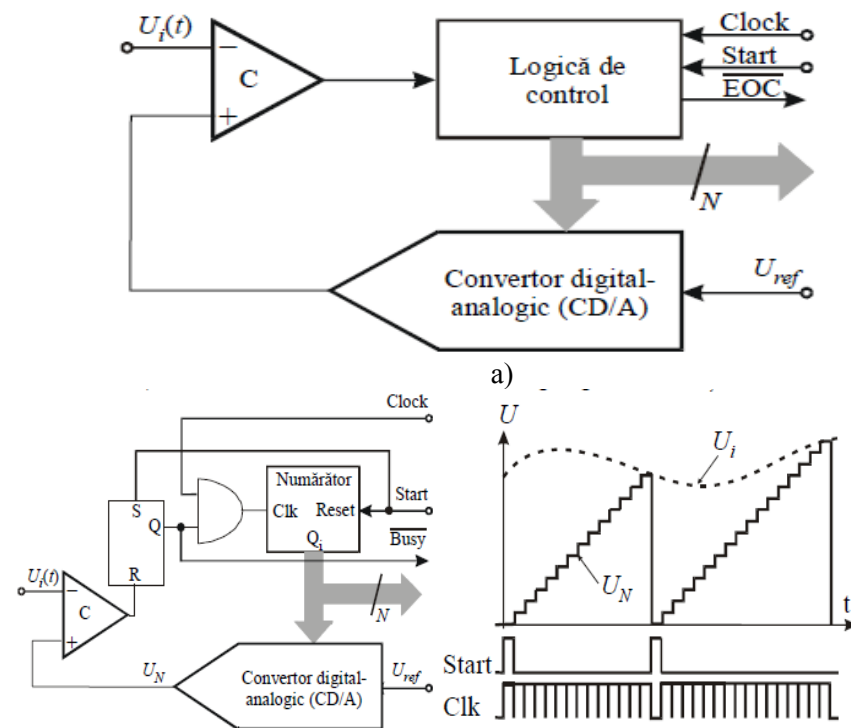
Este utilizat în conversia rapidă a semnalelor video (televiziune, radar), cât și ca subsamblu în implementarea altor tipuri de convertoare rapide.

Convertoare analog-digitale cu reacție. Deși simple ca principiu, convertoarele analog-digitale paralele sunt limitate ca rezoluție datorită complexităților tehnologice (numărul mare de comparatoare determină creșterea dimensiunilor fizice, puterea disipată și prețul de cost). Ideea comparării mărimii analogice de intrare cu un set de valori

de referință este aplicabilă, într-o variantă mai economică, secvențial, în cadrul convertoarelor analog-digitale cu reacție. Cu un singur comparator, un convertor digital-analogic destinat generării treptelor de referință și o logică secvențială (numărător/registru) care generează numeric limitele intervalelor de cuantizare se obține un convertor analog-digital cu reacție.

Mărimea analogică de intrare este comparată cu mărimea de referință generată de ansamblul convertor digital-analogic-logică de control; funcție de rezultatul comparării, logica de control decide următoarea valoare logică pe care o va produce în pasul următor (fig.7a). Algoritmul de conversie poate fi implementat în mai multe variante, din care rezultă și tipurile convertoarelor A/D cu reacție:

- convertor analog-digital cu numărare (fig.7,b);
- convertor analog-digital cu urmărire (fig.7,c);
- convertor analog-digital cu aproximații succesive (fig.7,d).



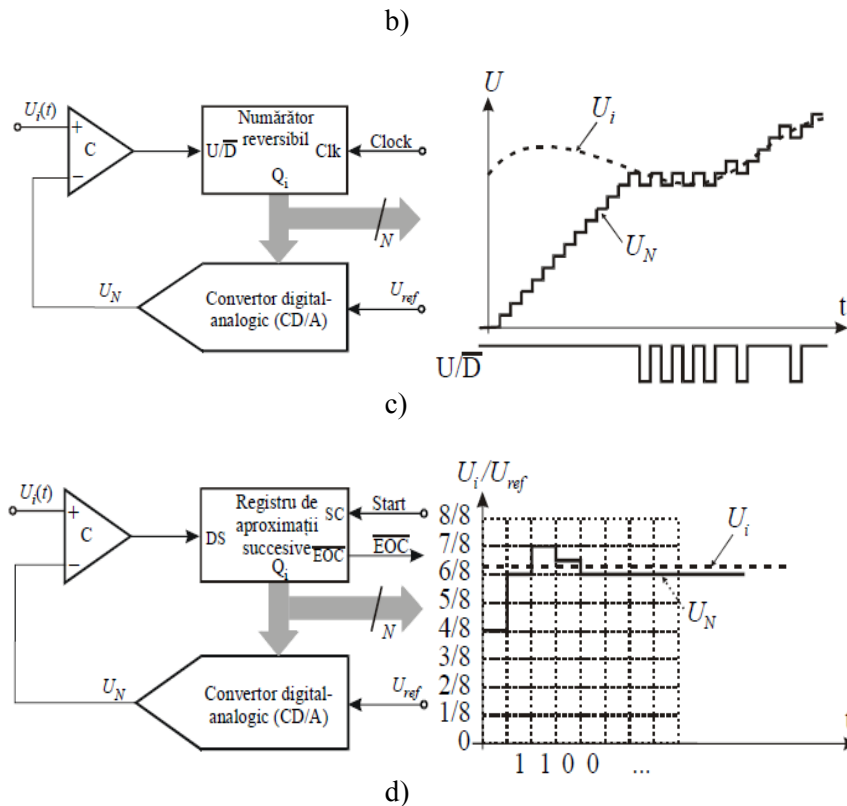


Fig.7. Convetoare analog-digitale cu reacție

Convertorul A/D cu numărare folosește cel mai simplu algoritm de generare a treptelor de referință: parcurgerea lor consecutivă (numărare), de la limita inferioară a gamei de lucru și până la depășirea valorii analogice de la intrare (fig.7,b). Logica de control are la bază un numărător, inițializat la începutul fiecărui ciclu de conversie; numărul de biți ai acestuia este egal cu rezoluția convertorului D/A și a circuitului de conversie realizat. Semnalul “Start” determină *reset*-area numărătorului și validează intrarea de ceas a numărătorului prin *set*-area bistabilului de tip RS; în același timp, convertorul D/A produce o tensiune U_N la limita inferioară a domeniului de lucru. Dispunând de semnal de ceas, numărătorul începe să se incrementeze, crescând și tensiunea de referință

U_N treaptă cu treaptă. La atingerea valorii semnalului de intrare, comparatorul își schimbă starea de la ieșire, *reset*-ează bistabilul și oprește ceasul de numărare, finalizând procesul de conversie. Ieșirea acestui bistabil poate fi utilizată drept semnal "*conversie în curs de desfășurare*". Se poate observa ușor că durata conversiei nu este constantă, ea depinzând de valoarea mărimii analogice aplicate la intrare. Deși timpul de conversie poate fi redus prin creșterea frecvenței ceasului, limita sa superioară este determinată de timpul de propagare pentru numărător și circuitele porții, de timpul de stabilire al CD/A și al comparatorului.

Deși avantajul major al acestei structuri rezidă în simplitatea sa, acest convertor cu reacție e caracterizat de un timp de conversie ridicat, dependent de valoarea intrării, precum și de o rejecție slabă a perturbațiilor (determinată de variația impedanței de intrare).

Înlocuind în schema precedentă numărătorul cu incrementare cu unul reversibil (cu incrementare/decrementare) și comandând sensul de numărare în funcție de rezultatul comparării mărimii de intrare cu treptele de referință, se obține un *convertor analog-digital cu urmărire* (funcționare continuă) (fig.7,c). Ieșirea comparatorului reprezintă, de fapt, codificarea pe un bit a tendinței de variație a semnalului de intrare. Dacă semnalul de intrare este relativ constant, după egalizarea semnalului U_N cu mărimea de la intrare, ieșirea comparatorului va oscila, odată cu U_N , eroarea conversiei fiind $\pm 0,5$ LSB. Valoarea numerică corespunzătoare intrării va fi oricare dintre stările numărătorului reversibil (aproximație prin lipsă sau adaos).

Problema fundamentală a acestor două tipuri de convertoare A/D cu reacție constă în posibilitatea apariției distorsiunilor de urmărire, cauzate de viteza constantă de incrementare/decrementare a numărătorului (limitează viteza de variație a semnalelor aplicate la intrare). În practică, banda de frecvențe a semnalului de intrare este limitată la valori de ordinul câtorva kHz.

Înlocuind numărătorul din bucla de reacție a convertorului cu un registru de deplasare special, denumit registru de aproximații succesive, determină eliminarea dezavantajelor menționate anterior. Se obține, astfel, un *convertor analog-digital cu aproximații succesive*. În fig. 7,d este prezentată schema funcțională a convertorului analog-digital cu aproximații succesive pentru $N=3$ și se prezintă principiul lui de funcționare. Conversia începe cu inițializarea la valoarea "1" a bitului

celui mai semnificativ (MSB) în cadrul registrului de aproximații succesive. Aceasta corespunde primei evaluări a valorii semnalului de intrare cu jumătatea valorii domeniului de intrare. Se compară semnalul de ieșire al CD/A corespunzător acestei valori cu tensiunea de intrare și se comandă de *reset*-area valorii bitului celui mai semnificativ dacă evaluarea primară depășește valoarea semnalului de intrare; în caz contrar această valoare este validată și este memorată. În tactul următor controlerul fixează valoarea "1" pentru următorul bit și, din nivelul semnalului de intrare, comparatorul "decide" memorarea sau reset-area stării acestui rang. Conversia continuă în mod similar, până se evaluează bitul cel mai puțin semnificativ (LSB). În acest moment, cuvântul conținut în registrul de aproximații succesive (transferat și în registrul de ieșire) reprezintă cea mai bună aproximație numerică a semnalului analogic de intrare. Dacă datele se obțin direct de la ieșirea registrului de aproximații succesive, trebuie menționat că acestea devin stabile doar după sfârșitul conversiei (în rest ele reproduc procesul de aproximare); în consecință, logica externă trebuie adaptată în mod corespunzător.

În metoda de conversie bazată pe aproximații succesive, semnalul de ieșire al CD/A crește neliniar până la nivelul semnalului de intrare pe perioada a N tacte (pentru convertorul cu rezoluția de N biți). Ca rezultat, procesul de conversie durează un timp considerabil mai redus și, în plus, timpul de conversie este constant și nu depinde de nivelul, semnul sau modul de variație a semnalului de la intrare.

Metoda aproximațiilor succesive este cea mai răspândită metodă de conversie analog-digitală pentru convertoarele de uz general, cu rate de conversie medii și ridicate (timpuri de conversie cuprinși între 1 și 25 μ s).

Convertoare analog-digitale cu transformare tensiune-timp.

Aceste tipuri de convertoare realizează transformarea mărimii analogice de intrare într-un interval de timp proporțional, care este măsurat numeric. Din această categorie fac parte:

- convertorul analog-digital cu generator de rampă;
- convertorul analog-digital cu integrare în dublă pantă;
- convertorul analog-digital cu integrare în mai multe rampe.

Convertoarele analog-digitale cu integrare în dublă pantă sunt caracterizate de o precizie și o liniaritate excelente, o bună rejecție a semnalelor parazite (datorită integrării), în pofida timpului de conversie de valoare mare. Majoritatea circuitelor sunt monolitice, realizate în

tehnologie CMOS, fiind extrem de răspândite în echipamente de măsurare numerice clasice (aparate portabile, de tablou sau de laborator).

Trebuie menționat faptul că majoritatea convertoarelor analog-digitale de generație recentă dispun de o interfață specializată, versatilă cu microprocesoare pe 8 sau 16 biți, ceea ce simplifică mult interfațarea acestor circuite în cadrul sistemelor inteligente de achiziții de date. Firmele producătoare de convertoare analog-digitale oferă dispozitive cu o paletă largă de performanțe. Metoda de conversie utilizată (cu aproximații succesive, cu integrare cu dublă pantă, conversie paralelă, etc) și tehnologia de realizare a schemei (monolitică, hibridă sau modul) determină caracteristicile esențiale ale convertoarelor analog-digitale - rapiditatea, rezoluția, prețul.

3.SARCINI PENTRU CALCULE TEORETICE

Sarcina 1.

Să se calculeze R_o pentru rețeaua de rezistențe binar ponderate (fig.5a) cu 4 biți, pentru variante de valori ale lui R egale respectiv 5 , 10 , 15 , și 20 k Ω .

Sarcina 2.

Să se calculeze valorile lui R_f pentru valorile lui A_f egale respectiv cu - 2, -4, -8 și -10 când ieșirea rețelei este cuplată la intrarea amplificatorului inversor.

Sarcina 3.

Să se calculeze tensiunea la ieșirea rețelei R-2R ($R= 4.9$ k Ω), pentru codurile de intrare 1001 și 0110 pentru rețeaua din figura5 b, pentru $U_r= 2V$.

Sarcina 4.

Să se determine tensiunea la ieșirea convertorului digital-analogic pentru codul de intrare 011100001 și tensiunea de referință U_r egală cu 5V.

4.SARCINI PENTRU STUDIAREA EXPERIMENTALĂ ȘI METODICA DE EFECTUARE

Sarcina 1.Studierea circuitului de conversie digital analogică cu rețea binar ponderată de rezistențe

1.1 Se asamblează circuitul de conversie digital analogică cu rețea binar ponderată de rezistențe, cu valori ale lui R și A_r indicate de profesor (v.fig.8).

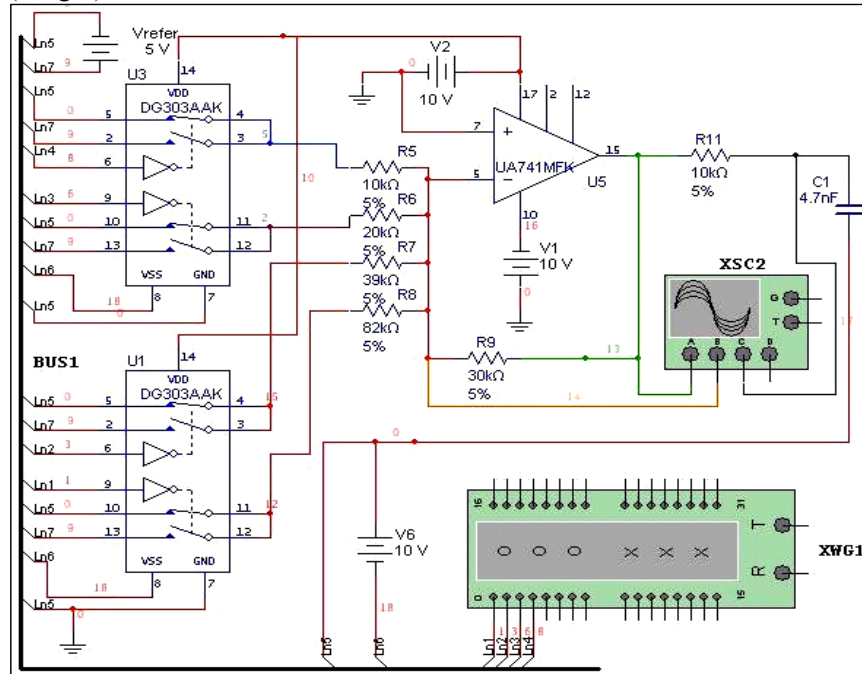


Fig.8

1.2 Se experimentează pentru două valori ale tensiunii U_r , la indicația profesorului, între valorile de la 0,5V pînă la 5V.

1.3 Se aplică de la generatorul de cuvinte XWG în regim ciclic, succesiuni de biți crescătoare, descrescătoare (cu lungimea de 16 biți) și combinate.

1.4 Se vizualizează semnalele în nodurile circuitului așa cum este realizat în fig.8 și se trag concluzii din diagramele semnalelor.

Sarcina 2. Studiarea circuitului de conversie digital-analogică cu rețea R-2R.

2.1 Se assemblează circuitul de conversie digital-analogică cu rețea binar ponderată de rezistențe(v. fig.9), cu valori ale lui R și A_f indicate de profesor.

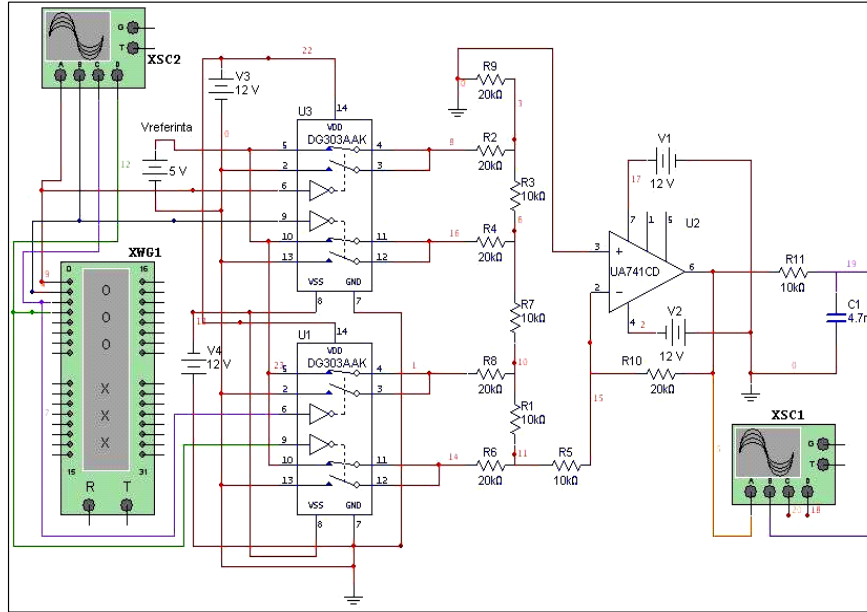


Fig.9

2.2 Se execută pp. 2, 3, și 4 din sarcina 1.

Sarcina 3. Studiarea circuitului de conversie analog-digitală

3.1 Se assemblează circuitul de conversie analog-digitală din fig.10.

3.2 Se stabilește valoarea tensiunii de intrare U_i cu ajutorul potențiometrului R_2 . U_i se indică de către profesor.

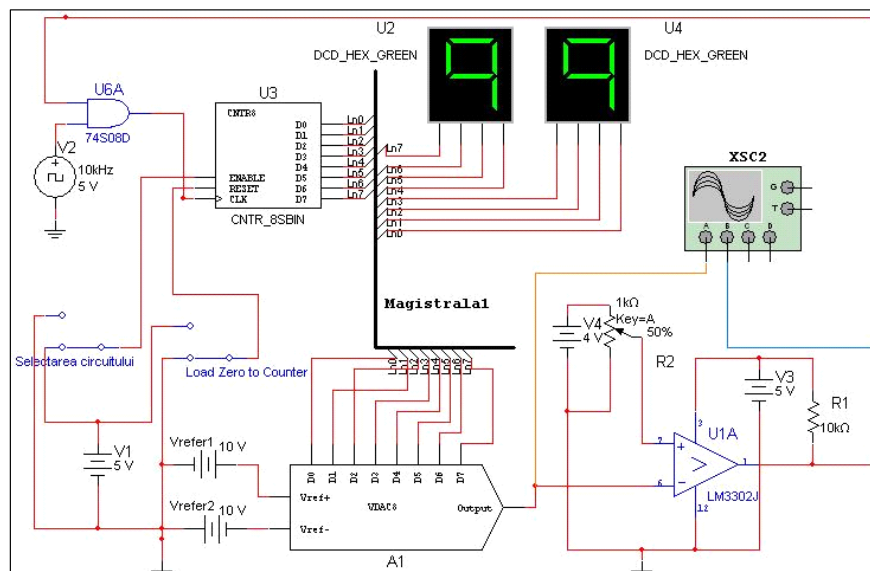


Fig.10.

3.3 Se pregătește circuitul pentru conversie. Pentru aceasta:

Se selectează circuitul CNTR3, aplicându-se la intrarea ENABLE „1”.

Se resetează numărătorul CNTR3, aplicându-se „1” la intrarea RESET, urmat de „0”. Această operație se face înainte de fiecare conversie.

Se stabilesc tensiunile de referință U_{refer1} și U_{refer2} la indicația profesorului.

3.4 Se lansează operația de conversie, urmărindu-se în acest timp evoluția procesului la osciloscop pentru a o opri în cazul în care diagrama va fi similară cu cea din fig. 11. Aceasta arată ca după ce tensiunea de ieșire de la comparator a devenit egală cu zero, conversia s-a terminat, iar simularea trebuie oprită.

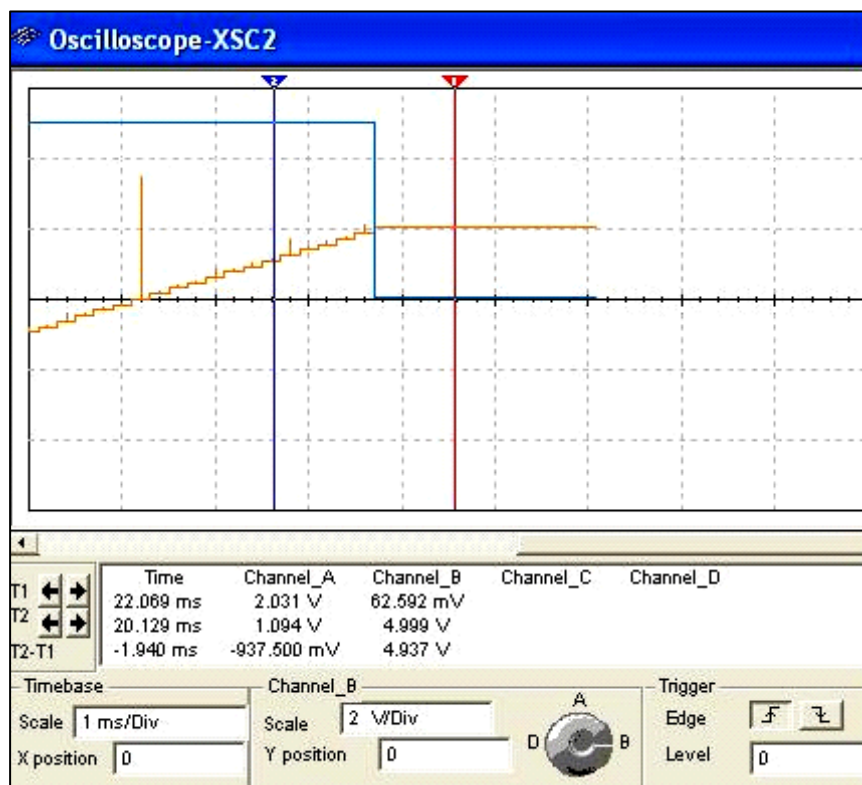


Fig.11.

3.5 Se determină codul binar ce a rezultat din conversia analog digitală. Pentru semnalele bipolare, se vede după tensiunea de referință, codul de ieșire este complementar (complement față de doi). Rangul superior este semnul valorii.

3.6 Se calculează valoarea așteptată ca rezultat al conversiei și se compară cu cea măsurată la osciloscop(vezi fig.11). În exemplu dat codul numeric pentru tensiunea de intrare este (vezi fig.10) 10011001, unde 1 din rangul superior este semnul. Codul binar pentru tensiunea de intrare dată este: $00011001 + 1 = 00011010$. Valoarea generată de convertorul digital – analogic virtual este de $(U_{\text{refer1}} - U_{\text{refer2}}) * (1 * 2^4 + 1 * 2^3 + 1 * 2^1) / 2^8 = 20 \text{ V} * 26 / 256 = 2.03125 \text{ V}$.

Din fig.11 se vede că valoarea tensiunii de la ieșirea convertorului este de 2.031V(canalul A). La ieșirea comparatorului tensiunea are valoarea de 0.0629V, adică „0”.

5. CERINȚE FAȚĂ DE REFERAT

Referatul trebuie să conțină:

6. Foaia de gardă(denumirea lucrării, grupa, numele și prenumele studentului).
7. Circuitele principale electrice studiate.
8. Rezultatele calculelor și măsurărilor efectuate asupra circuitelor de conversie.
9. Prezentările grafice ale caracteristicilor circuitelor.
10. Concluziile trase din studierea circuitelor de conversie.

6. ÎNTREBĂRI PENTRU AUTOINSTRUIRE

- 1.Care este destinația rezistențelor R_9 (vezi fig.8) și R_{10} (vezi fig.9)?
- 2.Cum va influența asupra formei de undă condensatorul C_1 în circuitele din fig.8 și 9?
- 3.Care este avantajul principal al rețelei R-2R față de rețeaua binar ponderată de rezistențe ?
- 4.Pentru un convertor digital-analogic dat de 8 biți (vezi fig.10) tensiunea de referință este de 10 V pentru semnalul unipolar. Ce tensiune va reprezenta fiecare bit în semnalul de ieșire?
- 5.Dacă tensiunea de ieșire este de 3.62 V, care este valoarea codului binar de intrare pentru convertorul dat?
- 6.Care este posibila eroare de conversie pentru convertorul digital-analogic dat?

BIBLIOGRAFIE

1. A. Manolescu, A. Manolescu. Circuite integrate liniare. Culegere de probleme.-București, Editura științifică și enciclopedică: 1987,-328 p.
2. A. Manolescu, A. Manolescu, I. Mihuț, T. Mureșan, L. Turic. Circuite integrate liniare. București, Editura didactică și pedagogică:1983.-291 p.
3. Paul R Gray., R. Meyer. Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare.-București, Editura Tehnică, 1983.-450 p.
4. T. Dănilă, N. Cupcea, Utilizarea amplificatoarelor operaționale.- Cluj-Napoca, Editura Albastră: 2003,-395 p.
5. Adel S. Sedra, Kenneth G. Smith. Microelectronic Circuits.-New York, CBS College Publishing: 1987,990 p.
6. Л. Фолкенберри. Применение операционных усилителей и линейных ИС.-Москва, Мир: 1985,-572 с.
7. В.И.Щербачков., Г.И.Грездов, Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник-Киев, Техника:1983,280 с.
8. Iuliu Szekeley, Florin Sandu. Circuite electronice de conversie a semnalelor analogice și digitale. București, Matrix Rom, 2001,-250p.
9. www.ni.com/pdf/manuals/374483a.pdf.

Cuprinsul

1.Lucrarea de laborator nr 1	
Utilizarea mediului de simulare Electronics Workbench <i>EWB</i> în analiza circuitelor electronice	3
2. Lucrarea de laborator nr 2	
Studierea circuitelor liniare elaborate în baza amplificatoarelor operaționale.....	31
3. Lucrarea de laborator nr 3	
Studierea comparatoarelor de tensiune în baza amplificatoarelor operaționale.....	50
4. Lucrarea de laborator nr 4	
Circuite pentru conversia datelor: Convertoare digital-analogice și analog-digitale.....	66