



UNIVERSITATEA "TRANSILVANIA" BRAȘOV

GHEORGHE PANĂ

ADRIAN VIRGIL CRĂCIUN

CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

ÎNDRUMAR DE LABORATOR

1999

CUPRINS

| | |
|---|----|
| Introducere | |
| Descrierea și utilizarea aparatelor de laborator | 3 |
| Lucrarea nr. 1 | |
| STUDIUL SURSELOR DE CURENT CONSTANT PRIN SIMULARE ÎN PSPICE | 7 |
| Lucrarea nr. 2 | |
| STUDIUL AMPLIFICATOARELOR DIFERENȚIALE PRIN SIMULARE ÎN PSPICE | 11 |
| Lucrarea nr. 3 | |
| AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL - analiza de semnal mic | 15 |
| Lucrarea nr. 4 | |
| AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL - comportarea în frecvență..... | 21 |
| Lucrarea nr. 5 | |
| ETAJE DE IEȘIRE ÎN CONTRATIMP | 25 |
| Lucrarea nr. 6 | |
| CIRCUITUL INVERSOR realizat cu amplificator operațional..... | 31 |
| Lucrarea nr. 7 | |
| CIRCUITUL NEINVERSOR realizat cu amplificator operațional..... | 36 |
| Lucrarea nr. 8 | |
| CIRCUITE LINIARE realizate cu amplificatoare operaționale..... | 40 |
| Lucrarea nr. 9 | |
| CIRCUITE NELINIARE realizate cu amplificatoare operaționale..... | 46 |
| Lucrarea nr. 10 | |
| AMPLIFICATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ realizate cu amplificatoare operaționale.. | 51 |
| Lucrarea nr. 11 | |
| ALIMENTAREa AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE CU TENSIUNE SIMPLĂ | 56 |
| Lucrarea nr. 12 | |
| CIRCUITUL DE TEMPORIZARE β E 555 | 60 |
| Bibliografie..... | 66 |

Introducere

DESCRIEREA ȘI UTILIZAREA APARATELOR DE LABORATOR

În laboratorul de Circuite Integrate Analogice se utilizează următoarele tipuri de aparate:

- **surse de tensiune continuă stabilizată;**
- **generatoare de semnal** (sinusoidal, dreptunghiular, triunghiular);
- **osciloscopice catodice;**
- **multimetre analogice;**
- **multimetre numerice.**

1. Sursele de tensiune continuă stabilizată furnizează energia de c.c. necesară funcționării montajelor electronice de pe modulele de laborator și/sau nivele precise de tensiune continuă necesare în ridicarea caracteristicilor statice.

Sursele de tensiune continuă stabilizată pot fi:

- **surse simple** de tensiune continuă stabilizată, caz în care pe panoul aparatului se găsesc:
 - a) o bornă notată cu “+”;
 - b) o bornă notată cu “-”;
 - c) o bornă de masă, legată d.p.d.v. electric la carcasa aparatului (șasiu). Această bornă nu are legătură cu montajul electronic al sursei stabilizate.

Observație: *în funcție de tipul circuitului electronic alimentat de la sursa simplă, poate deveni bornă de masă fie borna “+” fie cea “-”. Prin bornă de masă se înțelege acea bornă care constituie referința de potențial, față de care se măsoară toate celelalte potențiale (atât de c.c. cât și de c.a.).*

De exemplu, în cazul unui montaj electronic realizat cu tranzistor PNP, masa este borna “+” iar în cazul unui montaj electronic realizat cu tranzistor NPN, borna “-” constituie masa montajului.

- **surse duble sau triple** de tensiune care cuprind 2 sau 3 stabilizatoare de tensiune, deci sunt alcătuite din 2 sau 3 surse simple. Fiecare sursă are două borne, una de “+” și o alta de “-”. Întreg aparatul este prevăzut cu o bornă de masă la care se conectează electric șasiul aparatului.

Sursele duble au două secțiuni identice și se pot utiliza separat sau împreună pentru alimentarea cu tensiune simetrică, pozitivă și negativă, față de o masă comună. În acest caz cele două surse simple se leagă în serie, adică se unește minusul primei surse cu plusul celei de a doua surse și acest punct devine masa montajului alimentat cu tensiune simetrică. Plusul primei surse va fi plusul general de alimentare iar minusul celei de a doua surse va fi minusul general de alimentare al sursei simetrice.

Sursele triple au pe lângă cele două surse, de obicei cu tensiune reglabilă în trepte, și o a treia sursă cu tensiunea fixă, egală cu 5V, pentru alimentarea circuitelor digitale.

Multe surse permit atât reglarea nivelului tensiunii furnizate cât și a curentului maxim debitat. Pe panoul aparatului pot exista, de exemplu, două LED-uri, unul care indică prezența normală a tensiunii și un al doilea LED care indică doar situația de curent depășit, caz în care LED-ul de tensiune se stinge și se aprinde cel care indică situația de suprasarcină.

Greșelile de manevrare a surselor de tensiune continuă stabilizată care trebuie evitate sunt:

- din punct de vedere a polarității, conectarea greșită a bornelor sursei la montajul analizat (“+” în loc de “-”, respectiv “-” în loc de “+”);
- poziționarea potențiometrului de reglare a valorii limitate a curentului furnizat de sursă corespunzător unui curent mai mic decât cel cerut de montajul analizat;

- confundarea sursei simple cu o sursă dublă; “păcăleala” este produsă de existența bornei de masă (=șasiu), neconectată la montajul electronic din interiorul sursei;
- omiterea conexiunii dintre punctul de înseriere a celor două surse simple atunci când se urmărește obținerea unei surse simetrice și masa montajului alimentat, caz în care circuitul analizat rămâne fără referință de potențial (nu are masă !).

2. Generatoarele de semnal constituie surse de tensiuni variabile în timp necesare funcționării, măsurării și depanării unei mari varietăți de aparate și instalații electronice sau electrice.

Semnalele posibile au o diversitate de forme (sinusoidale, dreptunghiulare, triunghiulare, trapezoidale etc.) iar ca repetiție în timp sunt semnale periodice (cazul cel mai des întâlnit), impulsuri singulare sau trenuri de impulsuri. În laboratorul de CIA se folosesc semnalele periodice sinusoidale, dreptunghiulare și triunghiulare, cu frecvența reglabilă de la unități de hertzi la sute de kilohertzi sau chiar megahertzi.

Pentru utilizarea corectă a generatoarelor de semnal trebuie cunoscute următoarele:

- tipul semnalului (sinusoidal, dreptunghiular sau triunghiular), ales cu ajutorul unui comutator;
- domeniul de frecvențe în care generatorul furnizează semnal. Pe panoul aparatului există sisteme mecanice sau electronice de indicare a frecvenței de oscilație;
- nivelul semnalului, indicat cu un sistem mecanic sau electronic, sau măsurat cu un voltmetru exterior;
- rezistența de ieșire a generatorului (tipic 50Ω sau 600Ω) pentru a se evita fenomenul de divizare a semnalului între rezistența internă a generatorului și rezistența de intrare a montajului analizat (în cazul unor montaje cu rezistență de intrare mică).

De exemplu dacă rezistența de intrare a montajului analizat este egală cu sute de ohmi sau $1k\Omega$ și se utilizează ieșirea de 600Ω a generatorului, nivelul real al semnalului de la intrarea montajului va fi egal cu aproximativ jumătate din cel furnizat de generator.

3. Osciloscopul catodic este un aparat de măsurare sau observare, care utilizează unul sau mai multe fascicule electronice pentru a da o reprezentare a valorilor instantanee ale semnalului electric măsurat în funcție de diverse mărimi variabile, dintre care cea mai des întâlnită este timpul. Această reprezentare se realizează pe ecranul unui tub catodic, de unde și numele de *osciloscop catodic*.

Schema bloc de principiu a osciloscopului care utilizează tub catodic cu deflexie electrostatică se prezintă în fig. 1, a.

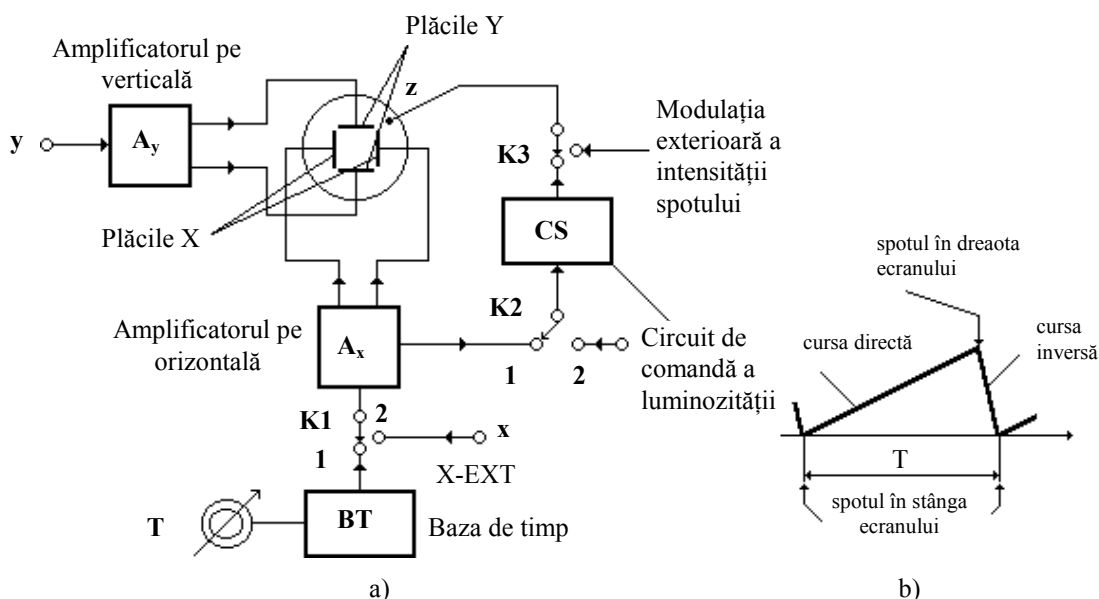


Fig. 1. Schema bloc de principiu a osciloscopului catodic.

Pe plăcile de deflexie verticală (plăcile Y) se aplică semnalul de vizualizat y , după ce a fost amplificat prin intermediul amplificatorului pe verticală A_y .

Pe plăcile de deflexie orizontală (plăcile X) se aplică un semnal proporțional cu timpul t , pe ecranul tubului catodic apărând astfel dependența $y(t)$.

Semnalul proporțional cu timpul se numește *baza de timp* și este produs de generatorul bazei de timp BT și amplificat la nivelul necesar de amplificatorul pe orizontală A_x .

Tensiunea bazei de timp are forma tipică din fig. 1, b , care justifică denumirea de *tensiune în dinți de fierăstrău*. Pe timpul cursei directe, spotul parcurge ecranul de la stânga la dreapta iar în timpul cursei inverse spotul descrie o mișcare de la extremitatea dreaptă la extremitatea stângă a ecranului.

Vizualizarea dependenței $y(t)$ se realizează în timpul cursei directe. În timpul cursei inverse, prin intermediul unui circuit comandat de generatorul bazei de timp, spotul este stins.

Imaginea de pe ecranul osciloscopului va fi stabilă numai în cazul în care perioada T a bazei de timp este egală sau este un multiplu al perioadei semnalului vizualizat. Pentru abateri mici de la această egalitate imaginea se mișcă lent spre stânga sau spre dreapta în funcție de sensul abaterii, iar pentru abateri mari imaginea devine incoerentă.

Pentru a se obține condiția de egalitate expusă anterior se acționează asupra frecvenței bazei de timp prin intermediul unui buton de pe panoul frontal până în momentul în care se obține o imagine stabilă.

Pentru vizualizarea dependenței $y(x)$ dintre două semnale y și x , comutatorul K_2 se trece pe poziția 2, marcată pe panoul frontal cu X-EXT.

3.1 Osciloscopul cu două canale permite vizualizarea simultan a două semnale. Soluția optimă impune utilizarea unui singur tun electronic și a unui comutator electronic care realizează comutarea între intrările osciloscopului și plăcile de deflexie, obținându-se pe ecran imaginile corespunzătoare semnalelor aplicate la intrări.

Sunt posibile două moduri de lucru:

- primul în care semnalele apar pe ecranul osciloscopului *alternat* (succesiv în timp, conectarea și deconectarea canalelor având loc la sfârșitul cursei directe a fiecărui baleiaj) și
- al doilea în care spotul este *comutat* (*chop-at*) cu o frecvență fixă între cele două canale, imaginile care apar pe ecran fiind compuse dintr-o succesiune de puncte (discontinuitatea fiind practic nesesizată în condiții normale).

Alegerea unui anumit mod de lucru pe verticală (ALTERNAT sau COMUTAT) se realizează de către operator, prin intermediul unui buton accesibil pe panoul frontal.

IMPORTANT: - *modul de lucru ALTERNAT* se utilizează pentru semnale de frecvență înaltă pentru care durata bazei de timp este mult mai mică decât timpul de remanență al tubului catodic;

- *modul de lucru COMUTAT* este util pentru frecvențe mici ale semnalului vizualizat, la care efectul de pâlpare a imaginii (în modul alternat) devine supărător.

4. Multimetrul analogic poate măsura tensiuni, curenți și rezistențe (AVO-metru) și are la bază aparatul magnetoelectric. Acesta este un aparat de c.c. Principiul său de funcționare constă în acțiunea unui câmp de inducție magnetică constant, produs de un magnet permanent, asupra unei bobine parcursă de curentul de măsurat.

Utilizarea corectă a multimetrului analogic presupune:

- poziționarea corectă a comutatorului c.c.-c.a. în funcție de natura semnalului măsurat (c.c. sau c.a.);
- alegerea corectă a domeniului de măsură (mai mare decât nivelul semnalului măsurat);
- respectarea polarității bornelor aparatului în cazul semnalelor de c.c.;

- conectarea corectă în circuitul de măsură (în paralel dacă se măsoară tensiunea, respectiv în serie dacă se măsoară curentul);

Pe domeniul de tensiuni, aceste aparate au o rezistență internă mică ($20\text{k}\Omega/\text{V}$ sau în cazuri mai bune $100\text{k}\Omega/\text{V}$). Acest lucru înseamnă că în cazul unui aparat care are $20\text{k}\Omega/\text{V}$, pe domeniul de 1V , atunci când se măsoară o tensiune, în paralel cu circuitul măsurat se aplică o rezistență egală cu $20\text{k}\Omega$. Dacă circuitul măsurat este joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor, indicațiile voltmetrului vor fi eronate deoarece rezistența de $20\text{k}\Omega$ modifică PSF-ul tranzistorului.

5. Multimetrul digital elimină dezavantajul semnalat mai sus, rezistența sa internă fiind de $10\text{M}\Omega$, indiferent de domeniul de măsură a tensiunii.

Multimetrul digital poate fi cu scalare automată sau manuală. Indiferent de tipul de scalare, funcțiile aparatului se aleg manual de către operator (tensiune continuă sau alternativă, curent continuu sau alternativ, respectiv măsurare de rezistențe).

Multimetrul este prevăzut cu două borne notate **Hi** (high - nivel înalt) și **Lo** (low - nivel jos) și semnalează polaritatea în c.c., afișând semnul minus în cazul semnalelor negative, astfel:

- dacă borna **Hi** se conectează la o polaritate mai pozitivă decât borna **Lo**, afișarea rezultatului măsurării nu este afectată de semn;
- dacă borna **Hi** se conectează la o polaritate mai negativă decât borna **Lo**, în partea stângă a rezultatului măsurării se afișează semnul minus.

Lucrarea nr. 1

STUDIUL SURSELOR DE CURENT CONSTANT PRIN SIMULARE ÎN PSpICE

1. Scopul lucrării:

- studiul oglinzii simple de curent cu 2 tranzistoare;
- studiul sursei cu 3 tranzistoare;
- studiul sursei standard;
- studiul Widlar.

2. Considerații teoretice despre sursele de curent din CIA:

- **realizare:** cu tranzistoare bipolare sau MOS
- **rol:** de a furniza curenți independenți de impedanța de sarcină și pe cât posibil de tensiunea de alimentare și de temperatură
- **funcții în CIA:**
 - de polarizare a altor etaje, de exemplu a celor diferențiale;
 - de sarcini active;
 - de deplasare a nivelului de c.c.
- **deosebire față de sursele cu componente discrete:** sursele de curent din CIA conțin mai multe tranzistoare, deoarece rezistențele de valori mari ocupă o parte însemnată din aria cipului de siliciu.
- **surse realizate cu tranzistoare bipolare:**
 - oglinda simplă de curent cu 2 tranzistoare
 - sursele de curent cu 3 tranzistoare
 - sursa standard de curent
 - sursa de curent Widlar
 - sursa de curent cascodă
 - sursa de curent multiplă
 - sursa de curent cu tranzistoare cu efect de câmp (TEC-J).
- **surse realizate cu tranzistoare MOS:**
 - sursa simplă de curent cu două tranzistoare
 - sursa de curent Wilson
 - sursa de curent cascodă.

3. Desfășurarea lucrării

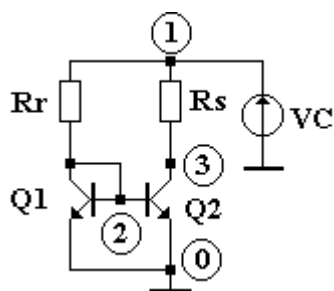
3.1 Oglinda simplă de curent cu 2 tranzistoare are schema din fig. 1, cu nodurile numerotate după regulile cerute de mediul de simulare. Alături de schemă se prezintă descrierea circuitului, cuprinsă în fișierul **OGL2TZ.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA.

a) Se copiază pe G: fișierul **OGL2TZ.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA

b) **Raportul I(Rs)/I(Rr)**. Fișierul de intrare se completează cu instrucțiunile

```
.DC VC 15 15 1
.PRINT DC I(Rs) Ic(Q2) I(Rr) Ic(Q1)
```

și se citesc din fișierul de ieșire **OGL2TZ.OUT** valorile curenților de colector ale tranzistoarelor și prin rezistoarele Rr și Rs.



Studiul oglinzii simple de curent cu 2 tranzistoare

```

Rr 1 2 14.4K
Rs 1 3 1K
Q1 2 2 0 TB
Q2 3 2 0 TB
.model TB npn(Is=8.25E-14 Bf=100)
VC 1 0 DC 15
.END

```

Fig. 1. Oglinda simplă.

c) Se urmărește **influența tensiunii de alimentare VC** asupra curentului de ieșire $I_c(Q2)$. Se adaugă analiza de c.c.:

```
.DC VC 5 30 1
```

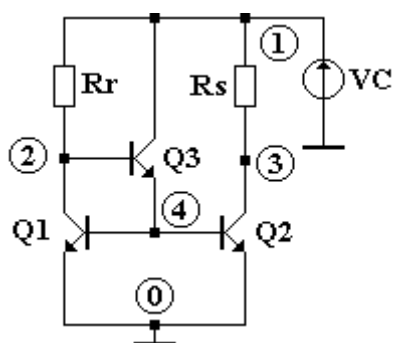
Se desenează dependența grafică dintre $I_c(Q2)$ și VC.

d) **Influența factorului de amplificare în curent.** Se revine la VC=15V și se determină raportul $I(Rs)/I(Rr)$ pentru 2 valori ale factorului de amplificare în curent Bf=25, respectiv Bf=100. Se va modifica parametrul Bf din modelul tranzistoarelor.

e) **Influența tensiunii Early.** La modelul tranzistoarelor (Bf=100) se adaugă tensiunea Early, presupusă egală cu 20V, VAF=20 și se notează influența efectului Early asupra curentului de ieșire $I(Rs)$. Se va evalua raportul $I(Rs)/I(Rr)$ și se va compara cu cel determinat analitic cu ajutorul relației

$$\frac{I(Rs)}{I(Rr)} = \frac{1 + \frac{VCE2}{VA}}{1 + \frac{VCE1}{VA}}$$

3.2 Sursa de curent cu 3 tranzistoare elimină influența valorii factorului de amplificare în curent al tranzistoarelor asupra raportului dintre curentul de ieșire și cel de referință. Schema sursei se prezintă în fig. 2, unde nodurile sunt numerotate după regulile cerute de simulare. Alături de schemă se prezintă descrierea circuitului, conform fișierului **SURSA3TZ.CIR** din F:\ALL\LAB-CIA.



Studiul sursei cu 3 tranzistoare

```

Rr 1 2 14K
Rs 1 3 1K
Q1 2 4 0 TB
Q2 3 4 0 TB
Q3 1 2 4 TB
.model TB npn(Is=8.25E-14 Bf=100)
VC 1 0 DC 15
.END

```

Fig. 2. Oglinda de curent cu 3 tranzistoare.

f) Se copiază pe G: fișierul **SURSA3TZ.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA

g) Se urmărește **influența factorului de amplificare în curent** asupra raportului curenților $I(Rs)/I(Rr)$ pentru 2 valori ale factorului de amplificare în curent Bf=25, respectiv Bf=100. Se va modifica parametrul Bf din modelul tranzistoarelor.

Se compară rezultatele cu cele de la subpunctul d).

3.3 Sursa standard de curent are schema din fig. 3, cu nodurile numerotate după regulile cerute de simulare. Alături de schemă se prezintă descrierea circuitului, cuprinsă în fișierul **S_STAND.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA.

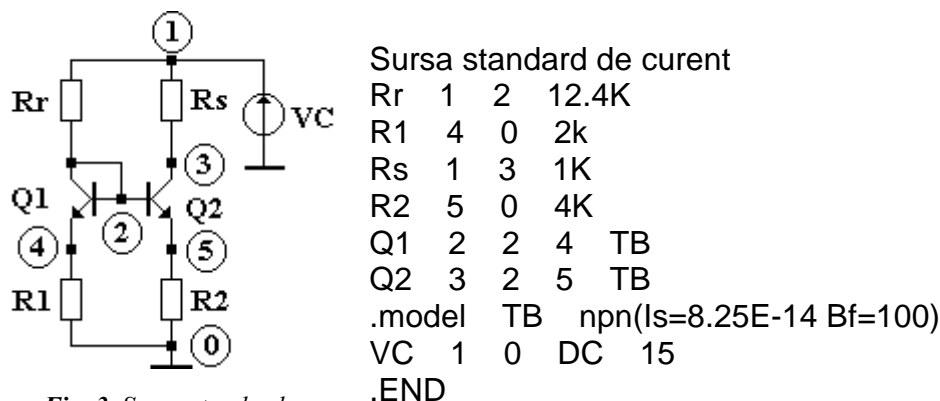


Fig. 3. Sursa standard.

h) Se copiază pe G: fișierul **S_STAND.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA.

i) Diferența dintre tensiunile B-E. Înainte de linia de definiție a lui R2 se scrie:

```

.PARAM R2=1K
.STEP PARAM R2 LIST 4K 20K 100K 200K
    
```

cea ce corespunde, ideal, unor curenți de ieșire de 2, 10, 50 respectiv de 100 ori mai mici decât curentul de referință.

Linia de descriere a lui R2 se înlocuiește cu:

```
R2 5 0 {R2}
```

Cu ajutorul unei analize de c.c. și de tipărire în fișierul **S_STAND.OUT** a mărimilor specificate prin instrucțiunea **.PRINT** se completează **tabelul 1**. Fișierul de intrare se va completa cu liniile:

```

.DC VC 15 15 1
.PRINT DC I(Rs) I(R2) I(Rr) I(R1) V(2,4) V(2,5)
    
```

se determină diferența dintre tensiunile B-E ale celor două tranzistoare cu relația:

$$\Delta V_{BE} = V(2,4) - V(2,5)$$

și rapoartele curenților $I(Rs)/I(Rr)$, respectiv $I(R2)/I(R1)$.

Tabelul 1

| Parametrul R2 | I(Rs) [mA] | I(R2) [mA] | I(Rr) [mA] | I(R1) [mA] | $\frac{I(Rr)}{I(Rs)}$ | $\frac{I(R1)}{I(R2)}$ | V(2,4) [mV] | V(2,5) [mV] | ΔV_{BE} [mV] |
|---------------|------------|------------|------------|------------|-----------------------|-----------------------|-------------|-------------|----------------------|
| 4kΩ | | | | | | | | | |
| 20kΩ | | | | | | | | | |
| 100kΩ | | | | | | | | | |
| 200kΩ | | | | | | | | | |

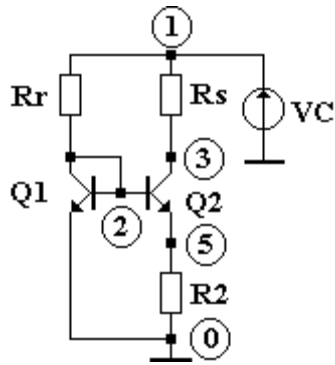
3.4 Sursa de curent WIDLAR are schema reprezentată în fig. 4, cu nodurile numerotate după regulile cerute de simulare. Alături de schemă se prezintă descrierea circuitului, cuprinsă în fișierul **S_WIDLAR.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA.

j) Se copiază pe G: fișierul **S_WIDLAR.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA.

k) Influența tensiunii de alimentare. Se modifică tensiunea de alimentare între limitele 5V și 30V și se urmărește influența lui VC asupra curentului de ieșire. În acest scop se extrag de pe reprezentările grafice ale curenților $I(Rs)$ și $I(Rr)/10$, determinate la cele două valori specificate pentru VC. Scalarea lui $I(Rr)$ s-a introdus pentru ca $I(Rs)$ și $I(Rr)/10$ să aibă domenii de variație asemănătoare și să se poată vizualiza pe același grafic. Se completează:

$$\frac{I(Rs)|_{30V}}{I(Rs)|_{5V}} = \dots\dots\dots, \text{ respectiv } \frac{I(Rr)|_{30V}}{I(Rr)|_{5V}} = \dots\dots\dots$$

Cum se explică rezultatul obținut?



Sursa de curent WIDLAR

```

Rr 1 2 14.4K
Rs 1 3 1K
R2 5 0 1K
Q1 2 2 0 TB
Q2 3 2 5 TB
.model TB npn(Is=8.25E-14 Bf=100)
VC 1 0 DC 15
.END
    
```

Fig. 4. Sursa WIDLAR.

Lucrarea nr. 2

STUDIUL AMPLIFICATOARELOR DIFERENȚIALE PRIN SIMULARE ÎN PSPICE

1. Scopul lucrării - studiul amplificatorului diferențial (AD) realizat cu tranzistoare bipolare prin:

- determinarea punctelor statice de funcționare ale tranzistoarelor;
- trasarea caracteristicii de transfer;
- studiul efectelor degenerării în emitor;
- studiul relației de fază dintre semnale;
- determinarea frecvenței limită superioare.

2. Considerații teoretice

- **definiție:** AD este un amplificator cu două “intrări calde” care amplifică diferența dintre semnalele aplicate pe cele două intrări, indiferent de valoarea lor individuală, cu condiția să fie mai mici decât tensiunea de alimentare sau decât o fracțiune din aceasta.
- **rolul AD în structura AO:**
 - etaje de intrare;
 - etaje intermediare de amplificare.
- **avantaje:**
 - sunt ideale pentru integrare datorită împerecherii și cuplajului termic al tranzistoarelor monolitice;
 - pot fi conectate în cascadă direct, fără capacități de cuplaj.
- **alimentare:** de la o sursă dublă de tensiune, obținută prin înserierea a două surse simple, punctul de înseriere devenind referința de potențial (punctul de masă).

3. Desfășurarea lucrării

Amplificatorul diferențial utilizat în simulare are schema din fig. 1, cu nodurile numerotate după regulile cerute de mediul de simulare. Alături de schemă se prezintă descrierea circuitului, cuprinsă în fișierul **AD.CIR**.

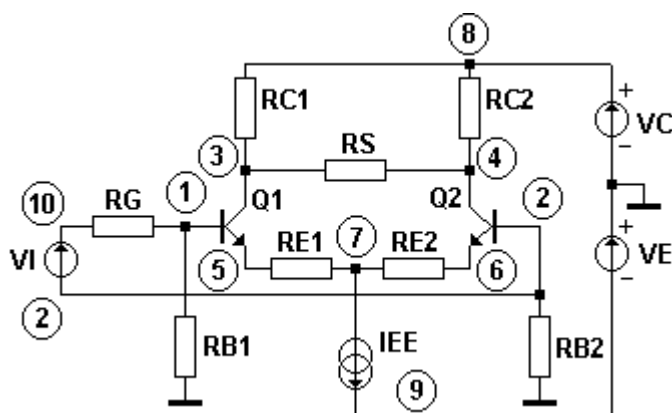


Fig. 1. Schema amplificatorului diferențial, utilizată în simulare.

Studiul amplificatorului diferențial

```

RB1 1 0 100K
RB2 2 0 100K
RC1 8 3 10K
RC2 8 4 10K
RE1 5 7 1
RE2 6 7 1
RS 3 4 100K
Q1 3 1 5 9 TB
Q2 4 2 6 9 TB
.model TB npn(IS=41.5E-15 BF=100)
IEE 7 9 DC 1M
VC 8 0 DC 15
VE 9 0 DC -15
RG 10 1 1000
.END
    
```

a) Se copiază pe G: fișierul **AD.CIR** din subdirectorul F:\ALL\LAB-CIA.

b) Se determină **PSF-urile tranzistoarelor** pentru AD fără degenerare și apoi pentru AD cu degenerare în emitor. Se consideră $RE1=RE2=100\Omega$, se adaugă, înainte de instrucțiunea .END din fișierul de intrare, linia:

VI 10 2 DC 0

și instrucțiunea .OP.

Cu datele din fișierul de ieșire AD.OUT se completează **tabelul 1**.

Tabelul 1

| Tipul AD | V(1) V(2) [V] | V(3) V(4) [V] | V(5) V(6) [V] | V(7) [V] | IB1 IB2 [μA] | IC1 IC2 [mA] | UBE1 UBE2 [V] | UCE1 UCE2 [V] | UBC1 UBC2 [V] |
|-----------------|---------------------|---------------------|---------------------|-------------|--------------------|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| fără degenerare | | | | | | | | | |
| cu degenerare | | | | | | | | | |

? Ce influență are degenerarea în emitor asupra PSF-ului ?

c) Se determină și se desenează **caracteristica de transfer** a AD. Se consideră $VI = 1mV$ și se efectuează o analiză de c.c.

.DC VI -200m 200m 1m

? Între ce limite de variație ale lui VI caracteristica de transfer este liniară ?

d) Se aplică la intrare un semnal alternativ cu amplitudinea de 1mV

VI 10 2 AC 1m

și se determină **amplificarea diferențială** a AD cu ajutorul instrucțiunii .TF de calcul a funcției de transfer:

.TF V(3,4) VI

Se completează din fișierul de ieșire, de la SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS, valorile pentru:

- $V(3,4)/VI = \dots\dots\dots$
- INPUT RESISTANCE AT VI = $\dots\dots\dots$
- OUTPUT RESISTANCE AT V(3,4) = $\dots\dots\dots$

Datele se trec în **tabelul 2** și se compară cu valorile determinate analitic.

Tabelul 2

| Parametru | AD fără degenerare | | AD cu degenerare | |
|---------------------------|--------------------|----------|------------------|----------|
| | SPICE | analitic | SPICE | analitic |
| domeniul liniar | | | | |
| amplificarea diferențială | | | | |
| rezistența de intrare | | | | |
| rezistența de ieșire | | | | |

e) Se urmăresc și se notează **efectele degenerării în emitor** asupra performanțelor de semnal mic. Se modifică valorile rezistențelor $RE1$ și $RE2$, $RE1=RE2=100\Omega$, se repetă analizele c) și d) și se completează **tabelul 2**.

f) Cu $RE1=RE2=100\Omega$ conectate, se vizualizează și se desenează **relația de fază** dintre:

- tensiunea de intrare diferențială și tensiunile individuale din colectoarele tranzistoarelor
- tensiunea de intrare diferențială și cea de ieșire diferențială.

Se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 1mV și frecvența de 1kHz:

VI 10 2 SIN(0 1m 1k)

Se efectuează o analiză în timp:

.TRAN 1E-5 4m 0 1E-5

iar pe reprezentarea grafică, tensiunea de ieșire $V(3,4)$ se scalează la valoarea $V(3,4)/20$ pentru că amplitudinile tensiunilor ce trebuie vizualizate sunt diferite între ele.

g) Se revine la AD fără degenerare în emitor ($RE1=RE2=1\Omega$) și se determină **frecvența limită superioară** a amplificatorului, definită ca valoarea frecvenței semnalului de ieșire la care amplitudinea semnalului de ieșire scade cu 3dB față de amplitudinea sa maximă. O scădere cu 3 dB este echivalentă cu 0,707 din amplitudinea maximă a semnalului de ieșire, determinată la frecvențe joase.

Se completează, pe rând, parametrii modelului pentru tranzistoarele bipolare cu valorile:

- $CJE=1P$ $TF=0.35N$ pentru a studia influența numai a capacității bază-emitor
- $CJC=0.3P$ $VJC=0.55$ $MJC=0.3333$ pentru a studia influența numai a capacității colector-bază
- $CJS=3P$ $VJS=0.52$ $MJS=0.3333$ pentru a studia influența numai a capacității colector-substrat

unde:

CJE reprezintă capacitatea joncțiunii B-E la polarizare zero

TF - timpul de tranziție directă a purtătorilor prin bază

CJC - capacitatea joncțiunii C-B la polarizare zero

VJC - potențialul intern al joncțiunii C-B

MJC - exponentul factorului de tensiune pentru capacitatea C-B

CJS - capacitatea joncțiunii C-substrat la polarizare zero

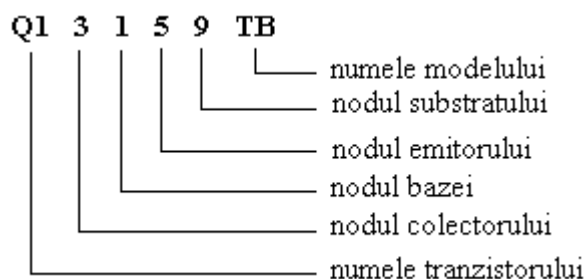
VJS - potențialul intern al joncțiunii C-substrat

MJS - exponentul factorului de tensiune pentru capacitatea C-substrat

Se rulează Spice pentru fiecare set de parametrii introduși, efectuându-se o analiză de c.a.

.AC DEC 10 1K 1G

Semnificația modului de descriere a tranzistoarelor, cu exemplificare pentru Q1 este:



Se observă că substratul s-a legat la potențialul cel mai negativ din circuit și anume sursa negativă de alimentare (nodul 9).

h) Se consideră simultan toți parametrii prezentați mai sus pentru tranzistoare și se determină în aceste condiții **frecvența limită superioară** a AD.

Calculule analitice se efectuează:

- pentru semicircuitul valabil pe mod diferențial din fig. 2 pentru AD fără degenerare;

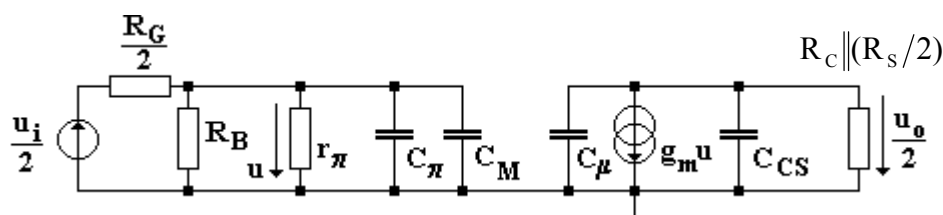


Fig. 2. Semicircuitul valabil pe mod diferențial pentru AD fără degenerare.

- respectiv pentru semicircuitul din fig. 3 în cazul AD cu degenerare.

Relații de calcul pentru circuitul din fig. 2:

- amplificarea diferențială la frecvențe joase:

$$A_{dd} = - \frac{g_m (r_\pi \parallel R_B) \times (R_C \parallel \frac{R_S}{2})}{(r_\pi \parallel R_B) + \frac{R_G}{2}}$$

- rezistența de intrare diferențială:

$$R_{id} = R_G + 2 \times (r_\pi \parallel R_B)$$

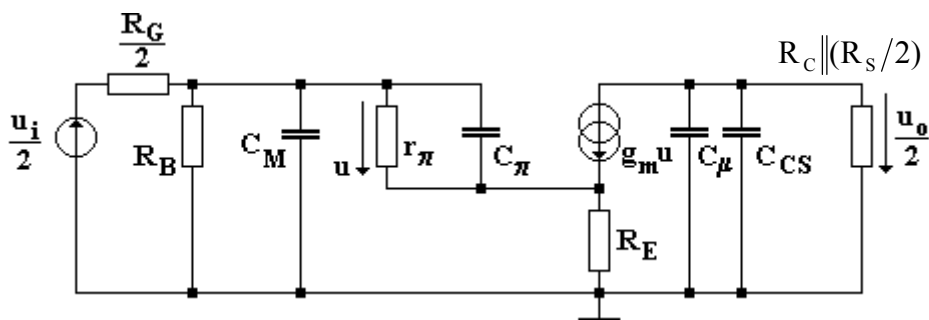


Fig. 3. Semicircuitul valabil pe mod diferențial pentru AD cu degenerare.

Relații de calcul pentru circuitul din fig. 3:

- amplificarea diferențială la frecvențe joase:

$$A_{dd,deg.en.} = - \frac{\beta (R_C \parallel \frac{R_S}{2})}{\frac{R_G}{2} + [r_\pi + (\beta + 1)R_E] (1 + \frac{R_G}{2R_B})}$$

- rezistența de intrare diferențială:

$$R_{id,deg.en.} = R_G + 2 \times \{R_B \parallel [r_\pi + (\beta + 1)R_E]\}$$

Lucrarea nr. 3

AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL - analiza de semnal mic

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază un amplificator diferențial real și se determină gradul de concordanță între parametri determinați experimental și parametri calculați teoretic utilizând noțiunea de semicircuit. Se determină **punctele statice de funcționare, amplificările și impedanțele de intrare.**

2. Considerații teoretice

2.1 Definiție, parametri. Amplificatorul diferențial (AD), utilizat ca etaj de intrare în amplificatoarele operaționale (AO), are un rol determinant în asigurarea parametrilor întregului AO.

Prin definiție un AD ideal furnizează o mărime de ieșire proporțională cu diferența de semnal dintre cele două terminale de intrare, fără a fi influențat de semnalele de mod comun de la intrare (semnale identice pentru ambele intrări). O caracteristică foarte utilă a amplificatoarelor diferențiale este aceea că pot fi conectate în cascadă direct, fără a se introduce decalaj în curent continuu (AD permit realizarea în tehnologie monolitică a AO).

Principalele mărimi caracteristice pentru funcționarea în regim dinamic a unui etaj diferențial sunt (conform notațiilor din fig.1):

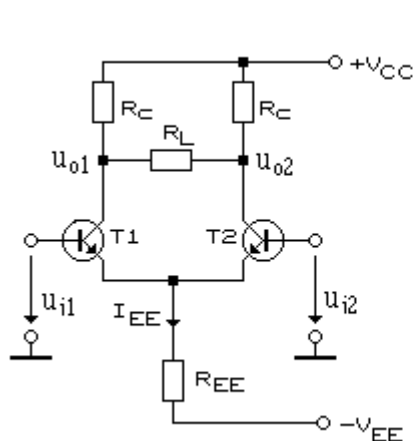


Fig. 1.

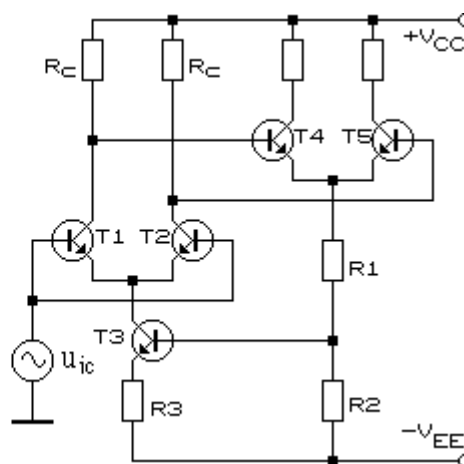


Fig. 2.

- tensiune de intrare de mod diferențial

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} \tag{1a}$$

- tensiune de intrare de mod comun

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} \tag{1b}$$

- tensiune de ieșire de mod diferențial

$$u_{od} = u_{o1} - u_{o2} \tag{2a}$$

- tensiune de ieșire de mod comun.

$$u_{oc} = \frac{u_{o1} + u_{o2}}{2} \tag{2b}$$

Acestor tensiuni le corespund 4 tipuri de amplificări :

- amplificarea de mod diferențial

$$A_{dd} = \left. \frac{u_{od}}{u_{id}} \right|_{u_{ic}=0} \quad (3)$$

- amplificarea de mod comun

$$A_{cc} = \left. \frac{u_{oc}}{u_{ic}} \right|_{u_{id}=0} \quad (4)$$

- amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial

$$A_{dc} = \left. \frac{u_{od}}{u_{ic}} \right|_{u_{id}=0} \quad (5)$$

- amplificarea de transfer de la modul diferențial la modul comun

$$A_{cd} = \left. \frac{u_{oc}}{u_{id}} \right|_{u_{ic}=0} \quad (6)$$

Semnalele utile fiind cele de mod diferențial, trebuie maximizată amplificarea de mod diferențial și redusă amplificarea de mod comun. Capacitatea amplificatorului de a separa efectul util al tensiunii diferențiale de intrare de efectul perturbator al tensiunii de intrare de mod comun se caracterizează prin factorul de discriminare definit astfel :

$$F = \frac{A_{dd}}{A_{cc}} \quad (7)$$

Pentru un amplificator diferențial perfect simetric se pot calcula amplificările și impedanța de intrare utilizând conceptul de semicircuit și anume:

$$A_{dd} = - \frac{\beta R_C}{R_G + r_\pi} \quad (8)$$

$$A_{cc} = - \frac{\beta R_C}{R_G + r_\pi + 2R_{EE}(\beta + 1)} \quad (9)$$

$$R_{id} = 2r_\pi \quad (10)$$

$$R_{ic} = r_\pi + 2(\beta + 1)R_{EE}$$

Prin R_G s-a notat rezistența sursei de semnal; β și r_π reprezintă factorul de amplificare în curent și rezistența de intrare a tranzistoarelor. Se observă că R_{EE} trebuie să fie cât mai mare pentru a minimiza efectele tensiunii de intrare de mod comun și de aceea se folosește adesea în loc de rezistorul din emitor un generator de curent constant care are o rezistență echivalentă de ieșire foarte mare. Factorii perturbatori ca variația temperaturii și a tensiunii de alimentare au efecte identice pentru ambele tranzistoare, deci sunt semnale de mod comun și sunt minimizați de AD.

Dacă AD este perfect simetric atunci amplificările de transfer A_{cd} și A_{dc} sunt nule. Aceste amplificări reflectă interacțiunea dintre funcționarea pe mod diferențial și funcționarea pe mod comun, datorându-se în principiu asimetriilor schemei. Se definește factorul de rejecție a modului comun (CMRR - **C**ommon **M**ode **R**ejection **R**atio). Acesta caracterizează capacitatea amplificatorului cu asimetrii de a separa tensiunea de ieșire diferențială datorată tensiunii de intrare diferențiale de cea datorată tensiunii de intrare de mod comun :

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \quad (11)$$

2.2 Degenerarea în emitor. Pentru mărirea gamei de tensiuni de intrare în care AD se comportă aproximativ liniar, în serie cu emitoarele tranzistoarelor se introduc rezistențe egale (R_E), numite rezistențe de degenerare. Aceste rezistențe introduc o reacție locală care duce la micșorarea pantei echivalente deci a amplificării și la mărirea liniarității. Amplificarea diferențială și impedanța de intrare devin:

$$A'_{dd} = \frac{-1}{1 + g_m R_E} \frac{\beta (R_C \parallel \frac{R_L}{2})}{R_G + r_\pi}; \quad (g_m \cong 40I_C)$$

$$R'_{id} = (1 + g_m R_E) R_{id}$$

iar funcționarea liniară se extinde cu o valoare aproximativ egală cu $R_E I_{EE}$.

2.3 Reacția negativă pe modul comun. Pentru micșorarea sensibilității amplificatorului la semnalele de mod comun se pot utiliza circuite prevăzute cu reacție negativă pe modul comun.

Un exemplu de astfel de circuit este prezentat în fig.2. În acest circuit tensiunea pe emitoarele tranzistoarelor celui de-al doilea etaj diferențial este cu bună aproximație egală cu tensiunea de ieșire de mod comun a primului etaj. Această tensiune, divizată prin $R_2/(R_1+R_2)$, determină modificarea curentului din colectorul tranzistorului T_3 . Se produce astfel un curent de reacție care se opune curentului determinat de tensiunea de intrare pe modul comun. Amplificarea de mod comun în prezența reacției negative pe mod comun va fi :

$$A'_{cc} = \frac{A_{cc}}{1 + \frac{R_2 R_C}{R_3 (R_1 + R_2)}} \quad (13)$$

pentru $R_C \ll 2\beta(R_1 + R_2)$.

3. Descrierea montajului

Ca amplificator diferențial se va studia etajul de intrare al montajului "Structură de AO", prezentat în fig. 3, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 din aria de tranzistoare de tip ROB 3018 cu schema internă dată în fig. 4. Realizarea tranzistoarelor în tehnologie monolitică asigură o bună împerechere a parametrilor dați în tabelul 1.

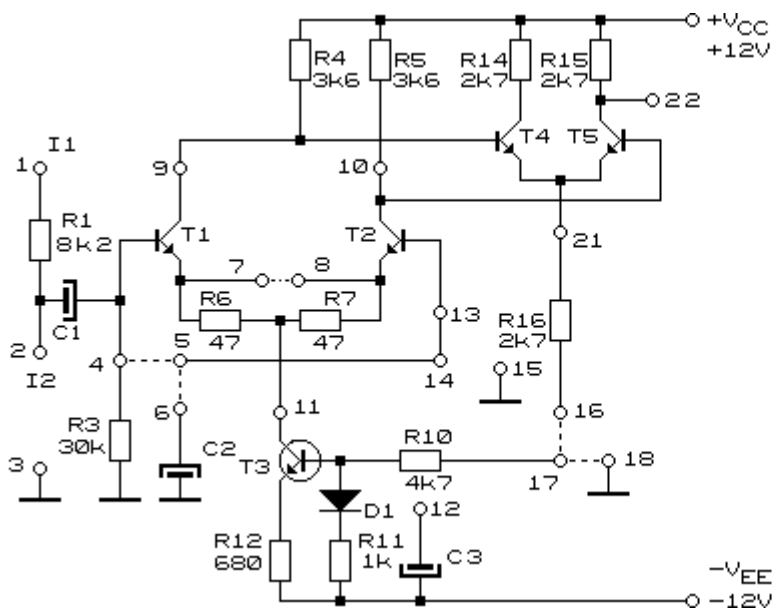


Fig. 3.

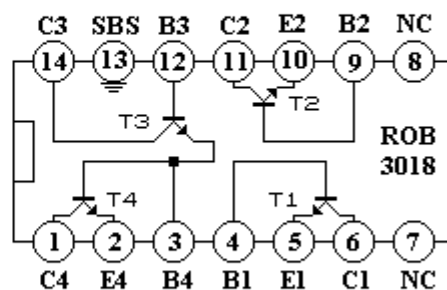


Fig. 4.

Tabelul 1

| h_{FE} | | f_T (MHz) | | C_{eb} (pF) | C_{cb} (pF) | C_{cs} (pF) |
|--------------------------|------|-------------|------|--------------------------|---------------|---------------|
| min. | tip. | min. | tip. | tip. (pentru $I_C=0mA$) | | |
| 30 | 100 | 300 | 500 | 0,6 | 0,6 | 2,8 |
| pt. $V_{CE}=3V; I_C=1mA$ | | | | $V_{CE}=3V$ | $V_{CB}=3V$ | $V_{CS}=3V$ |

Etajul este alimentat printr-o sursă de curent constant realizată cu T_3 , sursă polarizată prin conectarea rezistenței R_{10} la masă. Rezistența de ieșire a sursei de curent constant, foarte mare în mod normal, poate fi redusă prin conectarea unui rezistor R_{EE} (R_{13}) între colectorul lui T_3 și borna de alimentare cu tensiune negativă. Se înseriază și condensatorul C_3 pentru a nu se modifica regimul de polarizare în curent continuu. Se poate analiza astfel efectul modificării rezistenței R_{EE} asupra amplificărilor de mod comun.

Rezistența R_3 permite polarizarea bazei lui T_1 . Pentru polarizarea bazei tranzistorului T_2 se va lega un rezistor (R_8), cu valoare egală cu cea a rezistorului R_2 , între baza lui T_2 și masă. Rezistoarele R_6 și R_7 permit realizarea AD cu degenerare în emitor prin înlăturarea legăturii dintre emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2 . Condensatoarele au valoarea de 100...200 μ F, iar R_1 are 8,2k Ω .

Semnalul se va introduce la intrarea I1 sau I2. Pentru a obține un semnal de mod comun la intrare se conectează bazele tranzistoarelor T_1 și T_2 între ele, iar pentru a obține un semnal de mod diferențial la intrare, se conectează baza lui T_2 la masă în regim alternativ cu ajutorul condensatorului C_2 .

Pentru a obține o reacție negativă pe modul comun se deconectează R_{10} de la masă și se leagă R_{10} cu R_{16} . În restul lucrării se lasă rezistența R_{16} neconectată. Se va suprima astfel efectul etajului al doilea (care nu mai e polarizat și deci are tranzistoarele blocate), putându-se astfel studia AD de intrare ca un amplificator independent.

Etajul este alimentat cu o sursă dublă de tensiune stabilizată, inclusă în platforma de lucru (sursele asigură $\pm 12V$, 50mA și sunt protejate la scurtcircuit).

4. Aparate și materiale necesare

- Generator de semnal (versatester);
- Osciloscop catodic cu două canale;
- Multimetru numeric;
- Montajul "Structură de A.O.";
- Rezistoarele $R_2=150\Omega$, $R_8=30k\Omega$, $R_{13}=2,2k\Omega$;
- Cabluri diverse; scurtcircuitoare - 3 buc.

5. Desfășurarea lucrării

5.1 Punctele statice de funcționare

a) Se realizează configurația din fig.5, pentru semnal diferențial la intrare. Se conectează montajul la rețeaua de alimentare.

Se măsoară V_{CC} , V_{EE} și tensiunile în colectoarele, emitoarele și bazele tranzistoarelor T_1 , T_2 și se determină punctele statice ale etajului. Rezultatele se trec în **tabelul 2**.

Tabelul 2

| $V_{CC}=\dots\dots\dots V$ | | $V_{EE}=\dots\dots\dots V$ | | I_C [mA] | I_B | g_m [mA/V] | h_{FE} | C_{μ} [pF] | C_{CS} [pF] |
|----------------------------|-----------|----------------------------|-----------|------------|-------|--------------|----------|----------------|---------------|
| tranz. | V_C [V] | V_B [V] | V_E [V] | | | | | | |
| T_1 | | | | | | | | | |
| T_2 | | | | | | | | | |

5.2 Caracteristica de transfer a etajului pentru excitare diferențială

b) Se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de câțiva kHz la intrarea I1 și la intrarea "X" a osciloscopului. Intrarea "Y" a osciloscopului se conectează succesiv la cele două colectoare cu și fără rezistoare în emitoare (se dezleagă, respectiv se leagă împreună emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2). Se va urmări amplitudinea și faza acestor tensiuni. Se reglează nivelul semnalului la intrare astfel încât să apară limitarea incipientă. Se vor desena caracteristicile obținute.

c) Din panta caracteristicii de transfer se determină mărimea amplificării pentru cele două cazuri, ținând seama de raportul R_1/R_2 și de sensibilitatea pe orizontală a osciloscopului. Rezultatele se trec în linia a 3-a din **tabelul 3**.

5.3 Determinarea amplificărilor

Amplificarea de mod diferențial

d) Se excită etajul diferențial prin I1 și se măsoară tensiunea diferențială de intrare (între baza tranzistorului T_1 și masă) și tensiunea diferențială de ieșire (între cele două colectoare). Frecvența semnalului se alege de ordinul kHz, iar amplitudinea se reglează astfel încât semnalul de ieșire să nu fie distorsionat (de exemplu o tensiune de ieșire de circa 1V).

e) Se repetă măsurătorile de la punctul d) în prezența rezistoarelor de degenerare în emitoarele tranzistoarelor.

Amplificarea pe mod comun

f) Se realizează configurația din fig. 6 (fără R_{13}) și se aplică la intrarea I2 un semnal cu o amplitudine de ordinul volților care acționează ca o excitație pe mod comun. Se determină amplificarea de mod comun.

g) Se introduce rezistorul R_{EE} (R_{13}) cu o valoare de 2,2 k Ω . Se determină amplificarea de mod comun în aceste condiții. Se desface legătura dintre emitoarele tranzistoarelor și se observă efectul degenerării în emitor asupra amplificării modului comun.

Amplificarea de transfer de la mod comun la mod diferențial, A_{dc}

h) Se reface montajul amplificator de comun pur (fig. 6). Se determină A_{dc} în două situații: normal și cu R_{EE} .

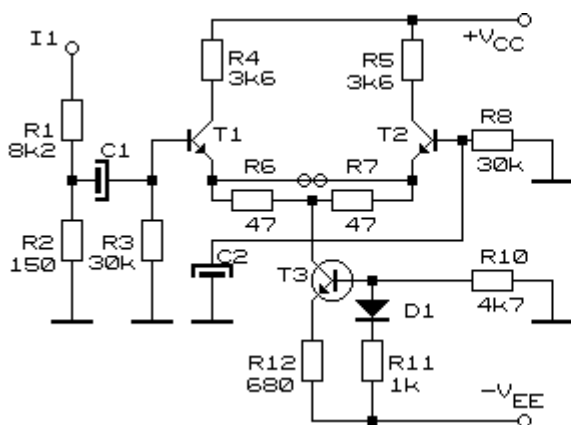


Fig. 5.

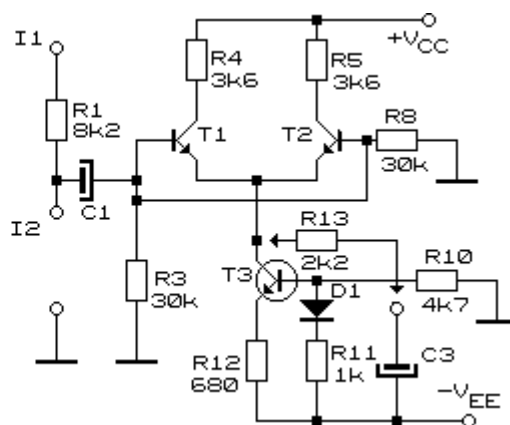


Fig. 6.

Toate rezultatele se centralizează în **tabelul 3**.

Tabelul 3

| tip circuit | A_{dd} | | | R_{id} | | A_{cc} | | R_{ic} | | A_{dc} | CMRR | F |
|-------------|----------|------|-------|----------|------|----------|------|----------|------|----------|------|---|
| | teor. | exp. | panta | teor. | exp. | teor. | exp. | teor. | exp. | | | |
| normal | | | | | | | | — | — | | | |
| cu R_E | | | | | | — | | — | — | | | |
| cu R_{EE} | | | — | — | — | | | | | | | |

5.4 Determinarea impedanțelor de intrare

Impedanța de intrare diferențială

i) Pentru a determina impedanța diferențială de intrare se decuplează rezistorul R_2 și se reduce amplitudinea semnalului la intrare astfel ca la ieșire să nu apară distorsiuni. Se măsoară indirect curentul absorbit prin determinarea căderii de tensiune pe rezistorul R_1 (în c.a.). Raportând tensiunea alternativă de intrare la acest curent se obține impedanța căutată, dar în paralel cu rezistorul R_3 . Se corectează rezultatele și se trec în **tabelul 3** pentru cele 3 cazuri din tabel.

Impedanța de intrare de mod comun

j) Se determină impedanța de intrare de mod comun pentru situația cu rezistorul R_{EE} conectat. Se utilizează aceeași metodă ca la punctul i). Se ține seama că rezistența de corecție este R_3 în paralel cu R_8 ($15k\Omega$). Măsurătorile trebuie făcute cu atenție, iar rezultatele obținute sunt orientative datorită faptului că impedanța căutată are o valoare mult mai mare decât $15 k\Omega$.

k) Valoarea teoretică a mărimilor din tabele se va calcula cu ajutorul relațiilor din prima parte a lucrării de laborator, considerând $r_x=150\Omega$, $R_G=R_2=150\Omega$ (pentru AD clasic și cu degenerare în emitor), respectiv $R_G=R_1=8,2k\Omega$ (pentru o rezistență a sursei de semnal mărită) și $R_L \rightarrow \infty$.

Lucrarea nr. 4

AMPLIFICATORUL DIFERENȚIAL - comportarea în frecvență

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază **comportarea în frecvență** a unui amplificator diferențial (AD) real și se determină gradul de concordanță între parametrii determinați experimental și parametrii calculați teoretic utilizând noțiunea de semicircuit.

2. Considerații teoretice

Răspunsul în frecvență al AD se determină utilizând metoda constantelor de timp aplicată circuitului echivalent corespunzător modului de excitație considerat (mod diferențial sau mod comun) și domeniului de frecvență analizat (joasă frecvență - JF sau înaltă frecvență - IF).

Considerând polii de IF suficient de depărtați între ei, frecvența limită superioară (corespunzătoare reducerii modulului amplificării cu 3 dB față de valoarea sa din bandă), este frecvența corespunzătoare pulsației :

$$\omega_s = \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_{j0} C_j} = \sum_{j=1}^n \frac{1}{\tau_{j0}}, \quad (\tau_{j0} = R_{j0} C_j) \quad (1)$$

unde R_{j0} este rezistența de la bornele condensatorului C_j cu toate celelalte condensatoare întrerupte, iar τ_{j0} reprezintă constanta de timp în gol asociată condensatorului C_j . Calculele se fac pe semicircuitul de mod diferențial din fig.1, a. O analiză similară se poate face și pentru frecvența limită inferioară considerând însă condensatoarele scurtcircuitate.

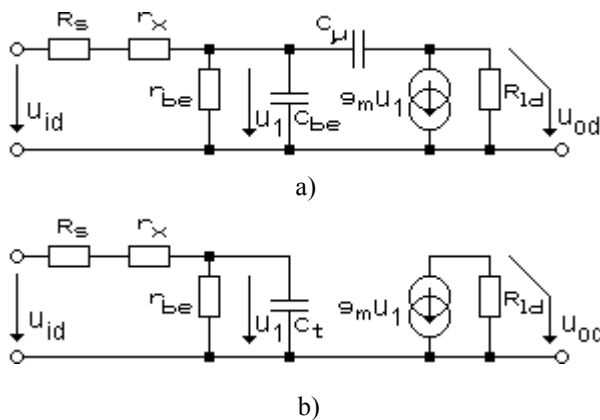


Fig. 1.

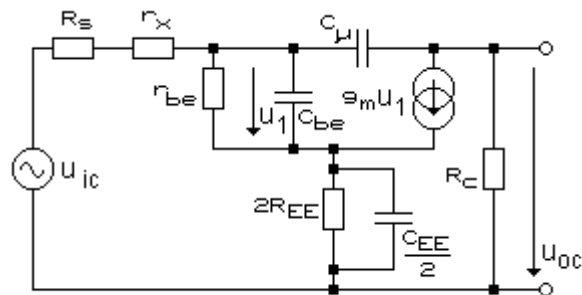


Fig. 2.

Pentru excitația pe modul diferențial pur, calculul polului dominant se poate face simplu utilizând circuitul echivalent unilateralizat (fig. 1, b), în care C_t este capacitatea totală de intrare (sau capacitatea Miller). În aceste condiții, utilizând metoda constantelor de timp în gol se obține :

$$\omega_s = \frac{1}{r_{\pi} \parallel ((r_x + R_G) C_t + R_{ld} C_{\mu})} \quad (2)$$

unde:

$$R_{ld} = R_c \parallel \frac{R_L}{2} \text{ iar } C_t = C_{\pi} + C_{\mu} (1 + A_{dd} R_{ld}) \quad (3)$$

Pentru excitație pe mod comun, analiza efectuată pe semicircuitul de mod comun din fig. 2 este laborioasă, dar se poate reține rolul grupului $2R_{EE} \parallel (C_{EE}/2)$, grup care introduce un zero la pulsația:

$$\omega_z = \frac{1}{R_{EE} C_E} \quad (4)$$

Pentru frecvențe mai mari decât cele corespunzătoare zeroului, amplificarea pe modul comun crește cu 20 dB/dec și se degradează factorul de discriminare.

3. Descrierea montajului

Ca amplificator diferențial se va studia etajul de intrare al montajului "Structură de AO", prezentat în fig. 3, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 din aria de tranzistoare de tip ROB 3018.

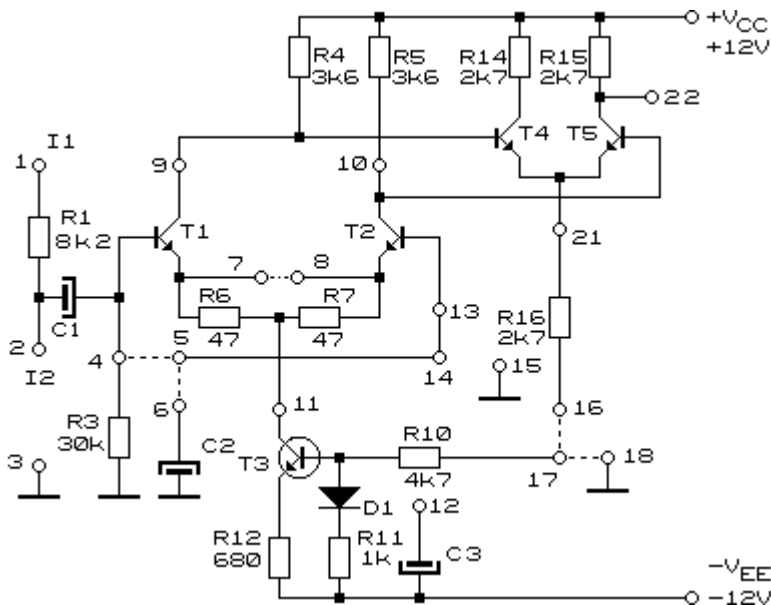


Fig. 3. Schema montajului "STRUCTURĂ DE AO".

Etajul este alimentat printr-o sursă de curent constant realizată cu T_3 , sursă polarizată prin conectarea rezistenței R_{10} la masă. Rezistența de ieșire a sursei de curent constant, foarte mare în mod normal, poate fi redusă prin conectarea unui rezistor R_{EE} (R_{13}) între colectorul lui T_3 și borna de alimentare cu tensiune negativă. Se înserează și condensatorul C_3 pentru a nu se modifica regimul de polarizare în curent continuu. Se poate analiza astfel efectul modificării rezistenței R_{EE} asupra amplificărilor de mod comun.

Rezistența R_3 permite polarizarea bazei lui T_1 . Pentru polarizarea bazei tranzistorului T_2 se va lega un rezistor (R_8), cu valoare egală cu cea a rezistorului R_2 , între baza lui T_2 și masă. Rezistoarele R_6 și R_7 permit realizarea AD cu degenerare în emitor prin înlăturarea legăturii dintre emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2 .

Condensatoarele au valoarea de 100...200 μ F, iar R_1 are 8,2k Ω .

Semnalul se va introduce la intrarea I1 sau I2. Pentru a obține un semnal de mod comun la intrare se conectează bazele tranzistoarelor T_1 și T_2 între ele, iar pentru a obține un semnal de mod diferențial la intrare, se conectează baza lui T_2 la masă în regim alternativ cu ajutorul condensatorului C_2 .

Etajul este alimentat cu o sursă dublă de tensiune stabilizată, inclusă în platforma de lucru (sursele asigură $\pm 12V$, 50mA și sunt protejate la scurtcircuit).

4. Aparat și materiale necesare

- Generator de semnal (versatester);
- Osciloscop catodic cu două canale;
- Multimetru numeric;
- Montajul "Structură de A.O.";
- Rezistoarele $R_2=150\Omega$, $R_8=30k\Omega$, $R_{13}=2,2k\Omega$;
- Cabluri diverse; scurtcircuitoare - 3 buc.

5. Desfășurarea lucrării

5.1. Se determină **frecvența limită superioară** pentru trei cazuri:

a) - pentru AD clasic (schema din fig. 4);

Pentru AD clasic se vor determina amplificările la frecvențele din **tabelul 1**.

b) - pentru AD cu degenerare în emitor;

c) - pentru o rezistență a sursei de semnal mărită; se scoate R_2 și se aplică semnalul la intrarea I1.

Metoda de determinare a frecvenței limită superioară este evidentă: se determină amplificarea în bandă și se mărește frecvența până ce amplificarea scade cu 3dB (0,707 din amplitudinea în bandă).

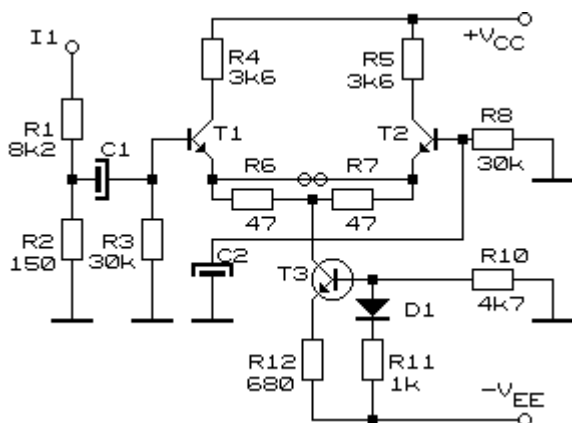


Fig. 4.

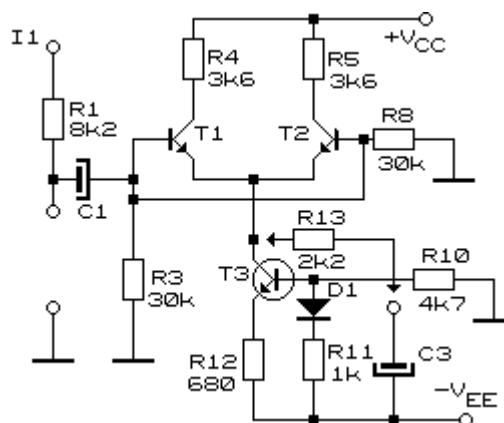


Fig. 5.

5.2. Se va determina **frecvența zeroului** amplificării de mod comun pentru AD clasic (schema din fig. 5). Pentru a trasa caracteristica $A_{cc}(f)$ se va completa linia a 2-a din **tabelul 1**.

Pentru determinarea zeroului se va utiliza aceeași metodă ca la punctul 5.1, cu diferența că amplificarea crește cu 3dB față de frecvența în bandă.

5.3 Se vor reprezenta **caracteristicile logaritmice de frecvență** $A_{dd}(f)$, $A_{cc}(f)$, $F(f)$, cu amplificările, respectiv factorul de discriminare, exprimate în decibeli (dB). Se recomandă gradarea de la -80dB la +120dB cu 20dB/cm.

Tabelul 1

| f (Hz) | 500 | 1k | 2k | 5k | 10k | 100k | 200k | 500k | 1M | 2M |
|----------------------|-----|----|----|----|-----|------|------|------------------------------------|----|----|
| A_{dd} | | | | | | | | | | |
| A_{cc} | | | | | | | | | | |
| F | | | | | | | | | | |
| $f_{lim.sup.}$ (kHz) | a) | | b) | | c) | | | $f_{zero} = \dots \dots \dots$ kHz | | |

5.4 Se vor calcula **capacitățile specifice tranzistoarelor** T_1 și T_2 , C_{μ} și C_{CS} care se vor folosi pentru a calcula frecvența limită superioară teoretică cu ajutorul relației (1) sau (2) și (3), considerând $r_x = 150\Omega$, $R_G = R_2 = 150\Omega$ (respectiv în cazul c) $R_G = R_1 = 8,2k\Omega$) și $R_L \rightarrow \infty$.

Pentru a calcula valorile capacităților $C_{\mu} = C_{CB}$ și C_{CS} , în **tabelul 2** se dau valorile acestor capacități, însă la tensiunea $U = 3V$. Tensiunile reale U_{CB} și U_{CS} de pe aceste capacități se determină cu ajutorul măsurătorilor din **lucrarea nr. 3** (potențialele V_C , V_B , V_E), ținând seama de faptul substratul circuitului integrat este conectat la potențialul comun al emitoarelor, la borna 11. Pentru aceste tensiuni, valorile cerute de capacități se determină utilizând relațiile:

$$C_{\mu} = C_{\mu}|_{U'=3V} \frac{\sqrt{1 + \frac{U'}{\psi_{o,\mu}}}}{\sqrt{1 + \frac{U_{CB}}{\psi_{o,\mu}}}} \quad (5a)$$

$$C_{CS} = C_{CS}|_{U'=3V} \frac{\sqrt{1 + \frac{U'}{\psi_{o,CS}}}}{\sqrt{1 + \frac{U_{CS}}{\psi_{o,CS}}}} \quad (5b)$$

Conform [GRA97, p121] diferențele interne de potențial, pentru un tranzistor npn de 20V sunt:

$\psi_{o,\mu}=0,66V$ pentru joncțiunea C-B și

$\psi_{o,CS}=0,58V$ pentru joncțiunea C-S

Tabelul 2

| $C_{\mu}=C_{cb}$ (pF) | C_{cs} (pF) |
|---------------------------|---------------|
| tipic (pentru $I_C=0mA$) | |
| 0,6 | 2,8 |
| $V_{CB}=3V$ | $V_{CS}=3V$ |

Lucrarea nr. 5

ETAJE DE IEȘIRE ÎN CONTRATIMP

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază etajele de ieșire în contratimp clasă B și AB realizate cu tranzistoare complementare în conexiunea colector comun și etajul prefinal (pilot) cu sarcină activă și rezistivă, cu sau fără conexiune bootstrap.

2. Considerații teoretice

Etajele de ieșire ale circuitelor integrate analogice (CIA) diferă relativ puțin de cele realizate cu componente discrete și anume prin restricțiile impuse de tehnologia monolitică.

Aceste etaje trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

- să transfere sarcinii puterea specificată, cu un nivel acceptabil al distorsiunilor;
- să reducă la minimum impedanța de ieșire astfel încât câștigul în tensiune să nu fie afectat de valoarea acestei impedanțe;
- să aibă consum mic de putere în absența semnalului util;
- lărgimea proprie de bandă să nu afecteze răspunsul în frecvență al întregului circuit;
- să permită cuplarea comodă a sarcinii;
- să realizeze o bună separare a sarcinii de circuitul integrat.

Cele mai reprezentative tipuri de etaje de ieșire sau finale ale CIA funcționează în clasă: A, B sau AB.

Deoarece etajele de ieșire clasă A prezintă dezavantajele:

- *randament mic* (maxim 25%);
 - *putere disipată mare în repaus* (în absența semnalului),
- cele mai multe CIA prezintă etaje de ieșire în contratimp clasă B sau AB.

Etajele finale în contratimp clasă B (fig.1) elimină ambele dezavantaje amintite mai sus, având randamente mai mari (teoretic 78,5%) și putere disipată în repaus practic zero datorită curentului, aproape nul, absorbit în această situație.

Funcționarea etajului (fig. 1): tranzistorul T_1 (nnp) conduce pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare curentul i_o^+ , iar tranzistorul T_2 (pnp) conduce pentru alternanța negativă a tensiunii de intrare curentul i_o^- , egal în modul cu i_o^+ dar de sens opus. Cei doi curenți determină căderi de tensiune de sensuri opuse pe rezistența de sarcină, reconstituindu-se astfel un semnal de ieșire, u_o , de aceeași formă cu cel de intrare, u_i .

Dacă $U_{BB} \leq U_{BE}$ ($U_{BE} \approx 0,6V$) atunci amplificatorul lucrează în clasă B, caracteristica de transfer prezentând o zonă moartă de mărime $2U_{BE}$, centrată pe $u_i=0$ (fig. 2).

Dacă $U_{BB} > U_{BE}$, amplificatorul lucrează în clasă AB, având caracteristica de transfer trasată cu linie punctată pe fig. 2. La acest tip de amplificator se elimină distorsiunile de trecere (racordare) datorate zonei moarte.

În etajele de amplificare reale, la puterea absorbită de la sursele de alimentare mai contribuie:

- curentul de prepolarizare în clasă AB care trece prin cele două tranzistoare finale și

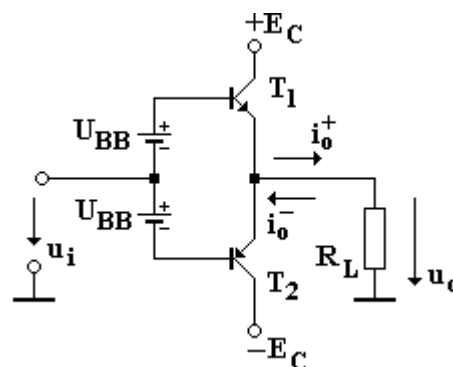


Fig. 1.

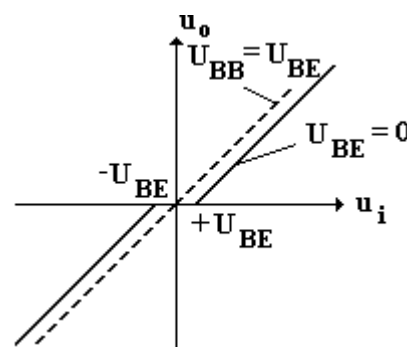


Fig. 2.

- curentul absorbit de etajul prefinal. În acest fel randamentul real este 50÷60%.

Excursia maximă a tensiunii de ieșire pentru amplificatorul din fig. 1 fiind $U_{omax}=E_C-U_{CEsat}$ se impune ca tensiunea de excitație a tranzistoarelor finale să fie:

$$U_{if} = E_C - U_{CE,sat} + U_{BE} \quad (1)$$

deoarece $|U_{CE,sat}| < |U_{BE}|$.

Dar etajul prefinal se alimentează de la aceleași surse de c.c. ca și cel final (fig. 3), situație care determină o limitare suplimentară în amplitudinea tensiunii de comandă a tranzistoarelor finale și imposibilitatea saturării tranzistorului *npn* din etajul final (EF).

Pentru eliminarea acestui dezavantaj și mărirea tensiunii de ieșire nedistorsionate din etajul prefinal se folosesc mai frecvent următoarele scheme:

- schema bazată pe bootstrap-are rezistenței de colector a tranzistorului din etajul prefinal (fig. 4, a);
- schema care folosește o sarcină activă pentru tranzistorul din etajul prefinal (fig. 4, b).

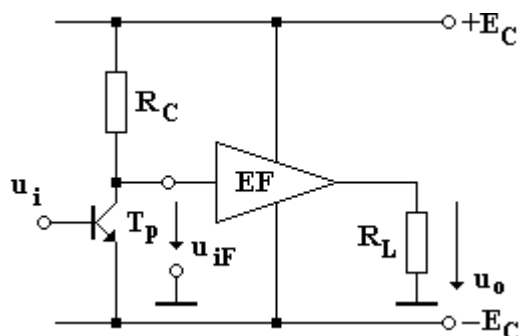


Fig. 3.

Metoda bootstrap constă în ridicarea potențialului din nodul A (fig. 4, a) deasupra valorii tensiunii de alimentare $+E_C$ atunci când tensiunea de ieșire are amplitudine pozitivă mare. Pentru reușita bootstrap-ării, la frecvențele de lucru ale amplificatorului reactanța capacitivă a condensatorului bootstrap C_B trebuie să fie foarte mică. Din această cauză condensatorul de bootstrap trebuie să aibă valori mari (uzual sute de microfarazi - *valori neintegrabile*!).

Dacă se ține seama de faptul că etajul final are amplificare unitară (repetor de tensiune), rezultă că potențialele nodurilor A și B variază identic și singura cădere de tensiune are loc doar pe rezistorul $R'_C < R_C$. Practic, în cazul etajelor finale ale amplificatoarelor de putere integrate, rezistorul R'_C are valori de zeci de Ω , deci căderea de tensiune pe aceasta este mică, iar potențialul nodului A urcă, în timpul alternanței pozitive a tensiunii de intrare în etajul final, la valoarea:

$$U_A = U_o + E_C \quad (2)$$

și astfel poate fi adus la saturație și tranzistorul *npn* din etajul final.

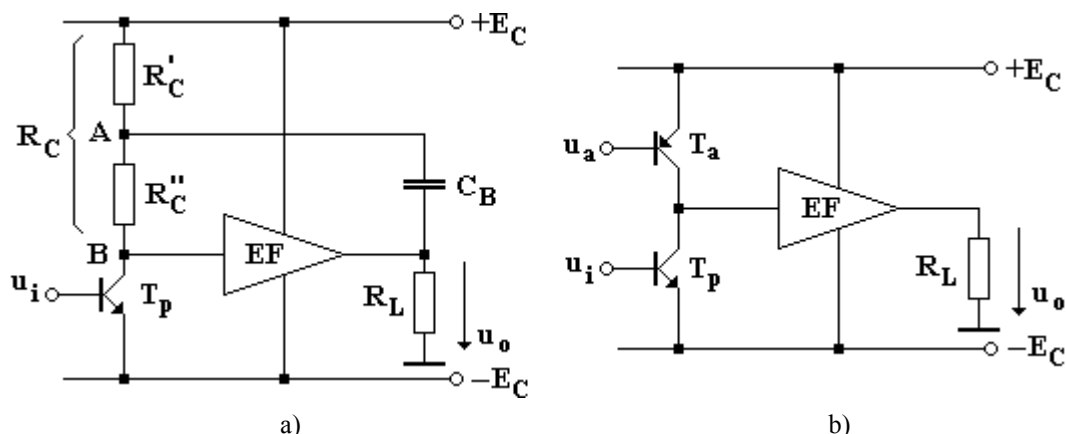


Fig. 4.

Soluția cu **sarcină activă** (T_a) din fig. 4, b este preferată în cazul circuitelor integrate. Rezistența dinamică de valoare mare a etajului prefinal permite aducerea în saturație a ambelor tranzistoare finale.

Dacă este comandat și tranzistorul T_a cu același semnal ($U_a=U_i$), atunci se obține o dublare a amplificării în tensiune a etajului prefinal (**comanda dublă**).

3 Descrierea montajului

Schema electrică a montajului este prezentată în fig. 5.

Etajul final este realizat cu tranzistoarele T_6 și T_7 , care au în colectoare rezistoarele R_{14} și R_{17} pentru vizualizarea formei curenților de colector iar în emitoare, rezistoarele R_{15} și R_{16} pentru sesizarea curentului de ieșire în vederea inițializării funcționării circuitului de limitare a acestui curent. Tranzistoarele T_8 și T_9 sunt utilizate pentru protecția la supracurent a tranzistoarelor finale. Polarizarea bazelor tranzistoarelor finale se face cu ajutorul tranzistorului T_5 în configurație de diodă multiplicată.

Oglinda de curent realizată cu tranzistoarele T_3 și T_4 îndeplinește rolul tranzistorului pilot (T_p), iar oglinda de curent realizată cu tranzistoarele T_1 și T_2 are rolul unei sarcini active (T_a din fig. 4, b).

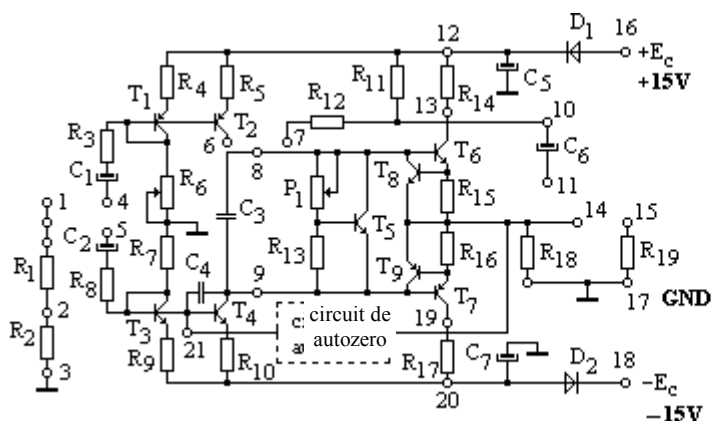


Fig. 5.

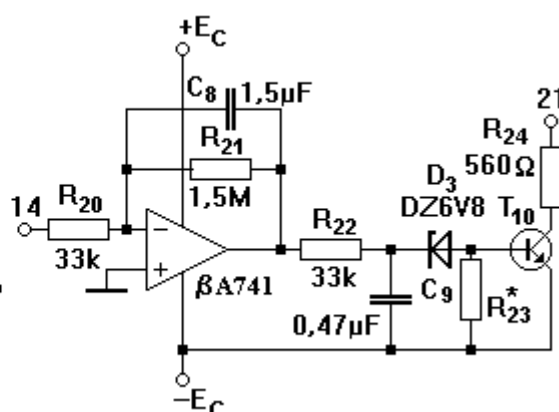


Fig. 6.

Circuitul de autozero (delimitat cu linie punctată pe fig. 5) și prezentat în detaliu în fig. 6, este o buclă de reacție de la ieșirea amplificatorului (borna 14) spre baza tranzistorului T_4 (borna 21) și are rolul să mențină tensiunea statică de ieșire în jurul valorii de zero volți.

Valorile componentelor sunt:

- $R_1=5,6k\Omega$, $R_2=2,2k\Omega$, $R_3=6,8k\Omega$, $R_4=R_5=56\Omega$, $R_6=10k\Omega$, $R_7=4,7k\Omega$, $R_8=6,8k\Omega$, $R_9=R_{10}=56\Omega$, $R_{11}=1k\Omega$, $R_{12}=3,3k\Omega$, $R_{14}=R_{17}=12\Omega$, $R_{15}=R_{16}=4,7\Omega$, $R_{18}=100\Omega$, $R_{19}=11\Omega$; $P_1=4,7k\Omega$;
- $C_1=1,5\mu F$, $C_2=1,5\mu F$, $C_3=100nF$, $C_4=330pF$, $C_5=C_7=680\mu F$, $C_6=150\mu F$;
- $D_1=D_2=1N4004$; $T_1=T_2=T_9=BC178$; $T_3=T_4=T_5=T_8=BC108$; $T_6=BD139$, $T_7=BD140$.

4. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune stabilizată (+15V,-15V);
- Multimetru electronic;
- Generator de semnal sinusoidal;
- Osciloscop cu două canale;
- Macheta de laborator "ETAJE DE IEȘIRE".

5 Modul de lucru

5.1 Circuitul C1: Amplificator având etajul pilot cu sarcină rezistivă

Se conectează bornele 7-8 și 1-5.

a) Tensiunea continuă de la ieșire:

- se măsoară și se notează în **tabelul 1** valoarea tensiunii statice (în c.c.) de la ieșirea circuitului, $U_0(c.c.)$;

b) Tensiunea de polarizare a bazelor tranzistoarelor finale:

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 10 kHz și cu amplitudinea de aproximativ 1V;
- se conectează între bazele tranzistoarelor finale (bornele 8-9) voltmetrul electronic, aflat pe domeniul de c.c. și se manevrează potențiometrul P_1 (se rotește ușor spre dreapta și apoi spre stânga), urmărindu-se efectul tensiunii de polarizare a tranzistoarelor finale asupra formei semnalului de ieșire;
- se reglează P_1 la valoarea la care dispar distorsiunile de racordare, măsurându-se și notându-se în **tabelul 1** valoarea corespunzătoare a tensiunii dintre bazele tranzistoarelor finale, U_{B6B7} .

c) Amplificările:

- pentru un semnal de intrare sinusoidal cu frecvența de 1kHz, de amplitudine maximă pentru care ieșirea să nu fie limitată, se măsoară valorile efective ale tensiunilor de intrare, U_i , de ieșire, U_o și din baza tranzistorului T_4 (borna 21), U_{21} și se completează **tabelul 1**. Amplificările se calculează cu relațiile:

$$A_1 = \frac{U_o}{U_i}; A_2 = \frac{U_o}{U_{21}} \quad (3)$$

5.2 Circuitul C2: Amplificator având etajul pilot cu sarcină rezistivă și cu conexiune bootstrap

Se conectează bornele 1-5, 7-8 și 11-14.

d) Conexiunea bootstrap:

- se determină cu osciloscopul, conectat în c.c., potențialul bornei 10 mai întâi pentru semnal nul la intrare;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și se crește amplitudinea lui, observându-se că de la o anumită valoare a amplitudinii semnalului de intrare, potențialul bornei 10 devine mai mare decât cel al sursei de alimentare;
- se va desena forma de undă corespunzătoare potențialului bornei 10 pentru $U_{i\max}$ (semnalul de ieșire pe canalul A al osciloscopului iar trasa canalului B se poziționează în punctul de ordonată corespunzător tensiunii de alimentare a montajului).

e) Amplificările:

- pentru un semnal de intrare sinusoidal cu frecvența de 1kHz, de amplitudine maximă pentru care ieșirea să nu fie limitată, se măsoară valorile efective ale tensiunilor de intrare, U_i , de ieșire, U_o și din baza tranzistorului T_4 (borna 21), U_{21} și se completează **tabelul 1**;
- amplificările se calculează cu relațiile (3).

f) Rezistența de ieșire:

- se reduce amplitudinea semnalului de la generator, se unesc bornele 14 și 15, obținându-se astfel o rezistență de sarcină $R_{L1}=10\Omega$ și se crește progresiv tensiunea de la generator;
- se observă limitarea tensiunii de ieșire datorită intrării în acțiune a tranzistoarelor de protecție la supracurent (T_8 și T_9);
- fără să se modifice circuitul, se reduce valoarea tensiunii de intrare sub cea corespunzătoare intrării în acțiune a protecției la supracurent și se citește valoarea tensiunii de ieșire (U_{o1});
- fără să se modifice amplitudinea semnalului de la intrare, se deconectează bornele 14-15, situație în care rezistența de sarcină devine $R_{L2}=100\Omega$ și se citește noua valoare a tensiunii de ieșire (U_{o2});
- cu ajutorul celor două determinări se calculează valoarea rezistenței de ieșire (R_o) din etajul final:

$$R_o = \frac{R_{L1}R_{L2}}{U_{o1}R_{L2} - U_{o2}R_{L1}} (U_{o2} - U_{o1}) \quad (4)$$

Tabelul 1

| Tipul circuitului | $U_o(\text{cc})$ [V] | U_{B6B7} [V] | U_i [V] | U_o [V] | A_1 | A_2 | U_{o1} [V] | U_{o2} [V] | R_o [Ω] |
|-------------------|-------------------------|-------------------|--------------|--------------|-------|-------|-----------------|-----------------|--------------|
| C1 | | | | | | | — | — | — |
| C2 | — | — | | | | | | | |
| C3 | — | — | | | | | — | — | — |
| C4 | — | — | | | | | — | — | — |

g) Banda de frecvență:

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența variabilă și nivel corespunzător unui semnal de ieșire nedistorsionat;
- **amplitudinea semnalului de intrare se menține constantă** și se măsoară tensiunea de la ieșirea amplificatorului, completându-se **tabelul 2**.
- se reprezintă grafic caracteristica amplitudine-frecvență a amplificatorului, $U_o(f)$, utilizându-se pentru frecvență o scară logaritmică și se determină valoarea maximă a tensiunii de ieșire, $U_{o,\max}$;
- pe graficul amplitudine-frecvență, se trasează o orizontală de ordonată $0,707 \cdot U_{o,\max}$ și se notează cu f_i și f_s valorile de frecvență pentru care au loc intersecțiile cu caracteristica de frecvență;
- mărimea banzii de frecvență se determină cu relația:

$$B = f_s - f_i \quad (5)$$

unde f_i reprezintă *frecvența limită inferioară* iar f_s - *frecvența limită superioară*.

Tabelul 2

| f [Hz] | 20 | 50 | 100 | 200 | 500 | 1k | 2k | 5k | 10k | 20k | 50k | 100k | 200k |
|--------------|----|----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|------|------|
| U_o [V] | | | | | | | | | | | | | |

5.3 Circuitul C3: Amplificator având etajul pilot cu sarcină activă

Se conectează bornele 1-5 și 6-8;

h) Amplificările:

- pentru un semnal de intrare sinusoidal cu frecvența de 1kHz, de amplitudine maximă pentru care ieșirea să nu fie limitată, se măsoară valorile efective ale tensiunilor de intrare, U_i , de ieșire, U_o și din baza tranzistorului T_4 (borna 21), U_{21} și se completează **tabelul 1**;
- amplificările se calculează cu relațiile (3).

5.4 Circuitul C4: Amplificator având etajul pilot cu sarcină activă și comandă dublă

Se conectează bornele 1-4, 1-5 și 6-8.

i) Efectul comenzii duble:

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și amplitudinea corespunzătoare unei funcționări fără limitări;
- se vizualizează sau se măsoară semnalul de ieșire și, fără să se deconecteze osciloscopul sau voltmetrul, se desface legătura dintre bornele 1 și 4. Se consemnează efectul observat.

j) Amplificările:

- pentru un semnal de intrare sinusoidal cu frecvența de 1kHz, de amplitudine maximă pentru care ieșirea să nu fie limitată, se măsoară valorile efective ale tensiunilor de intrare, U_i , de ieșire, U_o și din baza tranzistorului T_4 (borna 21), U_{21} și se completează **tabelul 1**;
- amplificările se calculează cu relațiile (3).

Lucrarea nr. 6

CIRCUITUL INVERSOR REALIZAT CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

1. Scopul lucrării. Se studiază circuitul inversor și repetorul inversor, determinându-se:

- tensiunea de offset la ieșire;
- amplificarea în tensiune;
- rezistența de intrare;
- rezistența de ieșire;
- banda de frecvență.

2. Considerații teoretice

- **schema de principiu:** amplificatorul inversor - fig. 1, a iar repetorul inversor - fig. 1, b.
- **alimentarea AO și a circuitului:** sursă dublă, valorile uzuale fiind de +15V și -15V (fig. 1, c).

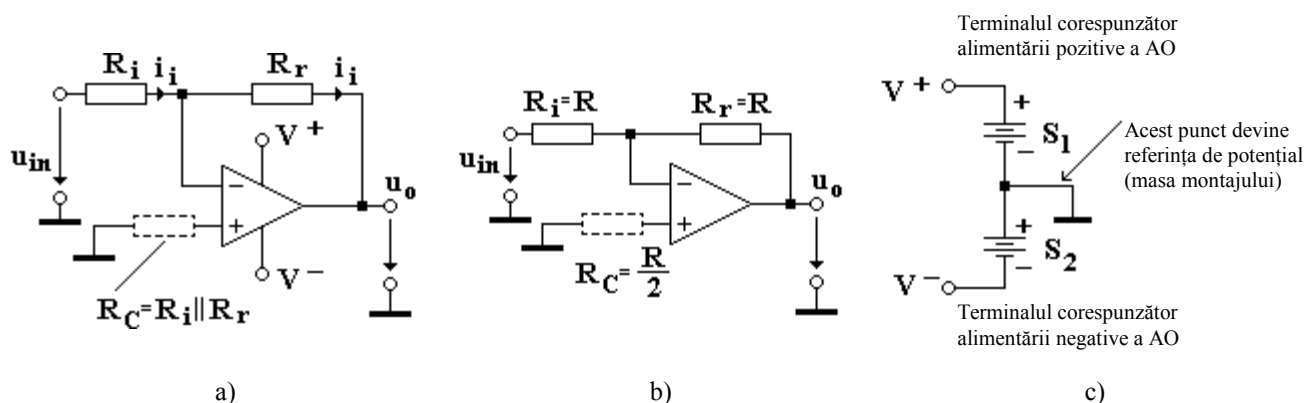


Fig. 1. Circuitul inversor. (a) schema amplificatorului inversor. (b) schema repetorului inversor. (c) alimentarea circuitului.

- **rolul rezistenței R_C :** de compensare a efectului curenților (c.c.) de polarizare a intrărilor AO.
- **valoarea rezistenței R_C :** $R_C = R_i \parallel R_r$

- **tensiunile de saturatie:**
 $+U_{sat} \approx +E_C - 2V$; $-U_{sat} \approx -E_C + 2V$.

- **modelul de circuit:** fig. 2, unde
 - r_d - rezistența de intrare diferențială a AO;
 - r_o - rezistența de ieșire a AO;
 - au_d - sursă echivalentă de tensiune comandată în tensiune.

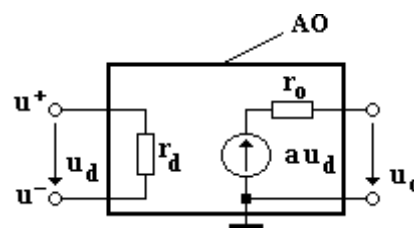


Fig. 2. Modelul AO.

- **conceptul de AO ideal și consecințele acestui concept** se prezintă în tabelul 1:

Tabelul 1

| Conceptul de AO ideal | Consecințele conceptului de AO ideal |
|--------------------------|---|
| $r_d \rightarrow \infty$ | Curenții de intrare de semnal variabil sunt egali cu zero |
| $r_o = 0$ | Tensiunea de ieșire nu se modifică la conectarea sarcinii față de situația fără sarcină |
| $a \rightarrow \infty$ | Tensiunea diferențială de intrare este egală cu zero |

- **tensiunea de decalaj (offset) de la ieșire** este o eroare de c.c. și se determină:

- analitic: dacă $R_C = R_r \parallel R_i \Rightarrow U_{od} = (1 + \frac{R_r}{R_i})(U_{I0} + R_C I_{I0})$

- practic, pentru configurația aflată în studiu, se leagă intrarea (intrările) la masă și se măsoară cu un voltmetru electronic, conectat pe tensiune continuă, valoarea tensiunii de ieșire.

- **Amplificarea în tensiune** este:

- pentru **AO ideal**:

$$A_{id}^i = -\frac{R_r}{R_i} \quad (1)$$

- pentru **AO real**, considerând doar efectul valorii finite a amplificării în buclă deschisă:

$$A_{re}^i = \frac{A_{id}^i}{1 + \frac{1}{ab}} \quad (2)$$

unde **b** reprezintă factorul de reacție:

$$b = \frac{R_i}{R_i + R_r} \quad (3)$$

- **Rezistența de intrare**:

$$R_{in} = R_i + \frac{R_r}{1 + a} \quad (4)$$

- **Rezistența de ieșire**:

$$R_{ies} = \frac{r_o}{1 + ab} \quad (5)$$

- **Banda de frecvență**:

- pentru **nivel mic** al semnalului de ieșire:

$$f_B = \frac{PAB}{K_n} \quad (6)$$

unde **PAB** reprezintă produsul amplificare-banda iar **K_n** - coeficientul de imperfecțiuni: $K_n = 1 + \frac{R_r}{R_i}$

- pentru **nivel mare** al semnalului de ieșire:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi \hat{U}_o} = \frac{SR}{\pi U_{o,v-v}} \quad (7)$$

unde **SR** reprezintă viteza maximă de variație a semnalului de ieșire în V/μs, iar $U_{o,v-v}$ [V] - valoarea vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire.

3. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune, ±15V;
- Generator de semnal sinusoidal;
- Osciloscop cu două canale;
- Multimetru electronic;
- Modulul de laborator;
- Scurtcircuitoare.

4. Desfășurarea lucrării

Se realizează circuitul inversor din fig. 3. Determinările se fac pentru două valori ale amplificării în buclă închisă: $A_1 = -10$ și $A_2 = -100$. Se desenează cele două circuite corespunzătoare

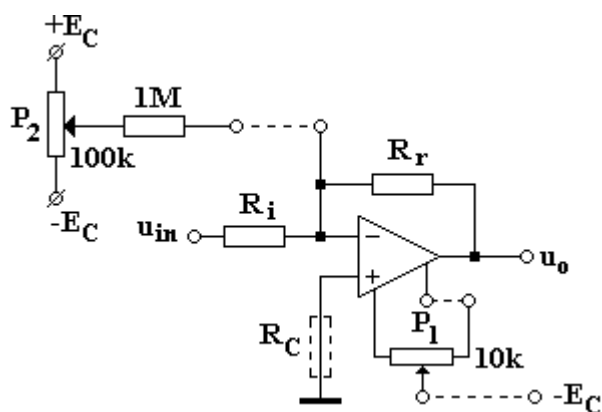


Fig. 3. Montajul practic al circuitului inversor (R_C se poate considera = 0).

celor două amplificări, notându-se valorile de rezistențe utilizate.

4.1 Compensarea tensiunii de offset (de decalaj)

- Fără să fie conectate potențiometrele P_1 și P_2 , pentru circuitele corespunzătoare la cele două amplificări în buclă închisă, cu $u_{in}=0$ (R_i legat la masă), se măsoară tensiunea de decalaj la ieșire U_{OD} în două situații: $R_C=0$ și $R_C=R_i||R_r$. Valorile măsurate se trec în **tabelul 2**.
- Metoda I de compensare constă în utilizarea bornelor de echilibrare (nul) ale AO. Circuitul $\beta A741$ este prevăzut cu două borne de echilibrare (pinii 3 și 9 la capsula DIL 14) între care, conform datelor de catalog, se conectează un potențiometru de $10k\Omega$, cursorul acestuia legându-se la $-E_C$.
 - Pentru $R_C=0$, cele două amplificări și $u_{in}=0$, se conectează cursorul potențiometrului P_1 la $-E_C$ și se încearcă aducerea tensiunii de ieșire la zero.
 - Se va nota pentru care din cele două amplificări în buclă închisă anularea tensiunii de decalaj de la ieșire se face mai ușor.
- Metoda a-II-a de compensare se realizează aplicând la intrarea inversoare a AO a unei tensiuni comparabile ca mărime cu tensiunea de offset. Metoda se aplică la AO fără borne de echilibrare a tensiunii de decalaj.
 - Se deconectează cursorul potențiometrului P_1 de la $-E_C$, se conectează o rezistență de valoare mare ($1M\Omega$) între cursorul potențiometrului P_2 și intrarea inversoare;
 - se realizează $u_{in}=0$, și se încearcă aducerea tensiunii de ieșire la zero.

Tabelul 2

| Amplificarea | U_{OD} [V] | | $+E_C$ [V] | $-E_C$ [V] | $+U_{sat}$ [V] | $-U_{sat}$ [V] |
|--------------|--------------|----------------|---------------|---------------|-------------------|-------------------|
| | $R_C=0$ | $R_C=R_i R_r$ | | | | |
| $A_1=-10$ | | | | | | |
| $A_2=-100$ | | | | | | |

4.2 Determinarea tensiunilor de alimentare și de saturație

- tensiunile de alimentare:
 - se măsoară tensiunile de alimentare în bornele notate $+E_C$ și $-E_C$ iar valorile se trec în **tabelul 2**.
- tensiunile de saturație:
 - se desface legătura de pe bucla de reacție a AO;
 - se leagă intrarea neversoare la masă;
 - la intrarea inversoare se aplică, printr-o rezistență, tensiunea continuă U_2 (de pe modul);
 - se măsoară tensiunea de ieșire iar rezultatul se trece în **tabelul 2**;
 - se leagă apoi intrarea inversoare la masă printr-o rezistență;
 - la intrarea neversoare se aplică, printr-o rezistență, tensiunea continuă U_2 (de pe modul);
 - se măsoară tensiunea de ieșire iar rezultatul se trece în **tabelul 2**;

4.3 Determinarea amplificării în tensiune

Pentru circuitul corespunzător amplificării $A_1=-10$ și $R_C=0$, se determină amplificarea în modul și fază:

- se aleg rezistoarele necesare amplificării A_1 și se măsoară valoarea lor reală;
- se aplică la intrare mai întâi un semnal sinusoidal cu frecvența de 100 Hz și apoi un altul cu frecvența de 50 kHz și amplitudine adecvată pentru evitarea limitării semnalului de ieșire;
- se vizualizează cu ajutorul osciloscopului formele de undă pentru $u_{in}(t)$ și $u_o(t)$, notându-se defazajul dintre ele;
- se desenează, una sub alta, formele de undă vizualizate (ATENȚIE la axele de coordonate !);

- cu valorile măsurate ale rezistențelor R_i și R_r , AO presupunându-se ideal, se determină amplificarea în buclă închisă a circuitului inversor, A_{id}^i - relația (1):
- se măsoară valorile efective ale tensiunilor de intrare și de ieșire, U_{in} respectiv U_o și se determină valoarea reală a amplificării în buclă închisă, A_{re}^i :

$$A_{re}^i = \frac{U_o}{U_{in}} \quad (8)$$

- se compară amplificările în modul date de relațiile (1) și (8) și se determină eroarea relativă a amplificării datorată amplificării finite în buclă deschisă:

$$\varepsilon_A = \frac{A_{re}^i - A_{id}^i}{A_{id}^i} \cdot 100 [\%] \quad (9)$$

- măsurătorile și rezultatele calculelor se trec în **tabelul 3**.

Tabelul 3

| Frecvența de lucru | R_i [k Ω] | R_r [k Ω] | A_{id}^i (rel. 1) | U_o [V] | U_{in} [V] | A_{re}^i (rel. 8) | ε_A [%] (rel. 9) |
|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------|--------------|---------------------|------------------------------|
| 100 Hz | | | | | | | |
| 50 kHz | | | | | | | |

4.4 Determinarea rezistenței de intrare a amplificatorului inversor, R_{in}

Rezistența de intrare a configurației inversoare, R_{in} , se determină pentru circuitul corespunzător amplificării $A=-10$.

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 100 Hz de la ieșirea de 600 Ω a generatorului. Semnalul de intrare va avea amplitudinea adecvată obținerii unui semnal de ieșire fără limitări ($U_{in} \leq 50\text{mV}$).
- se măsoară valoarea efectivă a tensiunii de la ieșirea generatorului, neconectat la circuit, $U_{in,gol}$;
- după cuplarea generatorului la montaj, se măsoară valoarea efectivă a tensiunii de la borna de intrare a circuitului, U_{in} ;
- rezistența de intrare R_{in} se calculează cu relația

$$R_{in} = \frac{U_{in}}{U_{in,gol} - U_{in}} R_G \quad (10)$$

unde R_G este rezistența internă a generatorului de semnal ($R_G=600\Omega$).

- măsurătorile și rezultatele calculelor se trec în **tabelul 4**.

4.5 Determinarea rezistenței de ieșire R_{ies}

Rezistența de ieșire a configurației inversoare se determină pentru circuitul care are $A=-10$;

- se conectează la ieșire o rezistență de sarcină $R_L=56\Omega$;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 50kHz;
- se reglează amplitudinea semnalului de intrare astfel ca cel de ieșire să nu fie limitat și se măsoară tensiunea de ieșire U_{o1} ;
- fără a modifica amplitudinea tensiunii de intrare, se deconectează R_L și se măsoară noua valoare a tensiunii de ieșire U_{o2} ;
- rezistența de ieșire a circuitului inversor se calculează cu relația:

$$R_{ies} = \frac{U_{o2} - U_{o1}}{U_{o1}} \cdot R_L \quad (11)$$

- măsurătorile și rezultatele calculelor se trec în **tabelul 4**.

Tabelul 4

| Frecvența de lucru | $U_{i, \text{gol}}$ [mV] | U_i [mV] | R_{in} (rel.10) | U_{o1} [V] | U_{o2} [V] | R_{ies} [Ω] (rel.11) |
|--------------------|--------------------------|------------|-------------------|--------------|--------------|---------------------------------|
| 100 Hz | | | | | | |
| 50 kHz | | | | | | |

4.6 Determinarea benzii de frecvență

- pentru $A=-10$, se aplică $U_{in}=20...50$ mV = const., se modifică frecvența semnalului de intrare, se măsoară valorile efective ale tensiunii de ieșire, U_o și se completează **tabelul 5**;

Tabelul 5

| f [kHz] | 0,01 | 0,1 | 1 | 10 | 20 | 50 | 100 | 200 | 500 | 1000 |
|-----------|------|-----|---|----|----|----|-----|-----|-----|------|
| U_o [V] | | | | | | | | | | |

- **frecvența limită superioară datorată amplificării în buclă închisă**
 - frecvența la -3dB determinată pentru valorile din tabelul 4 se compară cu valoarea dată de relația (6), unde $PAB=1\text{MHz}$ la $\beta A741$;
- **frecvența limită superioară datorată SR-ului**
 - pentru $A_1=10$, se aplică $U_{in}=0,5\text{V}$ și se determină, prin vizualizare pe osciloscop, valoarea maximă a frecvenței semnalului pentru care se mai păstrează forma sinusoidală a semnalului de ieșire;
 - rezultatul se compară cu valoarea dată de relația (7), unde $SR=0,5\text{V}/\mu\text{s}$ pentru AO de tipul 741 iar valoarea vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire, $U_{o,v-v}$ se măsoară cu ajutorul osciloscopului.

4.7 Studiul circuitului repetor inversor

- se realizează repetorul inversor, conectând în circuitul din fig. 3 $R_i=R_f=1\text{k}\Omega$;
- se desenează circuitul obținut și se trec valorile măsurate ale rezistoarelor;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz;
- se determină amplificarea de tensiune în modul și fază;
- se desenează formele de undă vizualizate.
- se aplică la intrare un semnal cu valoarea efectivă de aproximativ 100mV și se determină *frecvența limitată de amplificarea în buclă închisă*, f_B ;
- rezultatul măsurării se compară cu cel dat de relația (6) în care se face înlocuirea $K_n=2$.

Lucrarea nr. 7

CIRCUITUL NEINVERSOR REALIZAT CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

1. Scopul lucrării. Se studiază circuitul neinversor și repetorul neinversor, determinându-se:

- tensiunea de offset la ieșire;
- amplificarea în tensiune;
- rezistența de intrare (comparativ cu rezistența de intrare a circuitului inversor);
- rezistența de ieșire;
- banda de frecvență.

2. Considerații teoretice

- **schema de principiu:** amplificatorul neinversor - fig. 1, a iar repetorul neinversor - fig. 1, b.
- **alimentarea AO și a circuitului:** sursă dublă, valorile uzuale fiind de +15V și -15V (fig. 1, c).

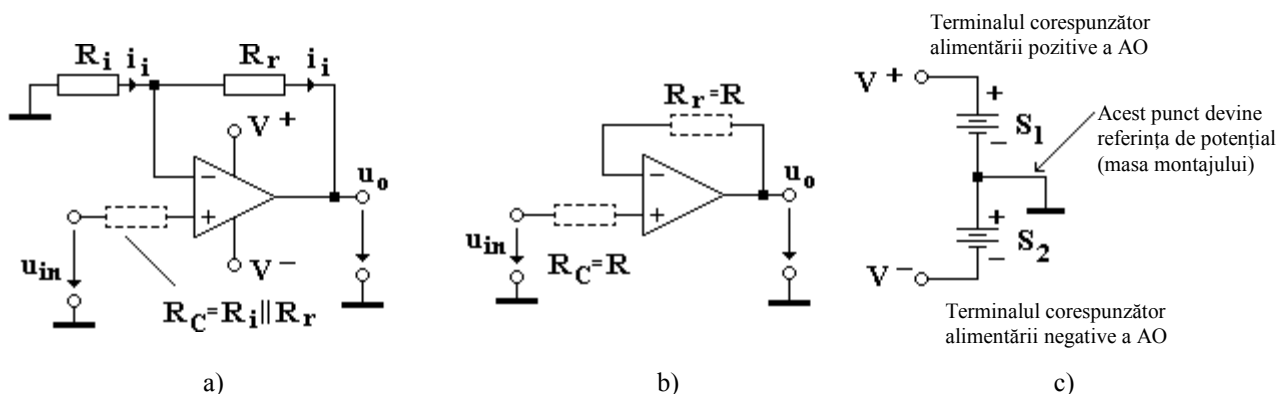


Fig. 1. Circuitul neinversor. (a) schema amplificatorului neinversor. (b) schema repetorului neinversor. (c) alimentarea circuitului.

- **rolul rezistenței R_c :** de compensare a efectului curenților (c.c.) de polarizare a intrărilor AO.
- **valoarea rezistenței R_c :** $R_c = R_i \parallel R_r$
- **tensiunile de saturație:**
 $+U_{sat} \approx +E_C - 2V$; $-U_{sat} \approx -E_C + 2V$.
- **modelul de circuit:** fig. 2, unde
 - r_d - rezistența de intrare diferențială a AO;
 - r_o - rezistența de ieșire a AO;
 - au_d - sursă echivalentă de tensiune comandată în tensiune.

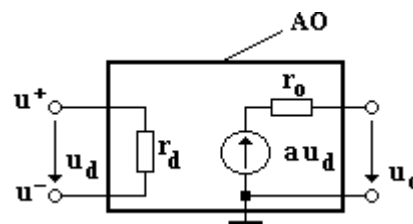


Fig. 2. Modelul AO.

- **conceptul de AO ideal și consecințele acestui concept** se prezintă în tabelul 1:

Tabelul 1

| Conceptul de AO ideal | Consecințele conceptului de AO ideal |
|--------------------------|---|
| $r_d \rightarrow \infty$ | Curenții de intrare de semnal variabil sunt egali cu zero |
| $r_o = 0$ | Tensiunea de ieșire nu se modifică la conectarea sarcinii față de situația fără sarcină |
| $a \rightarrow \infty$ | Tensiunea diferențială de intrare este egală cu zero |

- **tensiunea de decalaj (offset) de la ieșire** este o eroare de c.c. și se determină:

- analitic: dacă $R_C = R_r \parallel R_i \Rightarrow U_{od} = (1 + \frac{R_r}{R_i})(U_{IO} + R_C I_{IO})$

- practic, pentru configurația aflată în studiu, se leagă intrarea (intrările) la masă și se măsoară cu un voltmetru electronic, conectat pe tensiune continuă, valoarea tensiunii de ieșire.

- **Amplificarea în tensiune** este:

- pentru **AO ideal**:

$$A_{id}^n = 1 + \frac{R_r}{R_i} \quad (1)$$

- pentru **AO real**, considerând doar efectul valorii finite a amplificării în buclă deschisă:

$$A_{re}^n = \frac{A_{id}^n}{1 + \frac{1}{ab}} \quad (2)$$

unde **b** reprezintă factorul de reacție:

$$b = \frac{R_i}{R_i + R_r} \quad (3)$$

- **Rezistența de intrare**:

$$R_{in} = r_d(1 + ab) \quad (4)$$

- **Rezistența de ieșire**:

$$R_{ies} = \frac{r_o}{1 + ab} \quad (5)$$

- **Banda de frecvență**:

- pentru **nivel mic** al semnalului de ieșire:

$$f_B = \frac{PAB}{K_n} \quad (6)$$

unde **PAB** reprezintă produsul amplificare-banda iar **K_n** - coeficientul de imperfecțiuni: $K_n = 1 + \frac{R_r}{R_i}$

- pentru **nivel mare** al semnalului de ieșire:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi \hat{U}_o} = \frac{SR}{\pi U_{o,v-v}} \quad (7)$$

unde **SR** reprezintă viteza maximă de variație a semnalului de ieșire în V/μs, iar $U_{o,v-v}$ [V] - valoarea vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire.

3. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune, ±15V;
- Generator de semnal sinusoidal ($f_{max}=1MHz$);
- Osciloscop cu două canale;
- Multimetru electronic;
- Modulul de laborator;
- Scurtcircuitoare.

4. Desfășurarea lucrării

Se realizează circuitul neinversor din fig. 3. Determinările se pot face pentru două valori ale amplificării în buclă închisă: $A_1=11$ și $A_2=101$. Se desenează cele două circuite corespunzătoare

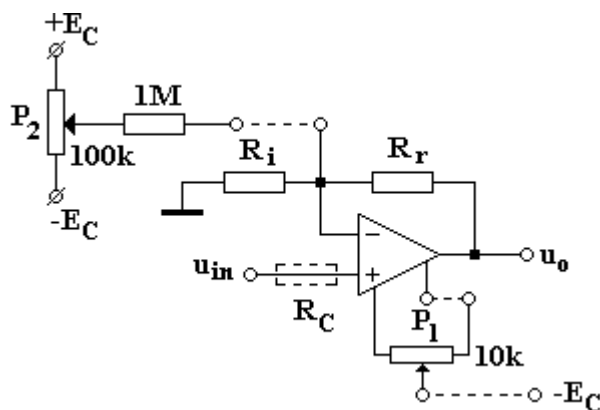


Fig. 3. Montajul practic al circuitului neinversor (RC se poate considera = 0).

celor două amplificări, notându-se valorile de rezistențe utilizate.

4.1 Compensarea tensiunii de offset (de decalaj)

Se face ca la configurația inversoare deoarece circuitele de determinare a offset-ului sunt identice pentru cele două configurații de bază realizate cu AO.

4.2 Determinarea amplificării în tensiune

Pentru circuitul corespunzător amplificării $A_1=11$ și $R_C=0$, se determină amplificarea în modul și fază:

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 100 Hz și apoi 50kHz și amplitudine adecvată pentru evitarea limitării semnalului de ieșire;
- se vizualizează cu ajutorul osciloscopului formele de undă pentru $u_{in}(t)$ și $u_o(t)$, determinându-se defazajul dintre ele;
- se desenează, una sub alta, formele de undă vizualizate;
- cu valorile măsurate ale rezistențelor R_i și R_r , AO presupunându-se ideal, se determină amplificarea în buclă închisă a circuitului neinversor, A_{id}^n - relația (1):
- se măsoară valorile efective ale tensiunilor de intrare și de ieșire, U_{in} respectiv U_o și se determină valoarea reală a amplificării A_{re}^n :

$$A_{re}^n = \frac{U_o}{U_{in}} \quad (8)$$

- se compară amplificările în modul date de relațiile (1) și (8) și se determină eroarea relativă a amplificării:

$$\varepsilon_A = \frac{A_{re}^n - A_{id}^n}{A_{id}^n} \cdot 100 [\%] \quad (9)$$

- măsurătorile și rezultatele calculelor se trec în **tabelul 2**.

Tabelul 2

| Frecvența de lucru | R_i [k Ω] | R_r [k Ω] | A_{id}^n (rel. 1) | U_o [V] | U_{in} [V] | A_{re}^n (rel. 8) | ε_A [%] (rel. 9) |
|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|-----------|--------------|---------------------|------------------------------|
| 100 Hz | | | | | | | |
| 50 kHz | | | | | | | |

4.3 Determinarea calitativă a rezistenței de intrare a amplificatorului neinversor, R_{in}

- rezistența de intrare a configurației neinversoare, R_{in} , se determină pentru circuitul corespunzător amplificării $A_1=11$, aplicând un semnal sinusoidal cu frecvența de 100 Hz de la ieșirea de 600 Ω a generatorului. Semnalul de intrare va avea amplitudinea adecvată obținerii unui semnal de ieșire fără limitări ($U_{in} \leq 50mV$).
- se măsoară valoarea efectivă a tensiunii de la ieșirea generatorului, neconectat la circuit, $U_{in,gol}$;
- după cuplarea generatorului la montaj, se măsoară valoarea efectivă a tensiunii de la borna de intrare a circuitului, U_{in} ;
- se compară U_{in} cu $U_{in,gol}$ și se apreciază, comparativ cu circuitul inversor, cum este rezistența de intrare a circuitului neinversor;
- măsurătorile și rezultatul comparației se trec în **tabelul 3**.

4.4 Determinarea rezistenței de ieșire R_{ies}

- rezistența de ieșire a configurației neinversoare se determină pentru circuitul care are $A_2=101$;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 kHz;
- se conectează la ieșire o rezistență de sarcină $R_L=56\Omega$;

- se reglează amplitudinea semnalului de intrare astfel ca cel de ieșire să nu fie limitat și se măsoară tensiunea de ieșire U_{o1} ;
- fără a modifica amplitudinea tensiunii de intrare, se deconectează R_L și se măsoară noua valoare a tensiunii de ieșire U_{o2} ;
- rezistența de ieșire a circuitului neinversor se calculează cu relația

$$R_{ies} = \frac{U_{o2} - U_{o1}}{U_{o1}} \cdot R_L \quad (10)$$

- măsurătorile și rezultatele calculelor se trec în **tabelul 3**.

Tabelul 3

| Frecvența de lucru | $U_{i, \text{gol}}$ [mV] | U_i [mV] | Comparația R_{in}^n ? R_{in}^i | U_{o1} [V] | U_{o2} [V] | R_{ies} [Ω] (rel.10) |
|--------------------|--------------------------|------------|------------------------------------|--------------|--------------|---------------------------------|
| 100 Hz | | | | | | |
| 50 kHz | | | | | | |

4.5 Determinarea benzii de frecvență a amplificatorului neinversor

- pentru $A=11$, se aplică $U_{in}=20...50$ mV=const., se modifică frecvența semnalului de intrare, se măsoară valorile efective ale tensiunii de ieșire, U_o și se completează **tabelul 4**;

Tabelul 4

| f [kHz] | 0,01 | 0,1 | 1 | 10 | 20 | 50 | 100 | 200 | 500 | 1000 |
|-----------|------|-----|---|----|----|----|-----|-----|-----|------|
| U_o [V] | | | | | | | | | | |

- **frecvența limită superioară datorată amplificării în buclă închisă**

- frecvența la -3dB determinată pentru valorile din tabelul 4 se compară cu valoarea dată de relația (6), unde $PAB=1\text{MHz}$ la $\beta A741$;

- **frecvența limită superioară datorată SR-ului**

- pentru $A_1=11$, se aplică $U_{in}=0,5\text{V}$ și se determină, prin vizualizare pe osciloscop, valoarea maximă a frecvenței semnalului pentru care se mai păstrează forma sinusoidală a semnalului de ieșire;
- rezultatul se compară cu valoarea dată de relația (7), unde $SR=0,5\text{V}/\mu\text{s}$ pentru AO de tipul 741 iar valoarea vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire, $U_{o,v-v}$ se măsoară cu ajutorul osciloscopului.

4.6 Studiul circuitului repeter neinversor

- se realizează repeterul neinversor, deconectând R_i în circuitul din fig. 3 și punând $R_C=R_f=10\text{k}\Omega$;
- se desenează circuitul obținut și se trec valorile măsurate ale rezistoarelor;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz;
- se determină amplificarea de tensiune în modul și fază;
- se desenează formele de undă vizualizate;
- se aplică la intrare un semnal cu valoarea efectivă de aproximativ 100mV și se determină *frecvența limitată de amplificarea în buclă închisă*, f_B ;
- se compară rezultatul măsurării cu cel dat de relația (6) în care se face înlocuirea $K_n=1$

Lucrarea nr. 8

CIRCUITE LINIARE REALIZATE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază structura și funcționarea următoarelor circuite liniare realizate cu AO: **sumatorul inversor**, **amplificatorul diferențial** (amplificatorul de diferență de tensiune), **derivatorul**, **integratorul și sursele de curent controlate în tensiune**.

2. Considerații teoretice

Circuitele liniare sunt acele circuite la care semnalul de ieșire este proporțional cu cel de intrare, eventual cu o întârziere în timp.

O categorie importantă de circuite liniare, construite cu AO, sunt cele care realizează o anumită combinație liniară între tensiunile u_1, u_2, \dots, u_n , astfel ca tensiunea de ieșire să fie de forma:

$$u_o = A_1 u_1 + A_2 u_2 + \dots + A_n u_n \quad (1)$$

unde constantele A_k pot fi pozitive sau negative.

2.1 Sumatorul inversor, având schema din fig.1, este circuitul liniar la care toate constantele A_k sunt negative. Dacă presupunem AO ideal, funcționarea sa liniară și stabilă, atunci intrarea inversoare este punct virtual de masă și pe fiecare rezistență R_k avem o cădere de tensiune egală cu cea de la intrarea respectivă, u_k iar curenții de intrare au expresiile:

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}, i_2 = \frac{u_2}{R_2}, \dots, i_n = \frac{u_n}{R_n} \quad (2)$$

Teorema I a lui Kirchhoff, aplicată în nodul corespunzător intrării inversoare, conduce la relația:

$$i_r = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n} \quad (3)$$

Tensiunea de ieșire se scrie:

$$u_o = -R_r i_r = -\frac{R_r}{R_1} u_1 - \frac{R_r}{R_2} u_2 - \dots - \frac{R_r}{R_n} u_n \quad (4)$$

și reprezintă o combinație liniară între tensiunile aplicate la intrare, toți coeficienții A_k fiind negativi.

2.2 Amplificatorul diferențial realizat cu AO reprezintă circuitul liniar la care un coeficient de amplificare este pozitiv iar celălalt negativ și realizează o combinație între două tensiuni u_1 și u_2 , astfel ca semnalul de ieșire să fie de forma:

$$u_o = A_2 u_2 - A_1 u_1 \quad (5)$$

Circuitul se analizează mai ușor dacă se aplică principiul suprapunerii efectelor (principiul superpoziției). Astfel, când se consideră numai efectul tensiunii u_2 , intrarea 1 se leagă la masă și circuitul devine o configurație neinversoare. Componenta u_{o2} a tensiunii de ieșire este:

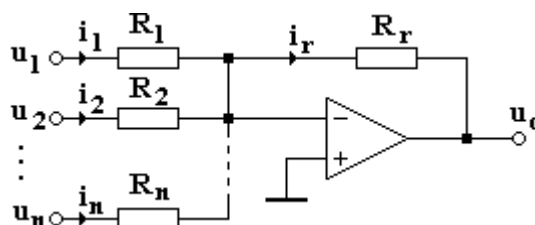


Fig. 1. Sumatorul inversor.

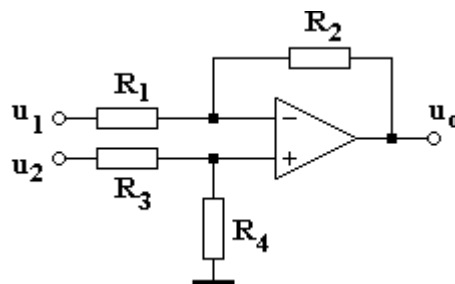


Fig. 2. Amplificatorul diferențial.

$$u_{o2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} u_2 \quad (6)$$

Când se consideră numai efectul tensiunii u_1 , intrarea 2 se leagă la masă și circuitul devine o configurație inversoare, componenta u_{o1} a tensiunii de ieșire fiind:

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} u_1 \quad (7)$$

Aplicând superpoziția rezultă:

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \times u_2 - \frac{R_2}{R_1} \times u_1 \quad (8)$$

Amplificatorul diferențial care are cei doi coeficienți de amplificare egali se numește **amplificator diferențial echilibrat** și reprezintă cazul cel mai important de amplificator diferențial. Tensiunea de ieșire a amplificatorului diferențial echilibrat este de forma:

$$u_o = K \cdot (u_2 - u_1) \quad (9)$$

Constanta K se determină prin egalarea celor doi factori din relația (8) cu care se înmulțesc tensiunile de intrare. Rezultă următoarea relație între rezistențele unui amplificator diferențial echilibrat:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = K \quad (10)$$

2.3 Circuitului derivator realizează operația de derivare în raport cu timpul a unui semnal analogic și are schema din fig.3. Considerând AO ideal se găsește că tensiunea de ieșire este proporțională cu derivata, cu semn schimbat, a tensiunii de intrare:

$$u_o = -RC \frac{du_{in}}{dt} \quad (11)$$

Rezistența R' , conectată în serie cu condensatorul C, introduce un pol în funcția de transfer a amplificatorului în buclă închisă, asigurându astfel stabilitatea circuitului.

2.4 Integratorul este în esență un amplificator inversor, cu reacția negativă realizată prin intermediul unui condensator (fig.4). Considerând AO ideal se găsește că tensiunea de ieșire este proporțională cu integrala cu semn schimbat a tensiunii de intrare:

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_{in} dt \quad (12)$$

dacă la momentul de timp $t=0$ condensatorul se consideră complet descărcat (condiții inițiale nule).

Rezistorul R_p , conectat în paralel cu condensatorul C, realizează stabilizarea punctului de funcționare și evitarea saturației AO.

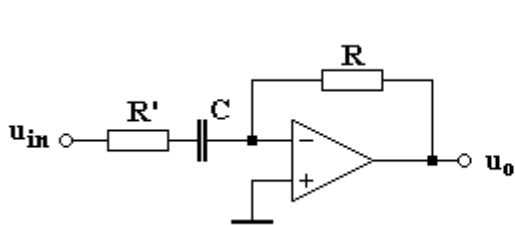


Fig. 3. Circuitul derivator.

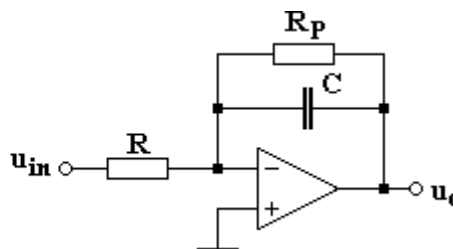


Fig. 4. Circuitul integrator.

2.5 Surse de curent controlate în tensiune. Configurațiile de bază realizate cu AO, la care tensiunea de ieșire depinde de tensiunea aplicată la intrare, sunt amplificatoare de tipul *sursă de tensiune controlată în tensiune* (STCU).

Un alt tip de circuit, util în numeroase aplicații, este **sursa de curent controlată în tensiune** (SCCU).

Există mai multe tipuri de circuite care realizează dependența dintre curentul prin rezistența de sarcină și tensiunea de intrare. Dintre acestea cele mai cunoscute sunt:

- SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă (fig. 5, a);
- SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă (fig. 5, b);
- SCCU cu sarcina la masă (fig. 5, c).

Observații:

1. termenul de inversor sau neinversor este în corespondență cu configurația de bază cu care se aseamănă, deoarece noțiunea de curent inversor sau neinversor printr-o sarcină flotantă este ambiguă.
2. sarcina se numește flotantă deoarece se conectează între două borne ale AO. Acest fapt limitează aria de aplicație a acestui circuit la cazurile în care este posibil ca sarcina să nu aibă un capăt conectat la masa montajului.

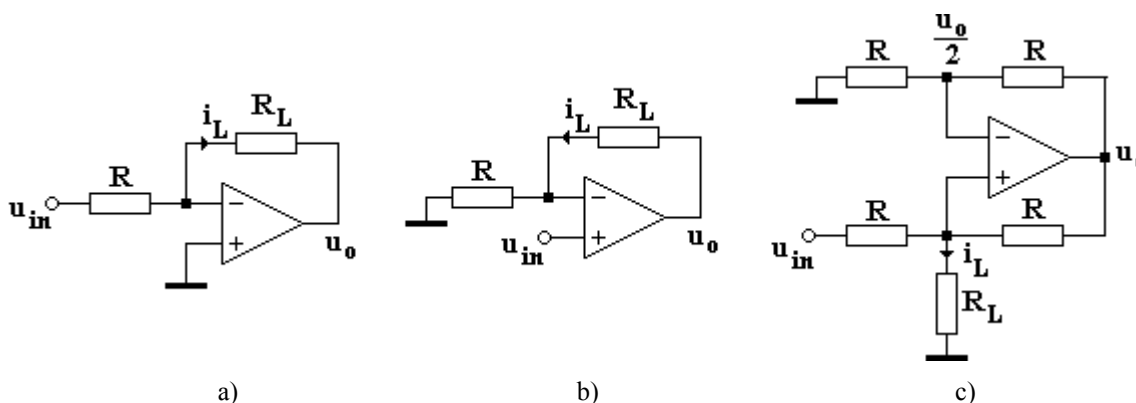


Fig. 5. Surse de curent controlate în tensiune.

Presupunând AO ideal, funcționarea sa liniară și stabilă, pentru toate cele trei tipuri de SCCU din fig. 5 se obține următoarea relație între curentul prin sarcină și tensiunea aplicată la intrare:

$$i_L = \frac{u_{in}}{R} \quad (13)$$

Toate cele trei tipuri de surse funcționează liniar pentru ambele polarități ale tensiunii de intrare.

O deosebire între sursele prezentate constă în domeniul de variație a rezistenței de sarcină pentru care funcționarea este liniară, atunci când prin sarcină trece aceeași valoare de curent. Condiția de funcționare liniară presupune ca AO să nu fie saturat, ceea ce conduce la următoarele relații:

- pentru SCCU inversor cu sarcină flotantă

$$R_L |i_L| < U_{sat} \quad (14a)$$

- pentru SCCU neinversor cu sarcină flotantă

$$(R + R_L) |i_L| < U_{sat} \quad (14b)$$

- pentru SCCU cu sarcina la masă

$$R_L i_L < \frac{U_{sat}}{2} \quad (14c)$$

Observații:

1. SCCU de tip inversor, în comparație cu celelalte două tipuri de surse, are cel mai mare domeniu de variație a rezistenței de sarcină.
2. SCCU neinversor are rezistența de intrare teoretic infinită, practic foarte mare, în timp ce la SCCU inversoare rezistența de intrare este mai mică și egală cu R.
3. SCCU cu sarcina la masă prezintă suplimentar dezavantajul că, pentru ca circuitul să lucreze corect, cele patru rezistoare, notate cu R, trebuie să aibă valori cât mai apropiate (să fie foarte bine împerecheate).

3. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune stabilizată $\pm 15V$;
- Sursă simplă de tensiune stabilizată $0 \div 7,5V$ sau $0 \div 30V$;
- Generator de semnale sinusoidale și dreptunghiulare;
- Osciloscop cu două canale;
- Multimetru electronic;
- Miliampermetru analogic;
- Modulul de laborator;

4. Desfășurarea lucrării

4.1 Studiul circuitului sumator

- se realizează un circuitul sumator de forma celui din fig.1, utilizând doar **2 intrări**;
- se aplică la intrări tensiunile continue U_1 și U_2 , disponibile pe modulul de laborator și obținute cu ajutorul a două divizoare rezistive din tensiunea de alimentare pozitivă;
- se aleg valorile de rezistențe cu ajutorul cărora să se obțină la ieșire o combinație de forma:

$$U_O = -(U_1 + 2 \times U_2) \quad (15)$$

- se măsoară valorile exacte ale rezistoarelor utilizate și se trec în **tabelul 1**;
- după ce s-au făcut conexiunile, se măsoară tensiunile U_1 și U_2 , precum și tensiunea de ieșire U_O . Rezultatul măsurătorilor se trece în **tabelul 1**;
- se calculează U_O cu relația (15) și se trece în **tabelul 1**;
- se compară valoarea măsurată a lui U_O cu cea calculată;
- se repetă determinările pentru semnale de intrare sinusoidale, cu frecvența de 1 kHz și amplitudine de aproximativ 1V (se poate aplica același semnal la ambele intrări);
- se desenează, una sub alta, formele de undă ale semnalelor de intrare și de ieșire, considerând originea axelor în momentul trecerii prin zero spre valori pozitive a semnalelor de intrare.

Tabelul 1

| Tipul semnalului | R_1 [k Ω] măs. | R_2 [k Ω] măs. | R_f [k Ω] măs. | U_1 [V] măs. | U_2 [V] măs. | U_O [V] | |
|------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-------------------|-------------------|-----------|-------|
| | | | | | | măs. | calc. |
| c.c. | | | | | | | |
| c.a. | | | | | | | |

4.2 Studiul amplificatorului diferențial realizat cu AO

- se realizează circuitul din fig. 2, alegând $R_1=R_3=10k\Omega$ și $R_2=R_4=1k\Omega$;
- se leagă intrările la masă și se măsoară tensiunea de offset la ieșire;
- cu multimetrul electronic, conectat pe tensiune continuă, se măsoară valorile celor două tensiuni de intrare, U_1 și U_2 și cea a tensiunii de ieșire, U_O ;
- cu valorile măsurate ale tensiunilor U_1 și U_2 , se calculează U_O cu ajutorul relației (9) și se compară cu valoarea măsurată;
- măsurătorile și rezultatele calculelor se trec în **tabelul 2**.

Tabelul 2

| R_1 [k Ω] | R_2 [k Ω] | R_3 [k Ω] | R_4 [k Ω] | K - | $U_{O,offset}$ [mV] | U_1 [V] măs. | U_2 [V] măs. | U_O [V] | |
|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|--------|------------------------|-------------------|-------------------|-----------|-------|
| | | | | | | | | măs. | calc. |
| | | | | | | | | | |

4.3 Studiul circuitului derivator

- se realizează circuitul derivator din fig.3, utilizând $R=10k\Omega$ și $C=33nF$. In serie cu condensatorul C se conectează o rezistență $R'=1k\Omega$;

- se aplică la intrare un semnal dreptunghiular cu frecvența de 1kHz și amplitudinea de 1V;
- se vizualizează tensiunile de intrare și de ieșire și se desenează una sub alta cele două forme de undă;
- se înlocuiește rezistorul R' cu un scurtcircuit sau un rezistor de valoare mică (56...100Ω). In caz că se observă instabilitatea circuitului, se desenează forma de undă obținută.

4.4 Studiul circuitului integrator

- se realizează circuitul integrator din fig. 4, utilizând: R=10kΩ, C=33nF și R_p=10kΩ;
- se aplică la intrare un semnal dreptunghiular cu amplitudinea de 1V și frecvența de 1 kHz;
- se vizualizează și se desenează, una sub alta, formele de undă vizualizate ale tensiunilor de intrare și de ieșire, comparându-se constanta de timp a circuitului $\tau=R_pC$ cu perioada semnalului de intrare T;
- apoi se aplică la intrare un semnal dreptunghiular cu amplitudinea de 1V și frecvența de 100 Hz;
- se vizualizează și se desenează, una sub alta, formele de undă vizualizate ale tensiunilor de intrare și de ieșire, comparându-se constanta de timp a circuitului $\tau=R_pC$ cu perioada semnalului de intrare T;
- ce se întâmplă dacă se deconectează R_p?

4.5 Studiul surselor de curent comandate în tensiune (SCCU)

4.5.1 SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă

a) Studiul funcționării liniare a AO din SCCU

- se realizează montajul din fig. 5, a;
- se conectează R=1kΩ și pentru rezistența de sarcină R_L, pe rând, valorile de 1kΩ, 10kΩ și 100kΩ;
- se aplică la intrare U_I=1V c.c. de la sursa simplă de tensiune;
- se măsoară U_I, U_O și căderea de tensiune U_L de pe rezistența de sarcină R_L;
- se completează **tabelul 3**;
- cum explicați rezultatele obținute?

Tabelul 3

| R [kΩ] | R _L [kΩ] | U _I [V] | U _O [V] | U _L [V] |
|--------|---------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| 1 | 1 | | | |
| 1 | 10 | | | |
| 1 | 100 | | | |

b) Curentul de sarcină I_L

- se conectează R=1kΩ;
- se aplică U_I=2V c.c. (cu minusul la masă);
- se utilizează două valori ale rezistenței de sarcină: R_{L1}=1kΩ și R_{L2}=10kΩ;
- se conectează în serie cu R_L un miliampermetru;
- se măsoară și se notează valoarea curentului și se compară cu valoarea dată de relația (13);
- ce se întâmplă dacă se schimbă polaritatea tensiunii de intrare (se conectează plusul sursei simple la masă)?
- ce se întâmplă dacă miliampermetrul se conectează direct între ieșirea AO și intrarea inversoare (R_{L3}=0)?
- se completează **tabelul 4**.

Tabelul 4

| U_I [V] | I_L [mA] | | |
|-----------|-------------------|--------------------|------------|
| | $R_{L1}=1k\Omega$ | $R_{L2}=10k\Omega$ | $R_{L3}=0$ |
| +1 | | | |
| -1 | | | |

c) Determinarea domeniului de variație a rezistenței R_L

- se conectează $R=1k\Omega$;
- ca sarcină, în loc de o rezistență fixă, se conectează un potențiomtru, măsurat în prealabil să fie pe valoare minimă (poate fi chiar rezistență zero!);
- se aplică la intrare $U_I=5...6V$ c.c.;
- se rotește cursorul potențiometrului până când se observă saturarea AO (situație în care tensiunea de la ieșirea AO nu se mai modifică și are valoarea apropiată de cea a surselor de alimentare);
- se reduce un pic valoarea de rezistență reglată până când AO iese din saturație;
- se întrerupe alimentarea montajului, se scoate potențiometrul din circuit și se măsoară valoarea R'_{Lmax} pentru care AO mai lucrează liniar;
- se notează valoarea găsită în **tabelul 5**.

4.5.2 SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă

- se realizează montajul din fig. 5, b;
- se conectează $R=1k\Omega$ și ca R_L potențiometrul utilizat anterior și reglat pe valoare minimă;
- se aplică la intrare de la sursa simplă $U_I=5...6V$ c.c.;
- se procedează asemănător ca mai sus și se determină R''_{Lmax} pentru care AO mai lucrează liniar;
- se completează **tabelul 5**;
- se compară R'_{Lmax} și R''_{Lmax} ;
- cum explicați diferența găsită?

Tabelul 5

| Tipul SCCU | R'_{Lmax} [k Ω] | R''_{Lmax} [k Ω] | Comparația |
|------------|---------------------------|----------------------------|------------|
| inversor | | — | |
| neinversor | — | | |

4.5.3 Comportarea SCCU de tip neinversor pentru tensiune de intrare alternativă

- **Opțional** se aplică la intrarea SCCU din fig. 5, b un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și mărimea de $1V_{ef}$;
- se desenează una sub alta formele de undă ale tensiunii de intrare și ale curentului de sarcină.

Lucrarea nr. 9

CIRCUITE NELINIARE REALIZATE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază structura și funcționarea următoarelor circuite neliniare: amplificatorul logaritmic, redresoare de precizie, comparatoare și circuitul astabil (generator de forme de undă).

2. Considerații teoretice

Circuitele neliniare realizate cu AO sunt circuite în care amplificatorul lucrează într-una din următoarele situații:

- în buclă deschisă;
- are în bucla de reacție negativă elemente neliniare (diodă, tranzistor);
- are buclă de reacție pozitivă.

2.1 Amplificatorul logaritmic este circuitul neliniar cu element neliniar în bucla de reacție negativă și se bazează pe exploatarea caracterului exponențial al relației:

$$u_{BE} = U_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (1)$$

unde U_T reprezintă tensiunea termică iar I_S curentul de saturație al tranzistorului (al joncțiunii emitor-bază (ecuațiile Ebers-Moll)).

Schema de principiu a unui amplificator logaritmic este arătată în fig. 1. Dacă AO se consideră ideal se poate scrie:

$$U_o = -U_{BE} = -U_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) = -U_T \ln\left(\frac{U_i}{RI_S}\right) \quad (2)$$

Relația (2) pune în evidență dependența logaritmică între tensiunea de ieșire și cea de intrare.

2.2 Redresoarele de precizie intră tot în categoria circuitelor neliniare care au elemente neliniare în bucla de reacție negativă și constituie una dintre cele mai importante aplicații ale AO în prelucrarea neliniară a semnalelor.

Obținerea cu precizie ridicată a valorii medii redresate a unei tensiuni alternative, folosind mijloace convenționale, nu este posibilă dacă amplitudinea acesteia este mai mică sau de același ordin de mărime cu tensiunea de deschidere a diodei semiconductoare folosite (0,2 până la 0,6V). Reducerea substanțială a tensiunii de deschidere (și anume de a ori, unde a reprezintă amplificarea în buclă deschisă a AO) și liniarizarea caracteristicii diodei se poate obține prin introducerea ei în bucla de reacție a unui AO. În acest fel, ansamblul diodă-amplificator constituie o diodă de precizie.

Cel mai simplu circuit utilizat pentru redresarea unei singure alternanțe a tensiunii alternative u_{in} , este prezentat în fig. 2.

Modul de lucru al acestui redresor este următorul:

- În semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare bucla de reacție este închisă, amplificatorul funcționează ca repetor de tensiune, iar tensiunea de ieșire u_o este replica fidelă a celei de intrare.
- Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare, dioda este polarizată invers (blocată), bucla de reacție este

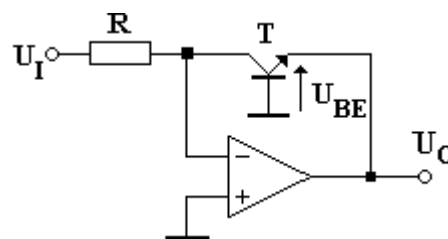


Fig. 1. Amplificatorul logaritmic.

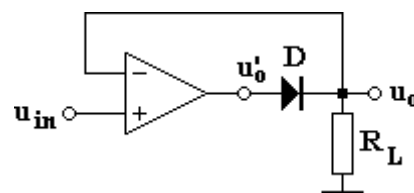


Fig. 2. Redresorul de precizie saturat.

întreruptă, AO este saturat (la ieșire se măsoară tensiunea de saturație $-U_{\text{sat}}$, care este cu aproximativ 2V mai mică decât tensiunea de alimentare E_c), iar tensiunea de ieșire este practic nulă.

Eliminarea dezavantajului saturării AO este asigurată de variantele inversoare pentru redresarea unei singure alternanțe, circuit prezentat în fig. 3.

- Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare u_{in} , conduce dioda D_1 , dioda D_2 este blocată iar tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_{\text{in}}, (u_{\text{in}} < 0) \quad (3)$$

- Pentru semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare u_{in} , dioda D_1 este blocată, bucla de reacție se închide prin D_2 , tensiunea u_o' la ieșirea AO este negativă și egală cu căderea de tensiune pe dioda D_2 (aproximativ 0,6V), iar tensiunea de la ieșirea circuitului, u_o , este nulă.

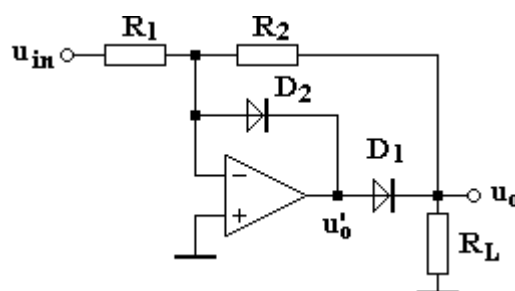


Fig. 3. Redresorul de precizie nesaturat.

2.3 Comparatoarele sunt circuite neliniare care produc la ieșire două nivele discrete de tensiune, dependente de nivelul semnalului de intrare.

Comparatoarele se folosesc în convertoare analog-numeric (A/N) și numeric-analogice (N/A), precum și în oscilatoare și generatoare de forme de undă.

Pentru realizarea de comparatoare se pot folosi și AO obișnuite, dar performanțele cele mai bune se obțin cu ajutorul CI proiectate special pentru funcția de comparare și optimizate în acest sens.

Comparatoarele realizate cu AO se împart în:

- comparatoare în buclă deschisă;
- comparatoare cu reacție pozitivă (trigger Schmitt).

2.3.1. Comparatoarele în buclă deschisă realizate cu AO sunt cele mai simple comparatoare, în care AO utilizat **nu are buclă de reacție**. Cele două nivele de tensiune care se obțin la ieșirea comparatorului sunt $+U_{\text{sat}}$ și $-U_{\text{sat}}$. Se mai numesc și circuite saturate. Pentru a crește viteza de comutare, se limitează tensiunea de ieșire la valori mai mici decât cele corespunzătoare saturației, conectându-se în bucla de reacție negativă două diode Zener în opoziție. Se obține astfel un circuit nesaturat.

Comparatoarele în buclă deschisă se împart în:

- comparatoare neinversoare (fig. 4, a) dacă ieșirea trece în starea înaltă când la intrare se depășește un anumit nivel minim de comutare (de prag);
- comparatoare inversoare (fig. 4, c) dacă ieșirea trece în starea joasă când la intrare se depășește un anumit nivel minim de comutare (de prag).

Caracteristica de transfer din fig. 4, b, pentru comparatorul neinversor, pune în evidență faptul că:

$$\begin{aligned} u_o &= +U_{\text{sat}} \text{ pentru } u_{\text{in}} > 0; \\ u_o &= -U_{\text{sat}} \text{ pentru } u_{\text{in}} < 0. \end{aligned} \quad (4)$$

În cazul comparatorului inversor, caracteristica de transfer din fig. 4, d se poate exprima matematic cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{aligned} u_o &= -U_{\text{sat}} \text{ pentru } u_{\text{in}} > 0; \\ u_o &= +U_{\text{sat}} \text{ pentru } u_{\text{in}} < 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Schimbarea pragului de comutare se realizează aplicând o tensiune de polarizare pozitivă sau negativă la oricare dintre intrările AO. Sunt posibile astfel patru combinații. Pentru analiza lor trebuie să se țină seama de următoarele proprietăți:

- când tensiunea diferențială la intrare u_d este pozitivă, ieșirea trece în starea înaltă, $+U_{sat}$;
- când tensiunea diferențială la intrare u_d este negativă, ieșirea trece în starea joasă, $-U_{sat}$.

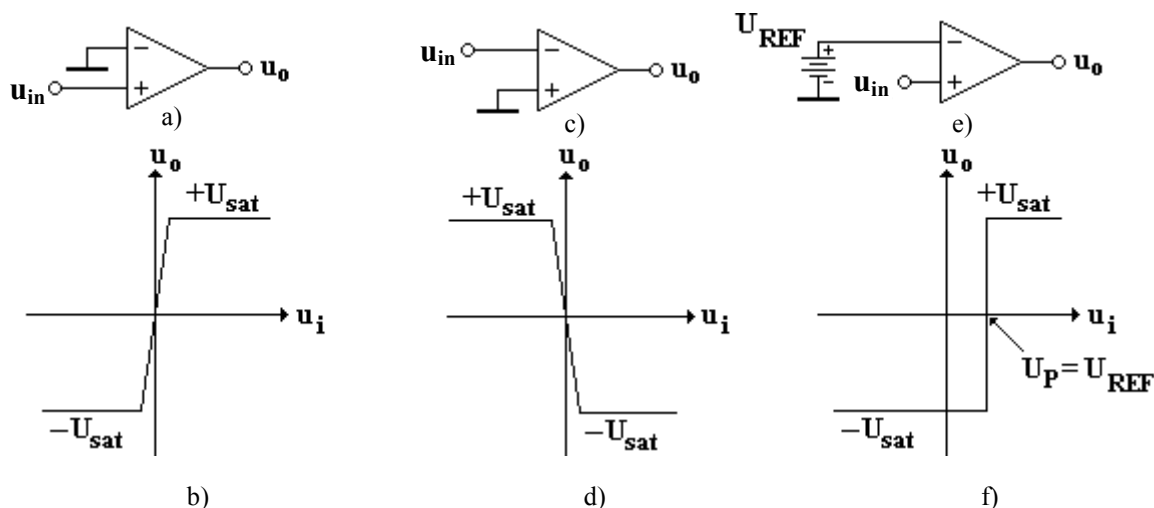


Fig. 4. Comparatoare în buclă deschisă.

De exemplu, în fig. 4, *e* se prezintă schema unui **comparator neinversor cu tensiune de prag pozitivă**. Caracteristica de transfer este reprezentată în fig. 4, *f*. Matematic, funcționarea comparatorului se poate descrie cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{aligned} u_o &= -U_{sat}, \text{ pentru } u_{in} < U_{REF} \\ u_o &= +U_{sat}, \text{ pentru } u_{in} > U_{REF} \end{aligned} \quad (6)$$

Timpul de răspuns. Datorită vitezei finite de variație a tensiunii de la ieșirea AO, se consumă timp pentru trecerea în saturație a operaționalului, respectiv ieșirea sa din saturație. În funcție de SR-ul AO și limitele de variație ale tensiunii de ieșire se poate determina timpul de răspuns al AO cu relația:

$$t_R = \frac{U_{oH} - U_{oL}}{SR} \quad (7a)$$

unde U_{oH} reprezintă valoarea înaltă a tensiunii de ieșire, iar U_{oL} valoarea sa joasă. Dacă cele două tensiuni sunt egale, în modul, și egale cu tensiunile de saturație, atunci t_R se scrie

$$t_R = \frac{2U_{sat}}{SR} \quad (7b)$$

2.3.2. Comparatoare cu reacție pozitivă. Triggerul Schmitt

Cel mai simplu trigger Schmitt este forma saturată inversoare din fig. 5, *a* - **triggerul Schmitt inversor**. Divizorul rezistiv R_1 , R_2 fixează la intrarea neinversoare o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire. Mărimea tensiunii de pe R_2 se numește **tensiune de prag**, se notează cu U_P și are expresia:

$$U_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{sat} \quad (8)$$

Pe caracteristica de transfer din fig. 5, *b*, această tensiune este notată cu $+U_P$ dacă $u_o = +U_{sat}$ și $-U_P$ dacă $u_o = -U_{sat}$.

Circuitul din fig. 5, *c* reprezintă un **trigger Schmitt**

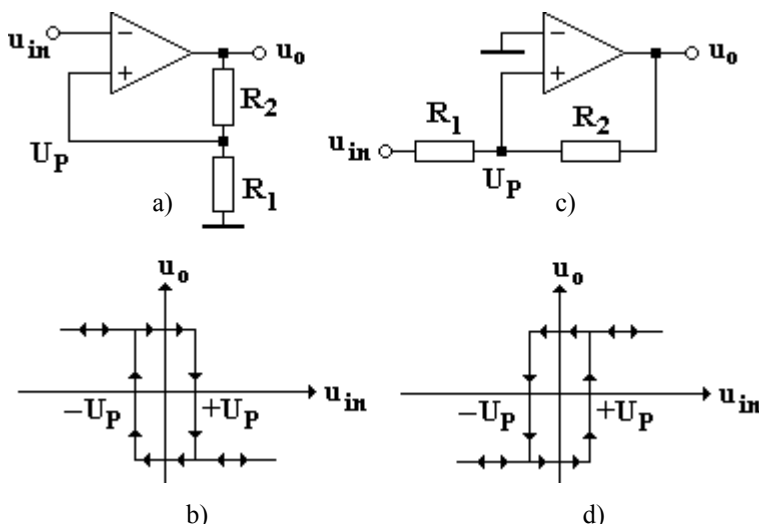


Fig. 5. Comparatoare cu reacție pozitivă.

neinversor. Tensiunea individuală de pe intrarea neinversoare este o combinație liniară între tensiunea de intrare și cea de ieșire. Se aplică teorema superpoziției și pentru tensiunea de pe intrarea neinversoare se obține relația:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_i + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (9)$$

După cum se observă pe caracteristica de transfer (fig. 5, d), tensiunea de prag pozitivă se obține atunci când $u_o = -U_{sat}$, iar cea negativă pentru $u_o = +U_{sat}$. Înlocuind tensiunea de ieșire cu cele de saturație rezultă că tensiunea de prag este:

$$U_p = \frac{R_1}{R_2} U_{sat} \quad (10)$$

2.4 Multivibratorul astabil este un circuit formator de semnal dreptunghiular, realizat cu AO (fig. 6). Circuitul este alcătuit dintr-un trigger Schmitt inversor și o rețea RC de temporizare.

Perioada și frecvența semnalului generat sunt date de relațiile:

$$T = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right), \quad (11)$$

$$f = \frac{1}{T}$$

Relația (11) evidențiază proporționalitatea directă între perioadă și constanta de timp $\tau = RC$. Modificând valoarea lui R sau C se poate schimba perioada semnalului generat. Pentru a realiza un generator cu acord continuu, R se înlocuiește cu un potențiomtru.

Dacă R_1 și R_2 se aleg astfel încât să existe relația $R_1 = 0,86R_2$, atunci perioada se poate scrie $T = 2\tau$.

3. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune $\pm 15V$;
- Sursă simplă de tensiune $0 \div 30V$;
- Generator de semnale sinusoidale și dreptunghiulare;
- Osciloscop;
- Multimetru electronic;
- Modulul de laborator;

4. Desfășurarea lucrării

4.1 Se realizează **amplificatorul logaritmic** din fig. 1.

- se conectează $R = 10k\Omega$ și un tranzistor în bucla de reacție a AO;
- se conectează la intrare sursa simplă reglabilă $0 \div 30V$ și un multimetru electronic;
- se reglează tensiunea de intrare U_I , începând de la valoarea de $10mV$, în trei decade (pentru valorile: $10mV$, $100mV$, $1V$ și $10V$), se măsoară tensiunea la ieșire pentru fiecare valoare aplicată la intrare și se completează **tabelul 1**;
- se reprezintă grafic dependența $U_O = f(U_I)$.

Tabelul 1

| | | | | |
|-----------|------|-----|---|----|
| U_I [V] | 0,01 | 0,1 | 1 | 10 |
| U_O [V] | | | | |

4.2 Se realizează **redresorul de precizie** din fig. 2.

- se conectează o rezistență de sarcină $R_L = 1k\Omega$;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de $50 \div 100Hz$ și mărimea de $0,2V_{ef}$;
- se vizualizează tensiunea de ieșire, observându-se că redresorul lucrează și pentru semnale cu amplitudine mai mică de $0,6V$;

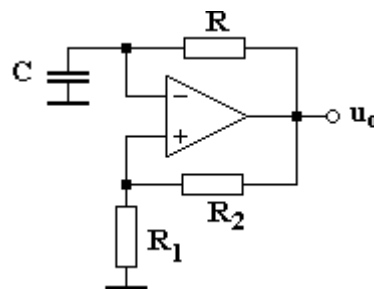


Fig. 6. Multivibratorul astabil.

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de $50 \div 100\text{Hz}$ și mărimea de aproximativ $2V_{ef}$;
- se vizualizează tensiunea de intrare, u_i , cea de la ieșirea redresorului, u_o și cea de la ieșirea AO, u_o' și se desenează una sub alta formele de undă observate la osciloscop;
- pentru valoarea efectivă a tensiunii de intrare $U_{in}=2V=const.$, modificând frecvența semnalului, se măsoară valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire, U_O și se completează **tabelul 2**.

4.3 Se realizează **redresorul de precizie cu diodă suplimentară** din fig. 3.

- se conectează $R_1=R_2=10k\Omega$ și $R_L=1k\Omega$;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de $100 \div 500\text{Hz}$, mărimea de aproximativ $2V_{ef}$ și se vizualizează tensiunea de intrare, u_i , cea de la ieșirea redresorului, u_o și cea de la ieșirea AO, u_o' .
- se desenează una sub alta formele de undă observate la osciloscop. Se remarcă eliminarea dezavantajului saturării AO pe perioada în care tensiunea de ieșire este zero.
- pentru valoarea efectivă a tensiunii de intrare $U_{in}=2V=const.$, modificând frecvența semnalului, se măsoară valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire, U_O și se completează **tabelul 2**.

Tabelul 2

| Tipul redresorului | f [Hz] | 50 | 100 | 200 | 500 | 1k | 2k | 5k | 10k | 20k | 50k | 100k |
|--------------------|-----------|----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|------|
| fig. 2 | U_O [V] | | | | | | | | | | | |
| fig. 3 | U_O [V] | | | | | | | | | | | |

4.4 Se realizează **comparatorul neinversor** din fig. 4, a.

- se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și mărime $<1V_{ef}$;
- se vizualizează și se desenează formele de undă ale tensiunii de intrare și ale celei de ieșire;
- se vizualizează caracteristica de transfer a comparatorului;
- pentru semnal sinusoidal de 10kHz și mărime $<1V_{ef}$, se măsoară $+U_{sat}$, $-U_{sat}$, timpul de răspuns, t_R și se compară cu cel dat de relația (7b). AO de tipul 741 se caracterizează prin $SR=0,5V/\mu s$;
- se conectează în bucla de reacție negativă două diode Zener, legate în opoziție și se urmărește efectul lor asupra tensiunii de ieșire a comparatorului.

4.5 Se realizează un **comparator neinversor cu prag diferit de zero**, din fig. 4, e.

- la intrarea inversoare a comparatorului se conectează $U_{REF}=1V$ c.c. (de la o sursă simplă);
- se aplică la intrarea neinversoare un semnal sinusoidal de 1kHz și mărime $>1V_{ef}$;
- se vizualizează și desenează formele de undă ale tensiunilor de intrare și ieșire.

4.6 Se realizează **triggerul Schmitt** din fig. 5, a.

- se conectează $R_1=1k\Omega$ și $R_2=100k\Omega$;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal de 1kHz și mărime $>1V_{ef}$;
- se vizualizează și desenează formele de undă ale tensiunilor de intrare și ieșire.
- se vizualizează caracteristica de transfer a comparatorului;

4.7 Se realizează **circuitul astabil** din fig. 6.

- față de circuitul din fig. 5, a se mai conectează o rezistență $R=10k\Omega$ în bucla de reacție negativă și un condensator $C=33nF$ între intrarea inversoare și masă;
- se vizualizează și se desenează forma de undă de la ieșire;
- se măsoară frecvența semnalului generat și se compară cu valoarea dată de relația (11).

Lucrarea nr. 10

AMPLIFICATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ REALIZATE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază amplificatoarele de tensiune alternativă realizate cu amplificatoare operaționale: circuitul **inversor** și cel **neinversor**.

2. Considerații teoretice

Amplificatoarele de tensiune alternativă se mai numesc și **amplificatoare de c.a.** și sunt circuite electronice care amplifică numai o tensiune variabilă în timp, fără să fie capabile să amplifice o tensiune constantă în timp sau tensiuni a căror viteză de variație scade sub o anumită valoare. Această proprietate se obține prin inserierea de condensatoare pe traseul semnalului de amplificat.

Condensatoarele blochează transmiterea variațiilor punctelor statice de funcționare ale tranzistoarelor aflate în interiorul AO sau în afara lui, evitându-se astfel amplificarea acestor variații care ar putea perturba funcționarea AO.

Trebuie avut însă grijă să nu fie blocată trecerea curentului continuu de polarizare la intrările AO. Acești curenți sunt necesari pentru funcționarea corectă a tranzistoarelor din etajul diferențial de intrare al AO. Dacă se observă lipsa acestor căi de c.c., se vor adăuga rezistențe prin care se creează trasee speciale de închidere a curenților de polarizare a intrărilor AO.

În cazul utilizării AO ca amplificator de c.a. trebuie ca circuitul să prezinte o amplificare redusă în c.c. pentru ca semnalele parazite de c.c., cum ar fi tensiunea de offset, U_{IO} și curentul de polarizare a intrărilor, I_b , să nu fie amplificate. În caz contrar aceste semnale ar putea reduce gama dinamică a amplificatorului prin deplasarea punctului de funcționare (se modifică valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire a AO, iar în cazul cel mai defavorabil AO se poate chiar satura).

Amplificatoarele de c.a. realizate cu AO, se comportă ca **filtre trece bandă**.

Frecvența limită inferioară a amplificatorului (f_i) este determinată de componentele pasive (R,C) din circuitul de intrare și din bucla de reacție (dacă există în bucla de reacție).

Frecvența limită superioară (f_s) depinde de amplitudinea semnalului de ieșire, astfel:

- **Pentru semnale de amplitudine mică la ieșire, frecvența limită superioară este determinată de valoarea finită a amplificării în buclă închisă.**

Dacă AO este caracterizat în buclă deschisă de un singur pol, frecvența limitată de valoarea finită a amplificării în buclă închisă depinde de coeficientul de imperfecțiuni, K_n și de produsul amplificare-bandă, **PAB**):

$$f_s = f_B = \frac{PAB}{K_n} \quad (1)$$

coeficientul de imperfecțiuni având expresia

$$K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

- **Pentru semnale de amplitudine mare la ieșire, frecvența limită superioară este determinată de SR-ul amplificatorului operațional utilizat.** Frecvența limitată de SR se scrie:

$$f_s = f_{SR} = \frac{SR}{2\pi \hat{U}_o} \quad (3)$$

unde \hat{U}_o reprezintă amplitudinea semnalului de ieșire.

Deoarece AO se poate conecta în două configurații de bază - inversoare și neinversoare, amplificatoarele de c.a. pot fi împărțite în:

- amplificatoare de c.a. inversoare (fig. 1)
- amplificatoare de c.a. neinversoare (fig. 2).

Pentru **circuitul inversor** din fig. 1 funcția de transfer se scrie:

$$A(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_{in}(j\omega)} = -\frac{j\omega C_1 R_2}{1 + j\omega C_1 R_1} \quad (4)$$

Din expresia modulului acestei funcții de transfer

$$|A(j\omega)| = \frac{\omega C_1 R_2}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2}} \quad (5)$$

știind că la frecvența limită inferioară amplificarea în modul este cu 3dB mai mică decât cea în bandă (adică la frecvențe medii), se poate determina relația pentru frecvența limită inferioară:

$$f_i = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (6)$$

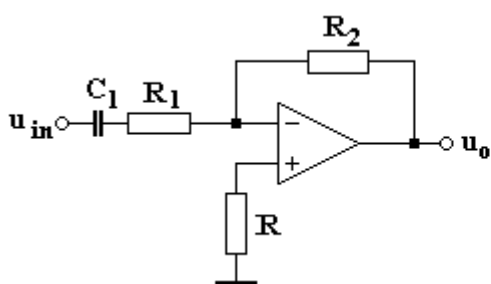


Fig. 1. Amplificator inversor de tensiune alternativă.

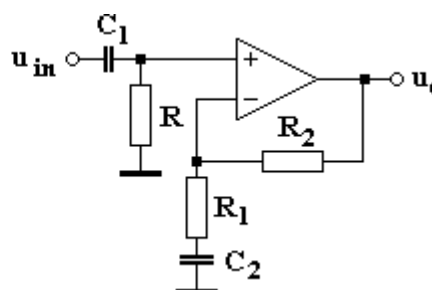


Fig. 2. Amplificator neinversor de tensiune alternativă

Pentru **circuitul neinversor** din fig. 2 funcția de transfer se scrie:

$$A(j\omega) = \frac{j\omega C_1 R}{1 + j\omega C_1 R} \cdot \frac{1 + j\omega C_2 (R_1 + R_2)}{1 + j\omega C_2 R_1} \quad (7)$$

Modulul funcției de transfer este:

$$|A(j\omega)| = \frac{\omega C_1 R \sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 (R_1 + R_2)^2}}{\sqrt{(1 + \omega^2 C_1^2 R^2)(1 + \omega^2 C_2^2 R_1^2)}} \quad (8)$$

Procedând la fel ca la amplificatorul inversor, în cazul circuitului neinversor apar următoarele situații:

- dacă se consideră valoarea condensatorului C_2 suficient de mare astfel încât

$$\sqrt{\frac{1 + \omega^2 C_2^2 (R_1 + R_2)^2}{1 + \omega^2 C_2^2 R_1^2}} \cong 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (9)$$

atunci frecvența limită inferioară este influențată doar de condensatorul de cuplaj C_1 și de rezistența R care asigură curentul continuu de polarizare a intrării neinversoare. Relația frecvenței limită inferioare este:

$$f_{i1} = \frac{1}{2\pi C_1 R} \quad (10)$$

- dacă se consideră valoarea condensatorului C_1 suficient de mare astfel încât

$$\frac{\omega C_1 R}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 R^2}} \cong 1 \quad (11)$$

atunci frecvența limită inferioară este influențată doar de condensatorul C_2 și de rezistențele R_1 și R_2 :

$$f_{i2} = \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 - 2}}{2\pi C_2 (R_1 + R_2)} \quad (12)$$

Condensatorul C_2 face ca montajul să se comporte în c.c. ca un repetor. În acest fel semnalele parazite de c.c. (U_{IO} și I_b) nu sunt amplificate.

3. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune continuă, $\pm 15V$;
- Generator de semnale sinusoidale;
- Osciloscop cu două canale;
- Multimetru electronic;
- Modulul de laborator;

4. Desfășurarea lucrării

4.1 Amplificator inversor de tensiune alternativă

- se realizează amplificatorul inversor de c.a. din fig. 1, unde $R_1=10k\Omega$, $R_2=100k\Omega$, $R=0$ și $C_1=1\mu F$.

Observații:

1. *In montajele practice valorile rezistențelor R_1 și R_2 se aleg în funcție de rezistența de intrare cerută de aplicația concretă și de valoarea necesară a amplificării montajului.*
 2. *Rezistența $R=R_2$ micșorează efectul curenților de polarizare a intrărilor. De cele mai multe ori poate să lipsească, fără să influențeze esențial funcționarea amplificatorului. Când R lipsește, intrarea neinversoare se conectează direct la masă.*
- se măsoară și se notează valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire U_O ;
 - se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu mărimea de $50mV$, valoare efectivă, se modifică frecvența semnalului, menținând amplitudinea de la intrare constantă și se măsoară valorile efective ale tensiunii de ieșire. Se completează **tabelul 1**;

Tabelul 1

| f [Hz] | 20 | 50 | 100 | 200 | 500 | 1k | 2k | 5k | 10k | 20k | 50k | 100k | 200k |
|----------|----|----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|------|------|
| $U_o[V]$ | | | | | | | | | | | | | |

- se reprezintă grafic $U_o=f(U_{in})$, se determină (grafic) valorile frecvențelor limită și se trec în **tabelul 2**;
- pentru un semnal de intrare cu valoarea efectivă de $0,7V$, se urmărește până la ce valoare de frecvență semnalul de ieșire rămâne sinusoidal (nu devine triunghiular), valoarea maximă de frecvență trecându-se în **tabelul 2** (ultima coloană);
- se calculează frecvența limită inferioară cu relația (6);
- se calculează f_B și f_{SR} (pentru cele două valori măsurate ale tensiunii de ieșire), se trec în **tabelul 2** și se compară cu f_s determinat experimental (grafic sau cu ajutorul osciloscopului);

Tabelul 2

| U_{in} [V ef] | B [MHz] | SR [V/ μs] | f_j [Hz] rel.(6) | K_n rel.(2) | f_B [kHz] rel.(1) | f_{SR} [kHz] rel.(3) | f_i [Hz] grafic | f_s [kHz] |
|--------------------|------------|---------------------|-----------------------|------------------|------------------------|---------------------------|----------------------|-------------|
| 0,05 | 1 | 0,5 | | | | | | |
| 0,7 | 1 | 0,5 | | | | | | |

4.2 Amplificator inversor de tensiune alternativă cu valori mărite ale impedanței de intrare și ale amplificării

Circuitul are aspectul din fig. 3.

- se aleg valorile: $R_1=100\text{k}\Omega$, $C_1=1\text{F}$, $R_2=1\text{M}\Omega$, $R_3=110\Omega$, $R_4=1\text{k}\Omega$, $R=0$;
- se aplică la intrare un semnal sinusoidal de 1kHz și mărimea de aproximativ 30mV, valoare efectivă;
- se măsoară valorile tensiunilor de intrare și de ieșire;
- se determină valoarea amplificării rezultată din măsurări;
- valoarea găsită se compară cu cea calculată cu ajutorul relației (13):

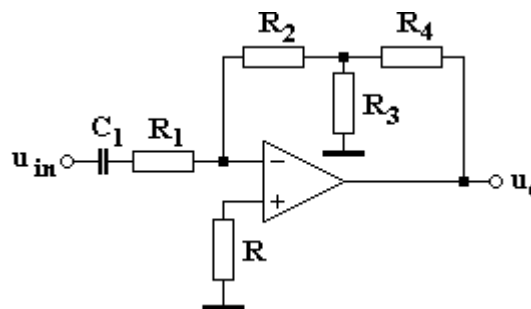


Fig. 3.

$$|A| = \frac{R_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) + R_4}{R_1} \quad (13)$$

- se completează **tabelul 3**.

Tabelul 3

| U_{in} [mV] | U_o [V] | A | |
|------------------|--------------|--------------------|-----------------|
| | | măs. (U_o/U_i) | calc. (rel. 13) |
| | | | |

Observații:

1. Pentru o valoare dată a amplificării circuitului, creșterea rezistenței R_1 în scopul măririi impedanței de intrare duce la valori mari ale rezistenței R_2 și la o înrăutățire a performanțelor amplificatorului (scade banda de frecvență). Dacă amplificarea cerută este mare și impedanța de intrare trebuie să aibă și ea valori mari (zeci de $\text{k}\Omega$ - ceea ce de cele mai multe ori este suficient de mare), pentru ca să nu se folosească valori foarte mari pentru R_2 (unități sau zeci de $\text{M}\Omega$) se utilizează tot montajul din fig. 5.
2. Condensatorul C_1 se dimensionează astfel încât reactanța sa capacitivă să fie mult mai mică (cel puțin de 10 ori mai mică) decât valoarea lui R_1 , astfel încât impedanța de intrare să depindă numai de R_1 .

4.3 Amplificator neinversor de tensiune alternativă

- se realizează montajul din fig. 2, unde $R_1=10\text{k}\Omega$, $R=R_2=100\text{k}\Omega$, $C_1=1\mu\text{F}$
- pentru $C_2=1\mu\text{F}$ se observă ce se întâmplă dacă nu se conectează rezistorul R (se măsoară valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire). Cum se explică rezultatul obținut ?;
- se urmărește influența valorii condensatorului C_2 asupra frecvenței limită inferioare a amplificatorului. Se determină f_i pentru două valori ale condensatorului C_2 : $C_{21}=33\text{nF}$ și $C_{22}=1\mu\text{F}$, aplicând la intrare un semnal de aproximativ 50mV, valoare efectivă;
- pentru $C_2=1\mu\text{F}$ se compară cele două tipuri de amplificatoare de c.a. (inversor și neinversor) și se completează **tabelul 4**, procedându-se ca la amplificatorul inversor.

Tabelul 4

| U_{in} [V ef] | B [MHz] | SR [V/ μs] | f_j [Hz] rel.(12) | K_n rel.(2) | f_B [kHz] rel.(1) | f_{SR} [kHz] rel.(3) | f_i [Hz] grafic | f_s [kHz] |
|--------------------|------------|---------------------------|------------------------|------------------|------------------------|---------------------------|----------------------|-------------|
| 0,05 | 1 | 0,5 | | | | | | |
| 0,7 | 1 | 0,5 | | | | | | |

Observații:

1. Cu ajutorul montajului de amplificare neinversor se pot obține rezistențe de intrare mari și nivele de zgomot redus. Rezistorul R nu contribuie la mărirea zgomotului echivalent la intrarea AO, dar conectarea lui este **ABSOLUT NECESARĂ** pentru a permite circulația curentului de polarizare a intrării neinversoare a AO.
2. In absența condensatorului C_2 , valoarea rezistorului R trebuie să fie $R=R_1||R_2$. Prin conectarea condensatorului C_2 , impedanța de intrare a montajului crește la valoarea $R=R_2$, deoarece $R_2 > (R_1||R_2)$.

Lucrarea nr. 11

ALIMENTAREA AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE CU TENSIUNE SIMPLĂ

1. Scopul lucrării. În lucrare se studiază posibilitatea alimentării de la o sursă simplă a amplificatorului de tensiune alternativă realizat cu AO.

2. Considerații teoretice

Amplificatoarele operaționale au elementele componente cuplate direct, fără să se utilizeze condensatoare de cuplaj. Pentru ca tensiunea de ieșire să fie zero când și cea de intrare este zero, majoritatea AO se alimentează de la o sursă dublă de tensiune.

La alimentare simplă, pentru ca AO să lucreze, sursa se conectează cu borna plus la borna pozitivă de alimentare a AO iar minusul sursei simple la borna negativă de alimentare a AO. Deoarece punctul de masă nu se mai obține în punctul median a două surse de alimentare, trebuie făcut un artificiu prin care să se obțină o referință comună de masă.

În prelucrarea semnalelor de c.c. nu este deloc practic să se folosească AO alimentate de la sursă simplă dar se pot folosi cu rezultate foarte bune în amplificatoarele de audiofrecvență, deci în c.a. În acest caz pentru cuplarea semnalului la amplificator și culegerea semnalului amplificat se utilizează condensatoare de cuplaj.

2.1 Configurația inversoare se prezintă în fig. 1, a. Între pinii de alimentare ai AO se conectează sursa simplă de c.c. E_B .

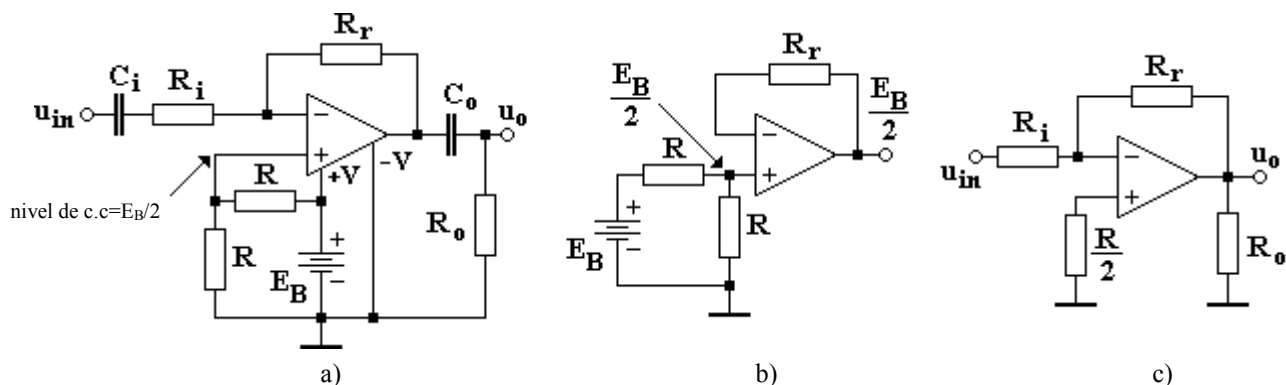


Fig. 1. Amplificator inversor de c.a. alimentat cu tensiune simplă.

Amplificatorul se poate descrie mai bine dacă se analizează separat circuitul de c.c. și cel echivalent de semnal (de c.a.). În c.c. circuitul are aspectul din fig. 1, b). Divizorul de tensiune este alcătuit din două rezistențe de valori egale, notate cu R , care stabilesc la intrarea neinversoare o tensiune de c.c. egală cu $E_B/2$. În curent continuu AO lucrează ca un repetor de tensiune, astfel că valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire este egală tot cu $E_B/2$. Trebuie remarcat faptul că este absolut necesar să se conecteze condensatorul C_i pe ramura de la intrarea inversoare. Fără acest condensator, nivelul de c.c. de la intrarea neinversoare se va amplifica cu $(1+R_r/R_i)$, ceea ce poate duce la limitarea amplitudinii maxime a semnalului amplificat sau chiar la saturarea ieșirii AO.

Semnalul de intrare se cuplează prin intermediul condensatorului C_i la rezistența aflată în serie cu intrarea inversoare. Datorită semnalelor variabile prin R_r circulă un curent alternativ iar tensiunea de pe intrarea inversoare se modifică în jurul valorii de c.c. (egal cu nivelul de c.c. de la intrarea neinversoare). Reacția negativă obligă tensiunea de la ieșirea AO să se modifice în jurul valorii de c.c. Componenta de semnal a tensiunii de ieșire se aplică rezistenței de sarcină R_o prin condensatorul de ieșire C_o care elimină componenta de c.c. și lasă să treacă doar componenta de c.a.

În fig. 1, *c* se prezintă schema echivalentă de c.a. pentru domeniul de frecvență al semnalului de intrare pentru care condensatoarele au reactanța neglijabilă.

Amplificarea circuitului la frecvențe medii (în bandă) este:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = -\frac{R_r}{R_i} \quad (1)$$

Semnalul de ieșire este în opoziție de fază cu cel de intrare, ceea ce constituie proprietatea de bază a circuitelor inversoare.

Dacă frecvența semnalului de intrare scade sub o anumită valoare, reactanța capacitivă a condensatorului C_i crește iar amplificarea scade. În același timp crește și reactanța capacitivă a condensatorului de ieșire, acest efect conducând tot la scăderea amplificării. Astfel trebuie avut în vedere faptul că ambele condensatoare influențează valoarea amplificării la frecvențe joase.

Alegerea valorii condensatoarelor se face în așa fel încât să se mențină o formă cât mai plată a răspunsului în frecvență, ceea ce presupune că reactanțele capacitive ale celor două condensatoare, determinate la frecvența cea mai mică, trebuie să fie mult mai mici decât valoarea rezistenței cu care sunt cuplate în serie. Dacă notăm valoarea cea mai mică de frecvență ce trebuie amplificată cu f_i , atunci cererea formulată anterior se îndeplinește pentru:

$$\frac{1}{2\pi f_i C_i} \ll R_i, \quad \frac{1}{2\pi f_i C_o} \ll R_o \quad (2)$$

de unde rezultă că cele două condensatoare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

$$C_i \gg \frac{1}{2\pi f_i R_i}, \quad C_o \gg \frac{1}{2\pi f_o R_o} \quad (3)$$

Tipic, valorile condensatoarelor se consideră de zece ori mai mari decât termenii din dreapta inecuațiilor (3).

Funcționarea liniară are loc dacă semnalul de ieșire se află în domeniul de variație de la aproximativ 2V la $E_B - 2V$. De exemplu, dacă tensiunea simplă de alimentare este egală cu 15V, funcționarea liniară are loc pentru variația semnalului de ieșire între 2V și 13V, adică pentru o variație de 11V vârf la vârf.

2.2 Configurația neinversoare se prezintă în fig. 2, *a*. Circuitul de c.c. este identic cu cel de la amplificatorul inversor. Tensiunea de c.c. de la ieșire este egală tot cu $E_B/2$.

Funcționarea amplificatorului neinversor este asemănătoare cu cea a celui inversor, cu deosebirea că semnalul se cuplează la intrarea neinversoare prin intermediul condensatorului C . În domeniul de frecvență în care condensatoarele au reactanță neglijabilă, circuitul echivalent de c.a. este prezentat în fig. 2, *b*. Amplificarea în bandă a circuitului este:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = 1 + \frac{R_r}{R_i} \quad (4)$$

Față de configurația inversoare, în acest caz se folosesc trei condensatoare, deci trebuie calculate trei reactanțe. Condensatoarele C_i și C_o se determină la fel ca la circuitul inversor, folosind relațiile (3). Pentru a determina valoarea condensatorului C , se observă mai întâi că rezistența de intrare este $R/2$, astfel că se poate scrie:

$$\frac{1}{2\pi f_i C} \ll \frac{R}{2} \quad (5)$$

de unde rezultă

$$C \gg \frac{1}{\pi \cdot f_i \cdot R} \quad (6)$$

Discuția referitoare la tensiunile de saturație de la amplificatorul inversor este valabilă și în cazul amplificatorului neinversor.

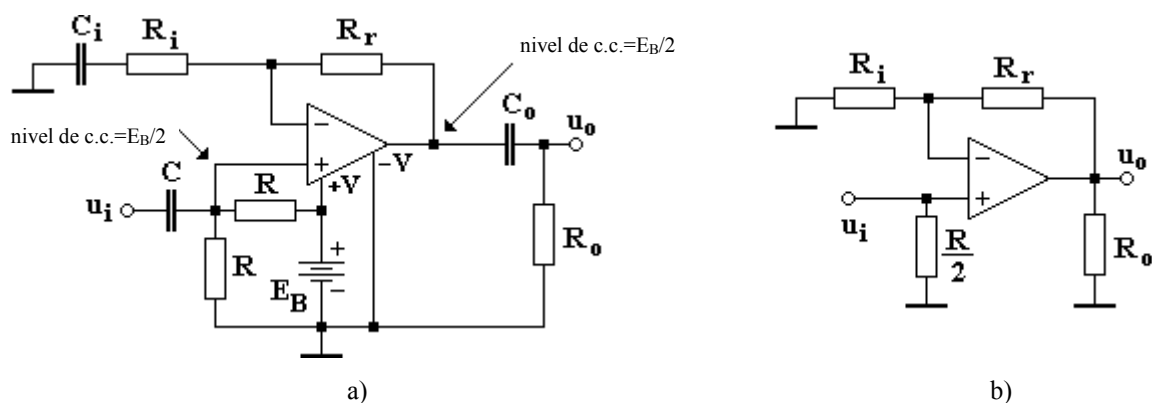


Fig. 2. Amplificator neinversor de c.a. alimentat cu tensiune simplă.

Un element comun celor două configurații este acela că, din cauza condensatoarelor de cuplaj care separă componentele de c.c. de cele de c.a., offset-ul și curenții de polarizare a intrărilor nu ridică probleme. **Este foarte important însă să se asigure căile de c.c. pentru circulația curenților de polarizare a intrărilor AO.**

Dacă rezistența de intrare a montajului neinversor, egală cu $R/2$, are valoare prea mică, pentru a nu se schimba valoarea lui R se poate utiliza schema din fig. 3, a. Circuitul echivalent în c.a. se prezintă în fig. 3, b. Condensatorul de decuplare C_d face ca punctul de înseriere a rezistoarelor R să devină punct de masă din punct de vedere alternativ și astfel rezistența de intrare a montajului devine egală cu R_1 .

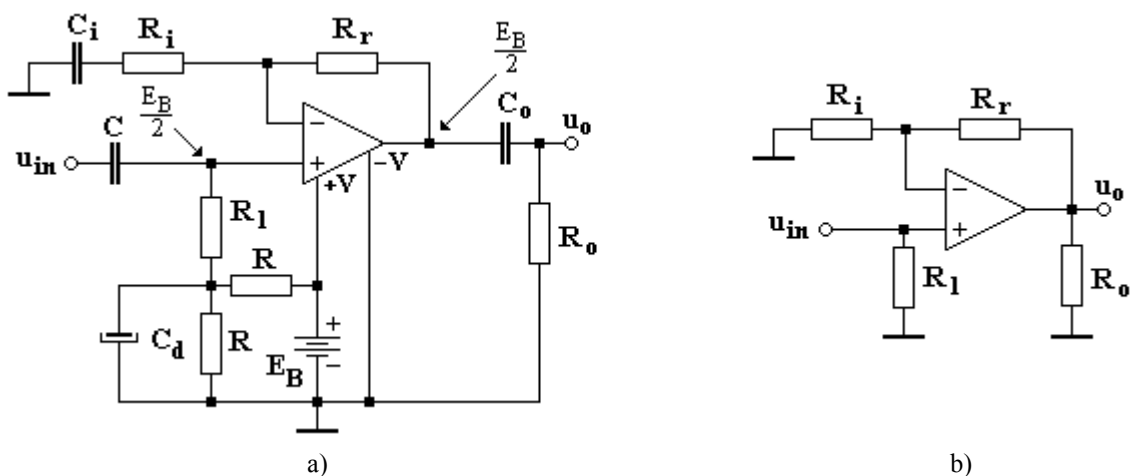


Fig. 3. Amplificator neinversor de c.a. alimentat cu tensiune simplă și rezistență de intrare mărită.

3. Aparate necesare

- Sursă dublă de tensiune continuă, $\pm 15V$;
- Sursă simplă de tensiune continuă;
- Generator de semnale sinusoidale;
- Osciloscop cu două canale;
- Multimetru electronic;
- Modulul de laborator;

4 Desfășurarea lucrării

4.1 Amplificator inversor de c.a. alimentat cu tensiune simplă

a) Influența potențialului de c.c. de la intrarea neinversoare a AO, V_{neinv}

- se realizează amplificatorul inversor de c.a. din fig.1, a unde $R_i=10k\Omega$, $R_f=100k\Omega$ și $C_i=1\mu F$. Ieșirea circuitului se consideră chiar ieșirea AO;
- la intrarea neinversoare se conectează sursa simplă de tensiune continuă (cu minusul la masă) pentru a crea potențialul V_{neinv} ;
- se modifică potențialul V_{neinv} conform valorilor din **tabelul 1**, la intrarea amplificatorului se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și se determină pentru fiecare potențial V_{neinv} valoarea maximă nedistorsionată (vârf-la-vârf) a semnalului de ieșire;
- care este valoarea optimă a potențialului V_{neinv} ?

Tabelul 1

| | | | | | | | | | | |
|---------------------------|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|
| V_{neinv} [V] | 0 | 2 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 10 | 12 | 14 |
| U_o [V _{v-v}] | | | | | | | | | | |

b) Caracteristica de frecvență

- se realizează amplificatorul inversor de c.a. din fig.1, a unde $R_i=10k\Omega$, $R_f=100k\Omega$ și $C_i=1\mu F$. Semnalul de ieșire se culege de la ieșirea AO;
- la intrarea neinversoare se aplică un potențial pozitiv, egal cu aproximativ 1/2 din tensiunea de alimentare;
- la intrarea circuitului se aplică un semnal sinusoidal cu mărimea de 50mV, valoare efectivă;
- se păstrează constantă amplitudinea semnalului de intrare, se modifică frecvența și se măsoară valoarea efectivă a semnalului de ieșire;
- se completează **tabelul 2**;

Tabelul 2

| | | | | | | | | | | | | | |
|-----------|----|----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|------|------|
| f [Hz] | 20 | 50 | 100 | 200 | 500 | 1k | 2k | 5k | 10k | 20k | 50k | 100k | 200k |
| U_o [V] | | | | | | | | | | | | | |

- se reprezintă grafic $U_o=f(U_{in})$, se determină (grafic) valorile frecvențelor limită și se trec în **tabelul 3**;
- trecând la egalitate în prima inegalitate din relația (2), se determină, prin calcul, valoarea frecvenței limită inferioare și se trece în **tabelul 3**;
- frecvența limită superioară, pentru semnal mic la ieșire, se determină cu relația:

$$f_s = \frac{PAB}{K_n} \quad (7)$$

unde $PAB=1MHz$ reprezintă valoarea produsului amplificare-bandă pentru AO de tipul $\mu A 741$, iar $K_n=1+R_f/R_i$ - coeficientul de imperfecțiuni.

Tabelul 3

| R_i [k Ω] | R_f [k Ω] | K_n — | C_i [μF] | B [MHz] | f_i [Hz] | | f_s [kHz] | |
|------------------------|------------------------|------------|----------------------|------------|------------|------|-------------|------|
| | | | | | calc. | măs. | calc. | măs. |
| 10 | 100 | | 1 | 1 | | | | |

- se compară rezultatele obținute cu cele de la amplificatorul inversor de c.a. alimentat cu tensiune dublă. Cum se explică asemănările și diferențele dintre cele două amplificatoare?

Lucrarea nr. 12

CIRCUITUL DE TEMPORIZARE β E 555

1. Scopul lucrării. În lucrare se prezintă modul de funcționare a circuitului de temporizare β E 555, caracteristicile de ieșire și o parte din aplicațiile practice ale acestui circuit.

2. Considerații generale

β E 555 este un circuit integrat monolitic bipolar care realizează temporizări sau oscilații libere prin încărcarea și descărcarea unui condensator extern. β E 555 poate fi utilizat ca circuit de interfață sau ca timer de precizie.

Datorită modului de control al tensiunilor externe de temporizare, prin comparatoare de bună calitate, precizia în timp, cu temperatura și tensiunea de alimentare este foarte bună. Etajul final suportă curenți mari de ieșire (până la 200mA). Gama tensiunilor de alimentare este de la 4,5 la 18 V.

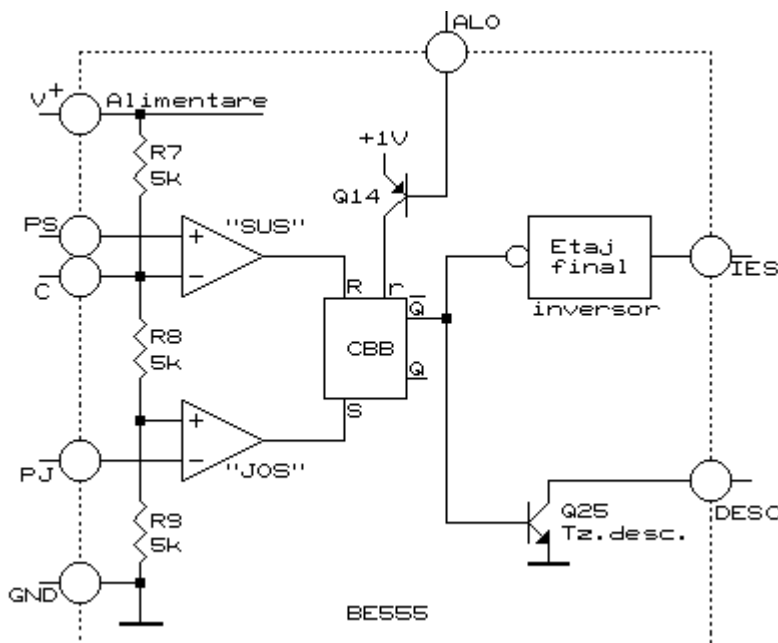


Fig. 1. Schema electrică simplificată a circuitului integrat β E 555.

Schema electrică simplificată a circuitului integrat β E 555 se prezintă în figura 1.

Pentru înțelegerea funcționării trebuie analizată starea circuitului basculant bistabil (CBB) intern, în funcție de comenzile care apar pe cele trei intrări ale sale "S" (Set), "R" (Reset) și "r":

- pentru $R = 1 \Rightarrow Q = 0$,
- pentru $S = 1 \Rightarrow Q = 1$,
- pentru $R=0$ și $S=0$ se memorează starea anterioară a bistabilului,
- pentru $S=1$ și $R=1 \Rightarrow Q = 1$ - comanda "S" este prioritară,
- pentru $r = 1 \Rightarrow Q = 0$ indiferent de starea celorlalte două intrări.

Terminalul de ieșire (IES) copiază în fază starea circuitului basculant dar la un nivel de putere mult mai ridicat.

Intrările "R" și "S" sunt comandate intern de către comparatoarele notate "SUS" și "JOS" în fig. 1. Acestea compară tensiunea aplicată din exterior pe una din intrări PS respectiv PJ, cu

nivelele de tensiune $0,66 \cdot V^+$ și respectiv $0,33 \cdot V^+$, unde V^+ este tensiunea de alimentare a circuitului. Ținând cont de configurația circuitului se poate deduce următoarea funcționare:

- pentru $V_{PS} > 0,66 \cdot V^+ \Rightarrow R = 1 \Rightarrow Q = 0$
- pentru $V_{PS} < 0,66 \cdot V^+ \Rightarrow R = 0$ - circuitul memorează starea anterioară;
- pentru $V_{PJ} > 0,33 \cdot V^+ \Rightarrow S = 0$ - circuitul memorează starea anterioară;
- pentru $V_{PJ} < 0,33 \cdot V^+ \Rightarrow S = 1 \Rightarrow Q = 1$

Dacă ieșirea circuitului este în "0" atunci terminalul "DESC" este pus la masă de tranzistorul Q25 care în acest caz este saturat; în caz contrar Q25 este blocat.

Dacă terminalul "ALO" este pus la masă (tensiune mai mică de 0,4V) atunci intrarea $r=1$ și ieșirea circuitului va fi forțată în "0" indiferent de tensiunile aplicate terminalelor (PS) și (PJ).

3. Montajul experimental

Montajul de pe platforma de lucru, conceput pentru a se putea realiza cât mai multe aplicații practice, este prezentat în figura 2.

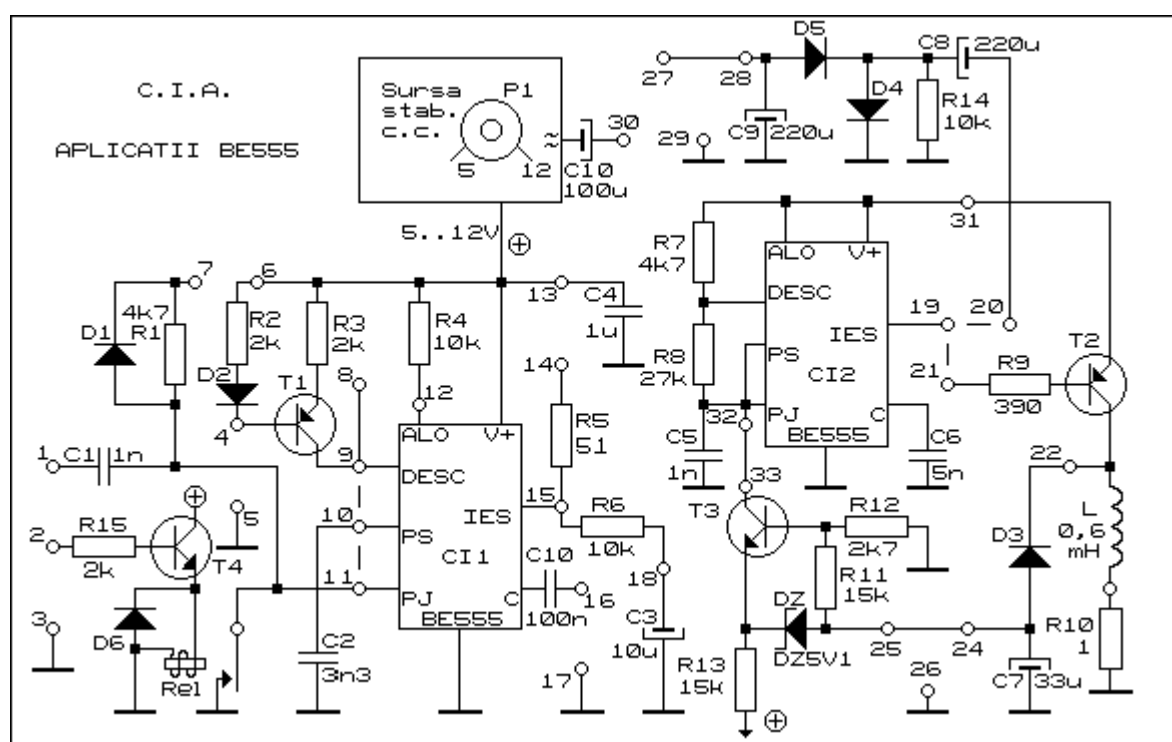


Fig. 2. Schema montajului experimental.

Primul circuit integrat de pe platforma de lucru (CI1) are disponibile aproape toate terminalele iar cel de-al doilea (CI2 împreună cu R7, R8, C5 și C6) este conectat în configurație de astabil și generează impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de aproximativ 20kHz. Alimentarea pentru CI1 se face cu ajutorul unui alimentator reglabil (de la 5 la 12V) inclus în platforma de lucru. Alimentatorul este prevăzut cu o intrare (borna 30) care permite suprapunerea unei componente alternative peste componenta continuă. Se poate alimenta și CI2 de la aceeași sursă de alimentare conectând borna 13 cu 31.

Elementele R1, C1 și D1 permit realizarea unui circuit de derivare care se conectează prin scurtcircuitarea bornelor 6 și 7; elementele R2, R3, D2, T1 permit realizarea unei surse de curent constant prin conectarea unui rezistor de polarizare (R17) între baza lui T1 și masă. Circuitul realizat cu T4 (conectat ca repetor), R15, D6 permite comanda releului "Rel". Elementele R6 și C4 constituie un filtru trece-jos simplu.

Cu ajutorul elementelor C8, C9, D4, D5, R14 se realizează un convertor capacitiv de tensiune iar cu elementele T2, R9, L1, D3 și C7 se realizează o sursă în comutație, prevăzută cu un regulator de tensiune realizat cu T3, DZ, R11, R12, R13, regulator care se conectează prin

scurtcircuitarea bornelor **32** și **33**. La utilizarea sursei în comutație se va utiliza o sursă externă de curent continuu cu putere suficientă.

4. Aparate și materiale necesare

- Versatester sau Generator de semnale de tip POF;
- Sursă de tensiune continuă 0..15V; 0,5A;
- Osciloscop catodic cu două canale;
- Multimetru numeric;
- Montajul "BE 555 - APLICAȚII";
- Ampermetru
- Rezistoare diverse;
- Cabluri diverse; scurtcircuitoare - 2 buc.

5. Desfășurarea lucrării

5.1. Determinarea caracteristicii de transfer între intrare (terminalele PS și PJ conectate împreună) și ieșire (IES), respectiv între intrare și terminalul "DESC".

Se realizează configurația din fig. 3. Se aplică la intrare o tensiune alternativă care se modifică între limitele 0... V^+ . Se va regla tensiunea de offset la generatorul de tip POF la circa $V^+/2$ peste care se suprapune o componentă alternativă cu amplitudinea de aproximativ $V^+/2$ (V^+ fiind tensiunea de alimentare).

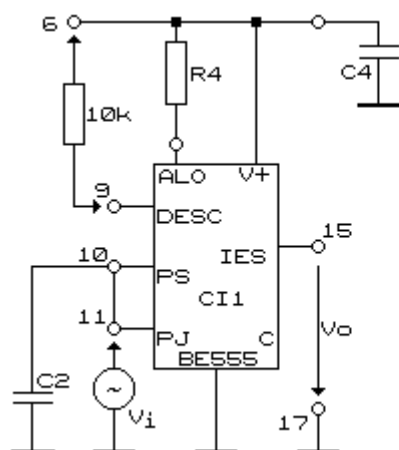


Fig. 3.

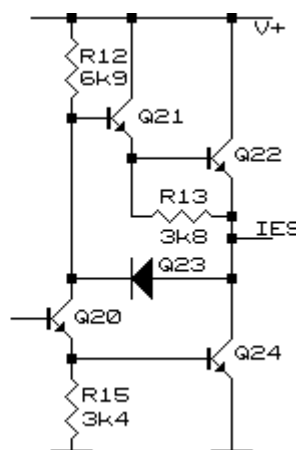


Fig. 4, a).

Se va lucra cu o tensiune V^+ de 5V și apoi 9V (reglabilă de la potențiometrul P1 al sursei interne de alimentare a montajului). Canalul X al osciloscopului se va conecta la bornele PS și PJ legate împreună iar intrarea Y la ieșire și apoi la terminalul "DESC" al CI1. Se vor schița caracteristicile de transfer obținute și se vor preciza valorile de tensiune la intrare pentru care are loc comutarea tensiunii la ieșire (separat pentru cele două tensiuni de alimentare). Ținând cont de modul de funcționare al circuitului prezentat anterior să se justifice forma acestor caracteristici.

ATENȚIE: Tensiunea pe terminalul PJ nu trebuie să fie negativă. Dacă $(V^+ - V_{PJ}) > 20V$ atunci există pericolul de a distruge tranzistorul de polarizare al comparatorului "JOS" din interiorul CI1.

Această schemă se poate utiliza ca **formator de impulsuri dreptunghiulare** (cu histerezis) pentru un semnal de intrare cu amplitudine suficientă; în acest caz se va monta un divizor de tensiune care va polariza static intrarea la $V^+/2$.

Caracteristicile se pot obține și în regim static utilizând o sursă variabilă de tensiune continuă. Tensiunea aplicată la intrare va fi crescută lin de la 0 la V^+ și apoi scăzută de la V^+ la 0, observând pragurile la care are loc comutarea tensiunii de ieșire.

5.2. Caracteristicile de ieșire. Schema internă a etajului de ieșire este prezentată în fig 4, a. Se va regla V^+ la 9V.

Se va realiza configurația din fig. 4, b (se conectează terminalul PS la V^+). Se va obține astfel "0" logic la ieșire. Se va conecta o sursă de tensiune reglabilă (V_{aux}) înseriată cu un ampermetru ca în figură și se va determina caracteristica statică a ieșirii (poziționată în "0" logic) completând **tabelul 1**.

Tabelul 1

| | | | | | | | | |
|-----------|---|----|----|----|-----|-----|-----|-----|
| I (mA) | 0 | 50 | 80 | 90 | 100 | 120 | 150 | 200 |
| V_o (V) | | | | | | | | |

ATENȚIE: Nu se va depăși valoarea de 250mA la ieșire pentru că apare pericolul de distrugere al tranzistorului Q24 din interiorul CII.

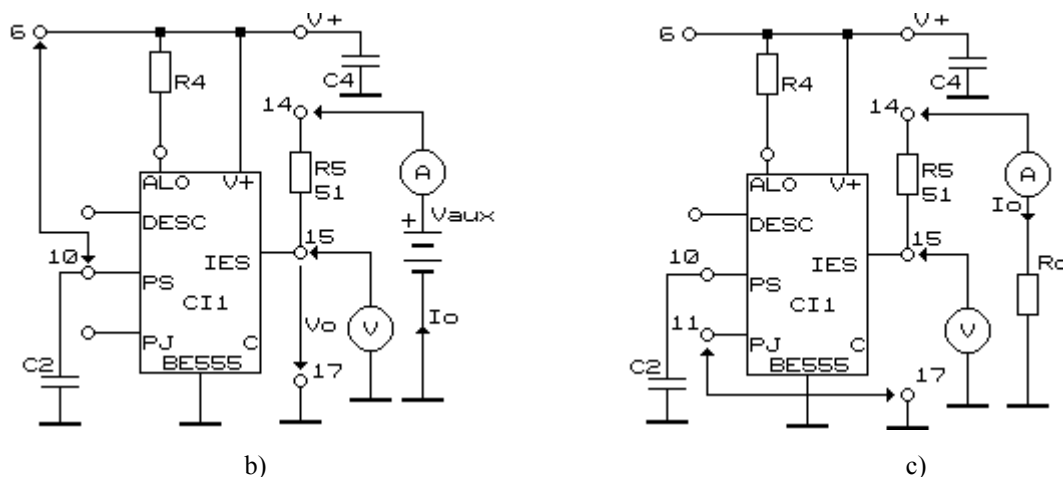


Fig. 4.

Se va reprezenta caracteristica $I_o=f(V_o)$. Să se justifice forma acestei caracteristici și să se explice rolul tranzistorului Q23 (montat ca diodă) în funcționarea etajului de ieșire în stare "0" (tranzistorul Q20 este saturat).

Se realizează configurația din fig. 4, c (se va conecta PJ la masă). Ieșirea va comuta în "1" logic. Se vor conecta diverse rezistoare R_o și se va completa **tabelul 2**.

Tabelul 2 ($V^+=9V$)

| | | | | | |
|--------------------|----------|-----|------|-----|---|
| R_o [Ω] | ∞ | 30k | 2,2k | 150 | 0 |
| V_o [V] | | | | | |
| I_o [mA] | 0 | | | | |

Tabelul 3 ($R_o=2k2$)

| | | | |
|-----------|---|---|----|
| V^+ [V] | 5 | 9 | 12 |
| V_o [V] | | | |

Se va calcula I_o cu relația evidentă:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o + R_5} \quad (1)$$

Utilizând rezistorul $R_o=2k2$ se va completa **tabelul 3**. Să se arate care este legătura dintre tensiunea de alimentare și tensiunea de ieșire în stare "1".

Se vor reprezenta caracteristicile $V_o=f(I_o)$ și $V_o=f(V^+)$. Justificați forma caracteristicilor ținând seama de schema internă a etajului final (Q20 este blocat).

5.3. Monostabil. Se realizează configurația din fig. 5 (se introduc două scurtcircuitoare: unul între PS și "DESC", celălalt conectează circuitul de derivare). Se reglează tensiunea sursei interne de alimentare la 9V.

Se conectează rezistorul R (între "DESC" și V^+) și se comandă circuitul CI1 (monostabil) de la generatorul de tact realizat cu CI2 (conectat în configurație de astabil cu frecvența de circa 20

kHz). Comanda directă se obține prin legarea ieșirii din CI2 la “IN1” (borna 1) iar comanda prin circuit de derivare se obține prin conectarea tactului la “IN2” (PJ al CI1).

Se completează **tabelul 4**, măsurând T_M (durata în care impulsul de ieșire este în “1” logic) pe osciloscopul conectat la ieșirea din CI1.

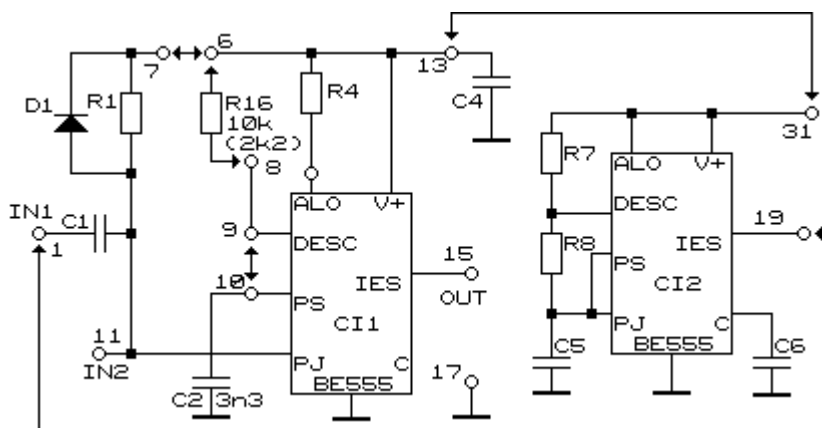


Fig. 5. Circuitul monostabil.

Se calculează lățimea impulsului cu relația teoretică

$$T_M = 1,1 \cdot R_{16} \cdot C_2 \quad (2)$$

și se trece în tabel. Să se justifice diferențele dintre timpii mășurați (în cazul celor două tipuri de comandă) față de valoarea calculată cu relația (2).

Tabelul 4 ($V^+=9V$)

| Comandă | | $R_{16}=10k\Omega$ | $R_{16}=2,2k\Omega$ |
|--------------|-------------|--------------------|---------------------|
| direct | T_M | | |
| circ. deriv. | exp. | | |
| | T_M calc. | | |

Tabelul 5 ($R_{16}=10k$)

| $V^+[V]$ | 5 | 9 | 12 | $\epsilon(\%/V)$ |
|---------------|---|---|----|------------------|
| $T_M [\mu s]$ | | | | |

Se va vizualiza și se va schița forma de undă la terminalul PJ pentru cazul comenzii cu circuit de derivare. Să se justifice forma de undă obținută.

Se va studia influența tensiunii de alimentare asupra duratei monostabilului. Pentru $R=10k\Omega$ se va modifica tensiunea de alimentare la cele trei valori din **tabelul 5** și se va măsura lățimea impulsului. Se va completa tabelul și se va calcula eroarea temporizării cu tensiunea de alimentare (se vor lua în calcul valorile extreme măsurate) și se compară cu deriva cu alimentarea dată în catalog (0,1%/V). Explicați relația independentă a temporizării cu tensiunea de alimentare ținând cont de modul de funcționare al circuitului.

5.4. Astabil (oscilator de relaxare). Se realizează configurația din fig. 6 cu $R_a=30K\Omega$ și $R_b=1M\Omega$ (apoi $R_b=10k\Omega$). Se completează **tabelul 6**. Timpul t_1 reprezintă durata cât circuitul stă în “1” logic la ieșire. Pentru calcularea valorilor teoretice se vor utiliza relațiile (3).

$$T = (R_a + 2 \cdot R_b) \cdot C_2 \cdot \ln 2 \quad (3)$$

$$t_1 = (R_a + R_b) \cdot C_2 \cdot \ln 2$$

Se vor desena formele de undă ale tensiunii de la ieșire, de pe condensator și de la terminalul “DESC”. Cele trei forme de undă se reprezintă una sub alta (sincron în timp). Pe baza formelor de undă și ținând seama de structura internă se va explica funcționarea astabilului și rolul componentelor externe.

Se observă posibilitatea de a obține factori de umplere $F = \frac{t_1}{T} = 0,5 \dots 1$. Forma de undă simetrică apare pentru $F=0,5$ dacă $R_a \ll R_b$. Pentru a obține factori de umplere mai mici de 0,5 se

pune în paralel cu R_b o diodă (cu catodul spre condensator și anodul la terminalul “DESC”). Se obține astfel un timp de încărcare: $t_1 = R_a \cdot C_2 \cdot \ln 2$.

Observație: Se recomandă ca $R_a > \frac{V^+}{1\text{mA}}$ - pentru a nu supraîncărca tranzistorul de descărcare

Q25. (Pentru condensatori de valori mici - nF... zeci de nF - se pot folosi și rezistoare R_a de valori mai mici.)

Pentru a studia influența tensiunii de alimentare asupra perioadei circuitului astabil se va completa **tabelul 7** pentru $R_b=1\text{M}\Omega$. Calculul erorii perioadei semnalului (generat de CI1) cu tensiunea de alimentare se va face pentru valorile extreme măsurate. Eroarea determinată se compară cu deriva tipică cu alimentarea (din catalog) 0,3%/V.

Tabelul 6 ($V^+=9\text{V}$)

| R_b | | $1\text{M}\Omega$ | $10\text{k}\Omega$ |
|-------|-------|-------------------|--------------------|
| T | măs. | | |
| | calc. | | |
| t_1 | măs. | | |
| | calc. | | |

Tabelul 7 ($R_b=1\text{M}\Omega$)

| V^+ [V] | 5 | 9 | 12 | ε (%/V) |
|-----------|---|---|----|---------------------|
| T [ms] | | | | |

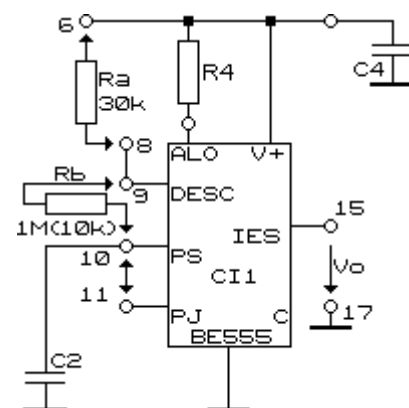


Fig. 6.

5.5. Insuficienta filtrare a tensiunii de alimentare. Utilizând montajul de astabil de la punctul anterior, pentru $R_b=1\text{M}\Omega$ se suprapune peste $V^+=9\text{V}$ o componentă alternativă cu frecvența de 0,5..1kHz, a cărei amplitudine se va fi modifica în limitele 0..5Vv-v. (Aceasta se va obține conectând generatorul de semnal la intrarea “≈” a sursei interne de alimentare).

Se vor observa efectele insuficientei filtrări a tensiunii de alimentare, efecte care merg de la perioade inegale ale impulsurilor (pentru amplitudini ale pulsațiilor sursei de 0,4Vv-v efectul este foarte vizibil) și până la pilotarea astabilului de pulsațiile din sursa de alimentare (pe un multiplu al frecvenței acesteia sau pentru amplitudini mai mari de 4Vv-v chiar pe frecvența pulsațiilor).

Se va vizualiza tensiunea de la ieșirea astabilului (eventual sincron cu tensiunea de alimentare), se vor schița formele de undă considerate semnificative și se vor descrie efectele și nivelele de ondulație la care apar aceste efecte.

5.6. Opțional utilizând platforma “ $\beta E 555$ - APLICAȚII” se pot realiza și alte aplicații ale circuitului de temporizare $\beta E 555$:

- înlăturarea vibrațiilor contactelor mecanice;
- modulator de impulsuri în durată;
- generator de rampă liniară;
- convertor frecvență-tensiune;
- convertor capacitiv de tensiune pozitivă în tensiune negativă;
- sursă de tensiune negativă în comutație cu și fără sistem de reglare a tensiunii.

BIBLIOGRAFIE

- [BOD84] Bodea, M. ș.a. - Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol.III, Editura Tehnică, București, 1984
- [GRA97] Gray, P. și Meyer, R. - Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare, traducere după ediția a III-a , Bodea, M., Editura Tehnică, București, 1997
- [MAN83] Manolescu, A. ș.a. - Circuite integrate liniare, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983
- [MAN87] Manolescu, A.M. și Manolescu, A. - Circuite integrate liniare. Culegere de probleme, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1987
- [PAN97a] Pană, Gh. - Amplificatoare operaționale. Curs, Universitatea Tehnică Cluj-Napoca, 1997
- [PAN97b] Pană, Gh. - Circuite integrate analogice. Curs, Universitatea Transilvania Brașov, 1997
- [SER94] Șerban, Gh. ș.a. - Spice. Simularea circuitelor analogice - nouă eră în inginerie, Editura Militară, București, 1994
- [SIM86] Simion, E. ș.a - Montaje electronice cu circuite integrate analogice, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986
- [STA94] Stanley, W.D. - Operational Amplifiers with Linear Integrated Circuits, Macmillan College Publishing Company, third edition, USA, 1994
- [TUD96] Tudor, M. - Spice, Editura Teora, București, 1996