

Laurențiu FRANGU, Silviu EPURE

CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

Îndrumar de laborator

Introducere

Această culegere de lucrări de laborator este destinată studenților din profilul Electronică, Telecomunicații și Tehnologii Informaționale. Ea cuprinde, în principal, referatele lucrărilor efectuate de studenții anului 2, în cadrul disciplinei „Circuite electronice fundamentale”, pentru deprinderea metodelor de evaluare experimentală a performanțelor circuitelor analogice. În afară de dobândirea abilităților menționate, lucrările mai au ca scop verificarea proprietăților circuitelor analogice uzuale. După efectuarea setului de lucrări, ne așteptăm ca studenții să aibă abilitatea de a face, în mod independent, măsurări asupra circuitelor electronice (în primul rând, asupra celor analogice), și să aibă o imagine cuprinzătoare asupra performanțelor uzuale ale acestor circuite. Textul lucrărilor poate fi mai apoi folosit ca referință pentru metodele de măsurare și evaluare. În acest scop, el a fost redactat astfel încât să poată fi folosit de studenții din ani mai mari, de absolvenții electroniști, dar și de alți profesioniști, interesați de evaluarea experimentală a circuitelor electronice.

Un alt scop al ședințelor de laborator este exersarea abilității de a scrie un raport asupra testelor și evaluării experimentale, cerut în multe activități industriale. Din acest motiv, câteva referate conțin și modele ale raportului aferent, chiar dacă raportul este foarte sumar, în comparație cu cele cerute în laboratoarele specializate în testare și evaluare.

Numărul lucrărilor este mai mare decât cel al ședințelor de laborator, aferente disciplinei „Circuite electronice fundamentale”, astfel încât unele pot fi efectuate facultativ sau în cadrul altor discipline, după decizia titularului.

Cele mai multe dintre tehnicile menționate în lucrările de laborator sînt independente de tipurile aparatelor folosite. Totuși, câteva sînt legate de performanțele sau meniurile aparatelor. Pentru acestea, există un capitol introductiv, în care sînt descrise, în amănunt, manevrele necesare pentru măsurare. În mod evident, dacă folosim alte aparate, manevrele pot să difere, deși scopul și principiul măsurării rămîn neschimbate. În astfel de cazuri, inginerul trebuie să consulte manualul de utilizare al aparatului pe care îl are la dispoziție, astfel încât să adapteze tehnica de măsurare la aparatele existente.

Dorim ca textul lucrărilor să le fie de folos celor interesați și le urăm succes în activitatea profesională. Așteptăm observații critice la adresele: Laurentiu.Frangu@ugal.ro, Silviu.Epure@ugal.ro.

Autorii

Obiectivele lucrării:

- evaluarea dispersiei parametrice a rezistenței unui lot de rezistoare
- evaluarea dispersiei parametrice a amplificării în curent, pentru un lot de tranzistoare
- evaluarea efectului temperaturii asupra p.s.f., în etaje de amplificare cu tranzistor bipolar
- comparație între sensibilitatea la temperatură a trei soluții de polarizare a tranzistoarelor bipolare

Aparate necesare: platforme experimentale cu etaje de amplificare cu tranzistor bipolar, sursă de alimentare stabilizată 15V/0,5A, voltmetru electronic, multimetru cu funcțiuni de măsurare rezistență, H_{FE} și temperatură.

Breviar teoretic

Pentru aparate de uz industrial și pentru cele care realizează măsurări de precizie, proiectantul trebuie să țină cont de dispersia parametrilor dispozitivelor, întrucât aceasta introduce incertitudini asupra performanțelor aparatului. Spre exemplu, limitele funcționării liniare, limitele benzii, amplificarea, sînt influențate de parametrii modelelor dispozitivelor, care au valori incerte, adică pot fi în limitele 50% – 200%, față de valoarea nominală. Influența parametrilor se exercită direct, întrucât ei intervin în calculul performanțelor aparatului, cît și indirect, întrucât valorile lor modifică punctele statice de funcționare. Cele mai frecvente cazuri de parametri, ale căror valori nu pot fi garantate de procesul de fabricație: amplificarea în curent a tranzistorului bipolar, H_{FE} , tensiunea de prag a tranzistoarelor TEC, V_p , curentul printr-o diodă blocată. Spre exemplu, în foaia de catalog a unei serii de tranzistoare bipolare, nu este indicată valoarea nominală a parametrului H_{FE} (β), ci un interval (figura 1). Prin comparație, dispersia parametrilor la componente pasive este sensibil mai mică decît cea de la semiconductoare. Spre exemplu, dispersia rezistenței într-un lot de rezistoare poate fi aleasă convenabil, întrucât există serii de fabricație cu toleranțe de la $\pm 0,1\%$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: ($T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)					
SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
h_{FE}	$V_{CE}=5.0\text{V}$, $I_C=10\mu\text{A}$ (BC107B, BC108B, BC109B)	40			
h_{FE}	$V_{CE}=5.0\text{V}$, $I_C=10\mu\text{A}$ (BC108C, BC109C)	100			
h_{FE}	$V_{CE}=5.0\text{V}$, $I_C=2.0\text{mA}$ (BC107)	110		450	
h_{FE}	$V_{CE}=5.0\text{V}$, $I_C=2.0\text{mA}$ (BC107A)	110		220	
h_{FE}	$V_{CE}=5.0\text{V}$, $I_C=2.0\text{mA}$ (BC107B, BC108B, BC109B)	200		450	
h_{FE}	$V_{CE}=5.0\text{V}$, $I_C=2.0\text{mA}$ (BC108C, BC109C)	420		800	

Figura 1: Intervalele anunțate de fabricant, în foaia de catalog, pentru parametrul H_{FE} (β)

În mod uzual, împrăștierea (dispersia) valorilor unui parametru este reprezentată printr-o histogramă, adică un grafic al frecvenței de apariție a valorilor parametrului, în funcție de intervalele în care sînt grupate aceste valori. Un exemplu de histogramă este prezentat în figura 2, în care intervalele au fost alese egale. Mărimea variabilă analizată este rezistența, într-un lot de rezistoare, de 8,2k Ω , 5% (intervalul admisibil este 7,79 k Ω – 8,61 k Ω).

O precauție similară este necesară, pentru a limita efectul temperaturii, asupra performanțelor. Din nou, acest efect survine direct, prin modificarea parametrilor care intervin în calculul performanțelor, dar și indirect, prin modificarea punctelor statice de funcționare. Spre exemplu, amplificarea în curent a tranzistoarelor bipolare, tensiunea de deschidere a joncțiunilor, tensiunea de străpungere a diodelor stabilizatoare (Zener), capacitățile parazite ale tranzistoarelor, curentul prin joacțiunea blocată, tensiunea de decalaj și curentul de polarizare ale amplificatoarelor operaționale, toate sînt influențate substanțial de temperatură. Prin comparație, efectul temperaturii

asupra rezistenței rezistoarelor este mai redus, decât asupra semiconductoarelor: amplificarea în curent a tranzistoarelor bipolare poate varia cu 1,5%/K, în timp ce variația rezistoarelor este sub 0,1%/K. De reținut că tensiunea pe o joncțiune cu siliciu, în polarizare directă, variază aproximativ cu -2mV/K , proprietate care este folosită pentru măsurarea temperaturii.

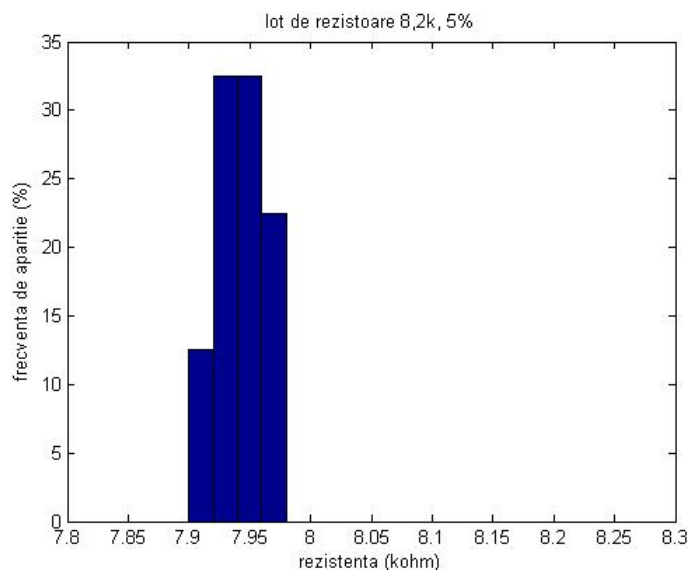


Figura 2: Histogramă

Dintre schemele de circuit de polarizare, pe care le poate alege proiectantul, unele manifestă sensibilitate mare la dispersia parametrică și la variația temperaturii – acestea sînt cele de evitat. Cu un circuit puțin mai evoluat, care beneficiază de reacție negativă în c.c., se poate obține o sensibilitate mai mică (vezi capitolul 2 din culegerea de probleme). Spre exemplu, circuitele din figura 3, sînt ordonate de la sensibilitate mare (a) spre sensibilitate scăzută (c), față de variația temperaturii.

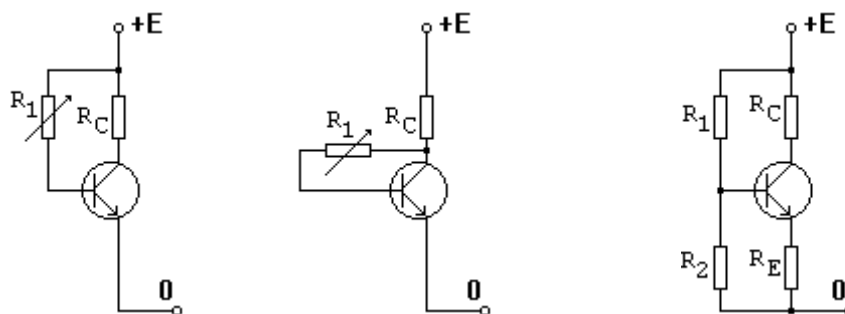


Figura 3: Schemele unor circuite de polarizare, pentru tranzistoare bipolare

Modul de lucru

1. Scopul punctelor 1-4 este de a compara dispersia rezistenței, într-un lot de rezistoare, cu dispersia parametrului β , pentru un lot de tranzistoare bipolare.

Se măsoară valorile rezistenței, pentru un lot de rezistoare. Se folosește un multimetru, cu afișor de cel puțin 3,5 cifre. Pentru ca rezultatul să fie semnificativ, sînt necesare cel puțin $N=50$ exemplare. Valorile se ordonează într-un tabel și se notează valorile minimă și maximă ale rezistenței, $R_{\min}$ și $R_{\max}$.

$$R_{\min} = \dots \Omega,$$

$$R_{\max} = \dots \Omega.$$

2. Se calculează abaterea maximă procentuală, față de valoarea nominală, R_{nom} :

$$er_{max} = \frac{\max(|R_{max} - R_{nom}|, |R_{min} - R_{nom}|)}{R_{nom}} = \dots \%$$

Se compară această eroare cu clasa de toleranță, indicată de fabricant. Este eroarea calculată mai mică decât clasa de toleranță? ...

3. Se măsoară valorile amplificării în curent, pentru un lot de tranzistoare bipolare. Se folosește un multimetru, cu funcția de măsurare H_{FE} (β). Pentru ca rezultatul să fie semnificativ, sînt necesare cel puțin $N=50$ exemplare. Valorile se ordonează într-un tabel și se notează valorile minimă și maximă ale parametrului β .

$$\beta_{min} = \dots, \quad \beta_{max} = \dots$$

4. De obicei, în catalog nu este indicată o valoare nominală, pentru parametrului β , ci este indicat un interval. Din acest motiv, vom calcula un indicator orientativ al dispersiei, anume abaterea maximă față de media măsurărilor.

Se calculează media valorilor măsurate (suma valorilor măsurate, împărțită la N).

$$\beta_{med} = \dots$$

Se calculează abaterea maximă procentuală, față de valoarea medie, β_{med} :

$$er_{max} = \frac{\max(|\beta_{max} - \beta_{med}|, |\beta_{min} - \beta_{med}|)}{\beta_{med}} = \dots \%$$

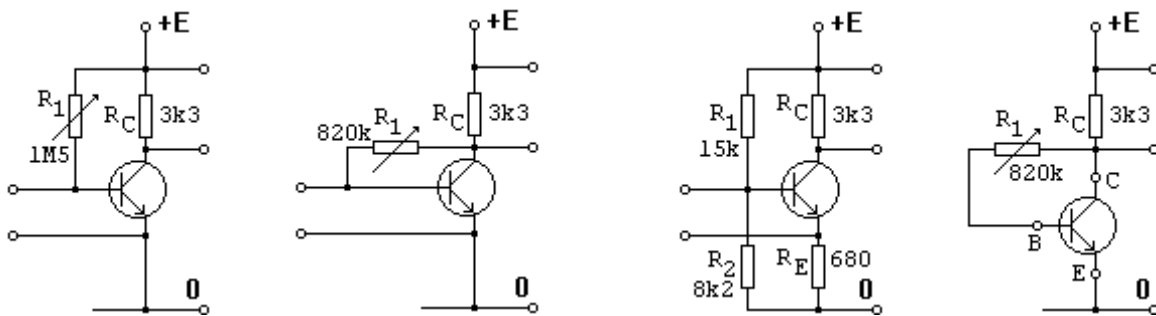


Figura 4: Schemele circuitelor de pe platformele experimentale

5. Scopul următoarelor 4 puncte este de a compara sensibilitățile la variația temperaturii, între trei variante de polarizare diferite. Se identifică componentele de pe platformele experimentale, care au schemele din figura 4 (platforma cu schema din figura 4c este cea folosită la lucrarea 2). Sînt prevăzute două perechi de puncte de test, între care pot fi măsurate: tensiunea bază-emitor (U_{BE}) și tensiunea pe rezistorul R_C . Valorile componentelor au fost alese astfel încît să poată fi obținute p.s.f. similare, pe cele trei platforme. Se calculează tensiunea pe care o produce un curent $I_C = 2,4mA$ pe rezistorul R_C (are aceeași valoare, pe toate platformele).

$$U_{RC} = \dots \text{ V}$$

6. Se alimentează circuitul din figura 4a, de la o sursă stabilizată, cu tensiunea de 15V. Se stabilește valoarea curentului $I_C = 2,4mA$, astfel: se măsoară tensiunea pe rezistorul R_C , cu voltmetrul $V1$, și se ajustează $R1$, pînă cînd se obține valoarea U_{RC} , calculată la punctul 5. Nu se mai modifică $R1$, iar voltmetrul rămîne cuplat pe această poziție. Cu al doilea voltmetru se măsoară tensiunea bază-emitor (are valori între 600 și 700mV). Valorile se scriu în tabel, pe linia corespunzătoare temperaturii ambiante, iar voltmetrul rămîne cuplat pe această poziție.

Se încălzește capsula tranzistorului, suflînd aer cald. (Se poate folosi stația de lipit cu aer cald, reglată la 100°C, aerul suflat de la 10-15cm.) Cînd tensiunea U_{BE} a scăzut cu aproximativ 60-70 mV, se oprește încălzirea. Capsula se răcește lent, tensiunea U_{BE} crește. Cînd valoarea ei este

aproximativ cu 30-40mV mai mică decât valoarea de la temperatura ambiantă, se citesc simultan valorile U_{BE} și U_{RC} . Se scriu valorile în tabel, pe linia corespunzătoare temperaturii t_2 .

	Fig. 4a		Fig. 4b		Fig. 4c	
	U_{BE}	U_{RC}	U_{BE}	U_{RC}	U_{BE}	U_{RC}
t1 (ambiant)						
t2 (încălzit)						
Dt°						
DI_C						
sensibilitatea						

Se calculează diferența de temperatură, între cele două citiri, astfel:

$$Dt^\circ = t_2^\circ - t_1^\circ = \frac{U_{BE-2} - U_{BE-1}}{-2mV/^\circ C} = \dots \quad ^\circ C$$

Se calculează variația curentului de colector, între cele două citiri, astfel:

$$DI_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{U_{RC-2} - U_{RC-1}}{R_C} = \dots \quad \mu A$$

Se calculează sensibilitatea curentului de colector, față de temperatura ambiantă:

$$\frac{DI_C}{Dt^\circ} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{t_2^\circ - t_1^\circ} = \dots \quad \mu A/^\circ C$$

Valoarea calculată se scrie în tabel, pe linia corespunzătoare.

7. Se alimentează circuitul din figura 4b, se stabilește aceeași valoare a curentului și se repetă măsurările și calculele de la punctul 6. Valorile măsurate și calculate se scriu în tabel.

8. Se alimentează circuitul din figura 4c, se stabilește aceeași valoare a curentului și se repetă măsurările și calculele de la punctul 6. Valorile măsurate și calculate se scriu în tabel.

9. Scopul acestui punct este de a evidenția efectul dispersiei parametrului β asupra curentului I_C . În acest scop, se alimentează circuitul din figura 4d (aceeași schemă cu cel din figura 4b), și se măsoară tensiunea pe R_C . Se calculează și se notează în tabel valoarea curentului, conform cu:

$$I_C = \frac{U_{RC}}{R_C}$$

Se înlocuiește tranzistorul cu alt exemplar și se repetă măsurarea, pentru 4-5 exemplare. Se calculează diferența între valorile maximă și minimă, ale curentului.

	Fig. 4d	
	U_{RC}	I_C
1		
2		
3		
4		
5		
6		
$DI_C \text{ max}$		

10. Prelucrarea datelor și concluzii

- a. Comparați valoarea erorii maxime procentuale a parametrului β (punctul 4) cu eroarea similară a rezistenței (punctul 2). Care parametru are dispersie mai mare? ...

- b. Comparați sensibilitățile față de temperatură ale p.s.f. ale circuitelor examinate la punctele 6, 7, 8. Care dintre ele este mai stabil, la variația temperaturii? ...

- c. În cazul circuitului din figura 4b, comparați variația curentului, determinată de o variație de 15°C (punctul 7), cu variația determinată de schimbarea tranzistorului (punctul 9).

Punctul 7, $DI_C(15^\circ\text{C}) = \dots$

Punctul 9, $DI_C(\text{max}) = \dots$

Are vreuna dintre ele efect preponderent, față de cealaltă? ...

11. Pentru a construi histograma unei variabile, se procedează astfel:

- se alcătuește tabelul valorilor măsurate (vezi exemplul de mai jos);
- se determină intervalul în care sînt cuprinse toate valorile măsurate, fie ele în număr de $N1$, și se împarte în $N2$ subintervale egale, unde $N2$ se ia aproximativ $\sqrt{N1/2}$;
- pentru fiecare subinterval, se numără cîte valori măsurate se încadrează în acest subinterval;
- se formează un vector, cu dimensiunea $N2$, care conține numerele determinate mai sus. Acest vector se împarte la $N1$, pentru a obține frecvența de apariție;
- se reprezintă șirul de numere din vector, față de șirul de subintervale alese.

Se poate folosi programul matlab „dispersie.m”, ca exemplu pentru construirea histogramelor.

Nr. crt.	Valoarea	Nr. crt.	Valoarea	Nr. crt.	Valoarea	Nr. crt.	Valoarea
1		26		51		76	
2		27		52		77	
3		28		53		78	
4		29		54		79	
5		30		55		80	
6		31		56		81	
7		32		57		82	
8		33		58		83	
9		34		59		84	
10		35		60		85	
11		36		61		86	
12		37		62		87	
13		38		63		88	
14		39		64		89	
15		40		65		90	
16		41		66		91	
17		42		67		92	
18		43		68		93	
19		44		69		94	
20		45		70		95	
21		46		71		96	
22		47		72		97	
23		48		73		98	
24		49		74		99	
25		50		75		100	

Lucrarea 2: Oscilator de relaxare

Obiectivele lucrării:

- studiul unui oscilator de relaxare, măsurarea mărimilor caracteristice
- metoda de construire rapidă a prototipurilor (*breadboard*), abilitatea de construire și testare
- testarea performanțelor oscilatorului.

Aparate necesare:

breadboard, sursă de alimentare 5–10V/0,5A, osciloscop, LM555 și alte componente (conform schemei construite).

Breviar teoretic

Oscilatoarele sînt circuite care generează semnale periodice, fără a primi vreun semnal din afară. Există mai multe categorii de oscilatoare, care produc semnale sinusoidale sau de altă formă, în funcție de scopul pentru care sînt construite. Oscilatoarele de relaxare se caracterizează prin faptul că au în compunere un circuit care comută, între regimurile de încărcare și descărcare a energiei, din una sau mai multe componente reactive. Analiza oscilatorului se poate face folosind modele liniare, valabile pe intervale, deși circuitul este neliniar.

Un exemplu simplu de oscilator de relaxare este cel care folosește un circuit cu histerezis, ca în figura 1. Circuitul comută între regimul de încărcare și cel de descărcare a condensatorului, atunci cînd parcurge una sau celaltă ramură nereversibilă din caracteristică (marcate cu săgeți). Diagramele semnalelor sînt prezentate în figura 2a, iar traseul punctului de funcționare este desenat cu roșu, în figura 2b. Este vizibilă succesiunea celor două regimuri, în intervalele de creștere și descreștere a tensiunii pe condensator, cu duratele t_1 și t_2 . Pragurile de comutare ale circuitului influențează perioada oscilației, așa cum se observă în relația (1). În această relație, parametrul τ este constanta de timp a circuitului RC: $\tau = RC$.

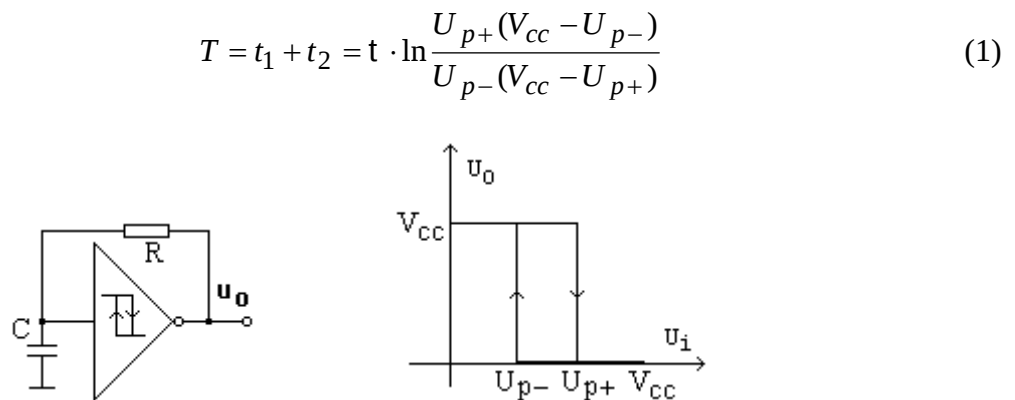


Figura 1: Oscilator de relaxare (astabil) cu inversor cu histerezis

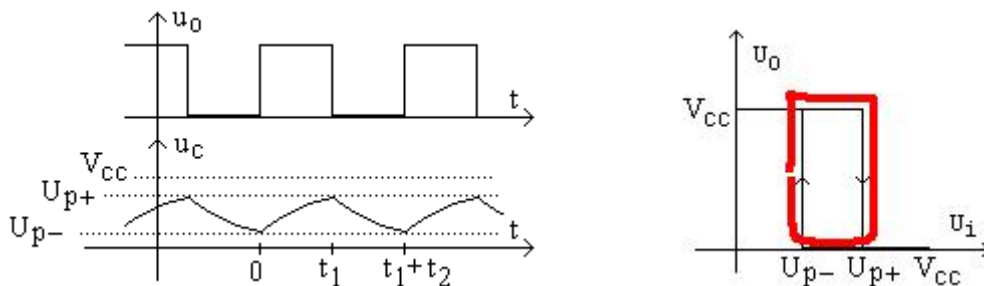


Figura 2: Semnalele din astabil și evoluția punctului de funcționare

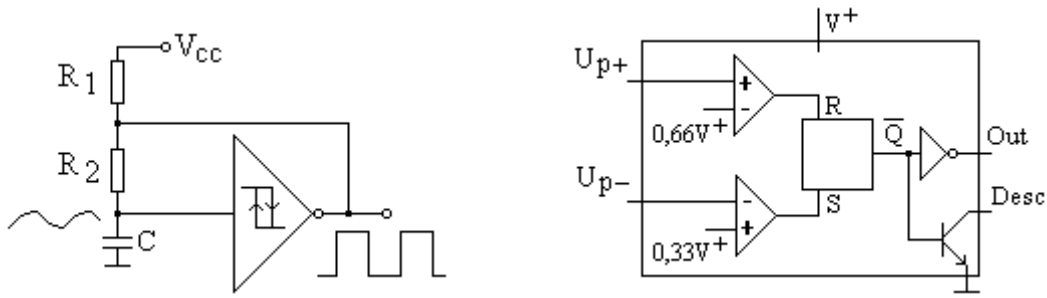


Figura 3: Astabil realizat cu circuitul LM555

Un circuit integrat proiectat special pentru utilizarea în oscilatoare de relaxare este LM555. Acesta conține două comparatoare, un circuit de generare a celor două praguri și un bistabil, a cărui ieșire comută între valorile logice 0 și 1. Pragurile sînt fixate intern la 1/3, respectiv 2/3 din tensiunea de alimentare (vezi figura 3b):

$$U_{p+} = 0,66 \cdot V_{cc} \quad U_{p-} = 0,33 \cdot V_{cc} \quad (2)$$

La acest circuit, spre deosebire de cel prezentat în figura 1, încărcarea condensatorului se face prin rezistoarele R1 și R2, iar descărcarea numai prin R2. Rezultă că cele două constante de timp (la încărcarea și descărcarea condensatorului) sînt diferite. Duratale celor două stări și perioada oscilațiilor se calculează astfel:

$$t_1 = C(R_1 + R_2) \cdot \ln 2 \quad (3)$$

$$t_2 = CR_2 \cdot \ln 2 \quad (4)$$

$$T = t_1 + t_2 = C \cdot \ln 2 \cdot (R_1 + 2R_2) \quad (5)$$

Din aceste relații, se observă că semnalul cvasitriunghiular nu este simetric, iar cel dreptunghiular are factor de umplere diferit de 50%.

Pentru construirea de prototipuri, cu număr nu prea mare de componente și lucrînd la frecvențe sub 1MHz, este utilă placa *breadboard*, în care se înfig atît componente, cît și firele de legătură. Placa are serii de cîte 4-6 pini legați împreună, precum și cîteva serii mai lungi (20-40 pini), pentru alimentare. Distanțele între pini sînt standardizate și coincid cu distanțele între pinii capsulelor PDIP (2,54 mm între pinii vecini, 7,62mm între șirurile de pini).

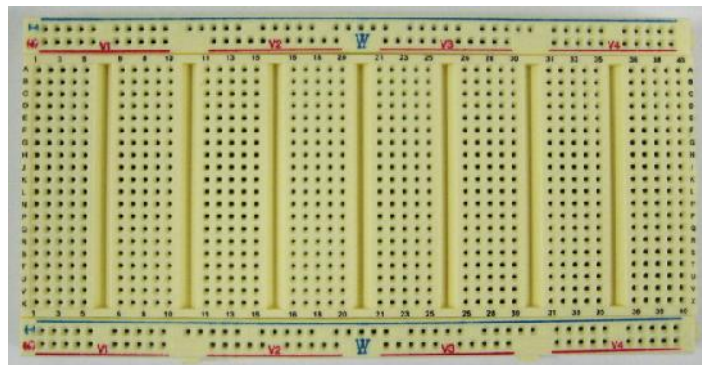


Figura 4: Placa *breadboard*

Modul de lucru

1. Se folosește o placă *breadboard* pentru a realiza circuitul din figura 5. Pinii circuitului integrat (capsula de plastic, 8 pini) sînt numerotați ca în figura 5b (vedere de sus, partea opusă pinilor). De regulă, polul pozitiv al sursei se va plasa pe linia marcată cu roșu, iar polul negativ pe linia marcată cu albastru, pentru a recunoaște rapid punctele cu tensiunea cea mai mare și cea mai mică. Bornele

așezate în serii de câte 5 sînt conectate între ele. Circuitul integrat se va așeza astfel încît rîndurile de pini să fie introduse în serii de 5 borne alăturate, neconectate între ele, ca în figura 6.

Valori orientative: $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 3,3\text{k}\Omega$, $C_1 = 10\text{nF}$, $C_2 = 1\text{nF}$, $C_3 = 100\text{nF}$.

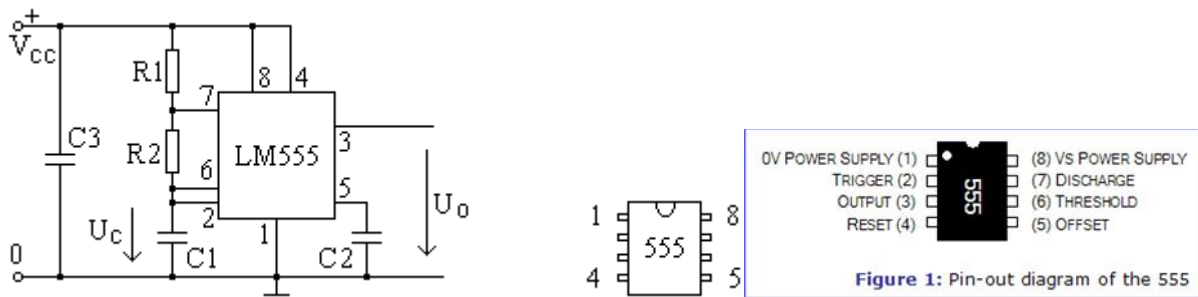


Figura 5: Oscilatorul de relaxare, cu circuitul integrat LM555

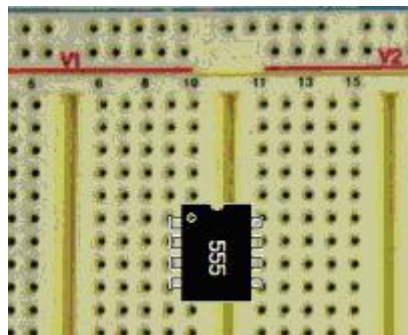


Figura 6: Amplasarea circuitului pe breadboard

2. Se verifică corectitudinea circuitului, fără a alimenta. Se alimentează de la sursa de alimentare E (între 5 și 10V). Atenție la polaritatea sursei (montarea greșită duce la distrugerea circuitului integrat). Se cuplează sursa, se măsoară tensiunea de alimentare.

3. Se observă semnalele U_c , U_o , simultan, cu ajutorul osciloscopului cu două canale. (Cele două semnale sînt, respectiv, tensiunea pe C_1 și tensiunea de ieșire, așa cum au fost notate în figura 5.) Se măsoară intervalele de timp de creștere și descreștere a tensiunii pe condensator. Se măsoară valorile tensiunii pe condensator, în punctele remarcabile. Pentru observare comodă, se folosește posibilitatea de „înghețare” a imaginii osciloscopului (memorarea diagramelor de semnal). Se schițează cele două diagrame, folosind aceeași axă a absicelor (vezi desenul axelor în modelul de raport, pe pagina următoare). Pe axe se marchează valorile măsurate ale timpului și ale tensiunilor.

4. Se verifică dacă valorile măsurate ale pragurilor și ale duratelor coincid cu cele calculate din (2), (3), (4), (5).

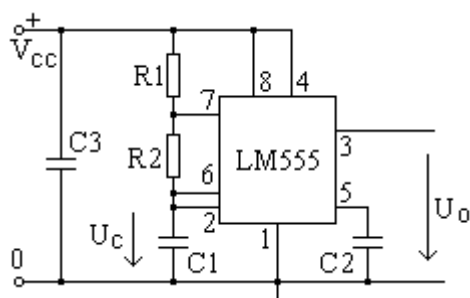
Referatul de laborator trebuie să conțină:

- Schema circuitului oscilator
- Schița celor două diagrame de semnal
- Valorile măsurate: tensiunea de alimentare, intervalele t_1 , t_2 , perioada, tensiunile pragurilor
- Valoare măsurată indirect: frecvența.

Model de raport al lucrării de laborator:

Oscilator de relaxare

1. Circuitul oscilator



Valorile: $R1 = \dots \text{ k}\Omega$, $R2 = \dots \text{ k}\Omega$, $C1 = \dots \text{ nF}$, $C2 = \dots \text{ nF}$, $C3 = \dots \text{ nF}$, $V_{cc} = \dots \text{ V}$.

3.



4. Valorile măsurate și frecvența calculată.

	Măsurat	calculat	
Durata t_1			(3)
Durata t_2			(4)
Perioada			(5)
Frecvența	-		
U_c maximă			(2)
U_c minimă			(2)

Lucrarea 3: Redresoare de mică putere

Obiectivele lucrării

- verificarea comportării redresoarelor de putere mică, cu și fără filtru, în regim staționar
- determinarea experimentală a valorilor extreme ale tensiunii și curentului, suportate de diode
- exersarea tehnicilor de măsurare pentru circuite electronice.

Aparate necesare

Platformă experimentală cu transformator și redresor, multimetru numeric, osciloscop.

Breviar teoretic

Schemele uzuale de redresoare de putere mică, cu sarcină rezistivă, sînt prezentate în figura 1. În cazul redresorului bilaternanță, cele două înfășurări secundare ale transformatorului sînt orientate ca în figură, astfel încît tensiunea între extreme să fie dublul tensiunii pe o singură înfășurare. Se presupune că cele două înfășurări furnizează tensiuni egale în modul. Pentru puntea redresoare cu diode se mai folosește simbolul din figura 2.

Semnalele observate la aceste redresoare sînt prezentate în figura 3. Diagramele din mijloc arată că tensiunea pe sarcină variază foarte mult, inclusiv cu trecere prin valoarea 0. Această formă a tensiunii nu este utilă, în cazul alimentării aparatelor electronice. Pentru obținerea unei tensiuni mai netede pe sarcină, se folosesc filtre. Cazul cel mai simplu este cel din figura 4, în care filtrul este un condensator, montat paralel cu sarcina rezistivă. Diagramele din figura 4 arată tensiunea pe sarcină și curentul prin diodă. Se observă că diodele conduc curentul în pulsuri de durată mică, cărora le corespund pulsuri de tensiune pe sarcină. În consecință, curentul prin condensator este aproape egal cu cel prin diodă – pe durata pulsului, și egal cu cel prin sarcină, în restul timpului. Frecvența pulsurilor este egală cu frecvența rețelei – pentru redresor monoalternanță (figura 1a, figura 4), și cu dublul frecvenței rețelei – pentru redresoare cu ambele alternanțe. Tensiunea ondulatorie de pe sarcină, produsă de redresor + filtru, se numește zgomot de redresare sau riplu.

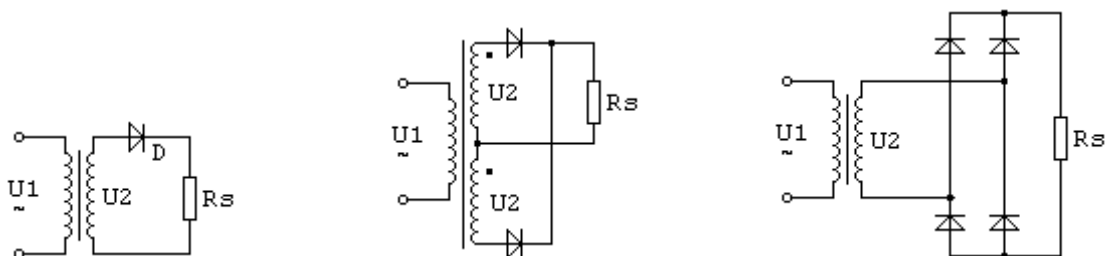


Figura 1: Scheme ale redresoarelor de mică putere uzuale

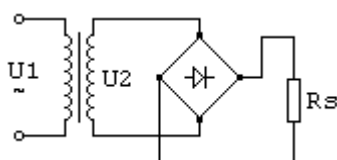


Figura 2: Alt simbol pentru punte redresoare

Pentru caracterizarea redresoarelor, pentru o valoare fixată a tensiunii de alimentare, se determină:

- tensiunea medie și riplul pe sarcină (excursia de tensiune de la vîrf la vîrf)
- valoarea maximă a curentului mediu furnizat de redresor.

De regulă, tensiunea medie pe sarcină și riplul nu sînt constante, ci depind de mai multe mărimi perturbatoare, dintre care, cea mai importantă, este curentul de sarcină. Ca urmare, se determină

caracteristicile acestor mărimi, ca funcție de curentul de sarcină sau de celelalte mărimi perturbatoare.

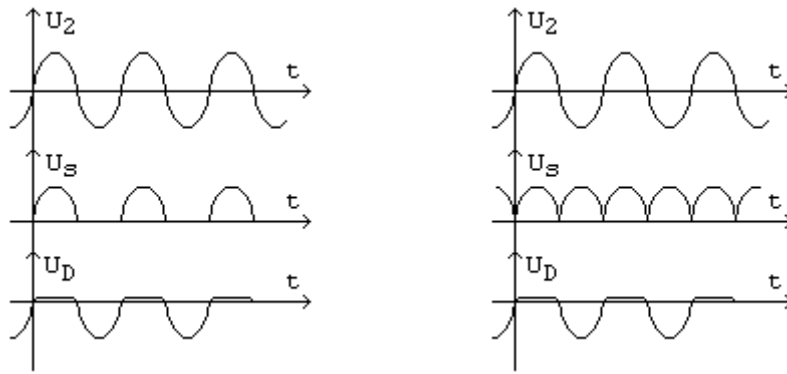


Figura 3: Diagramele semnalelor la redresorul monoalternanță și la cel bialternanță

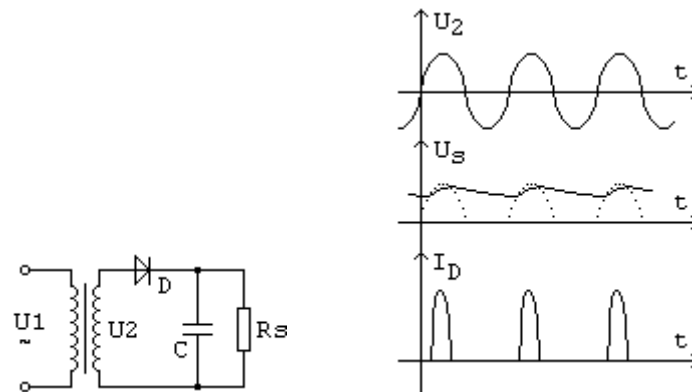


Figura 4: Redresor monoalternanță cu filtru C, diagramele semnalelor

În afară de performanțele redresorului, o informație utilă este solicitarea la care sînt supuse dispozitivele semiconductoare. Valorile maxime ale tensiunii și curentului sînt ulterior folosite de proiectantul circuitelor, pentru a alege dispozitivele potrivite. Valoarea de vîrf a curentului prin diode este utilă și pentru dimensionarea transformatorului.

Valorile tensiunii medii pe sarcina rezistivă (în ordine, redresoarele monoalternanță, bialternanță, punte):

$$1. U_{s_med} \cong \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_2 \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot dt = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\omega T} \int_0^{\pi} \sin a \cdot da = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi}$$

$$2. U_{s_med} \cong \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_2 \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T U_2 \sqrt{2} \cdot (-\sin \omega t) \cdot dt = \frac{2U_2 \sqrt{2}}{\pi}$$

$$3. U_{s_med} \cong \frac{2U_2 \sqrt{2}}{\pi}$$

În relațiile de mai sus, U_2 este tensiunea efectivă pe o înfășurare secundară a transformatorului.

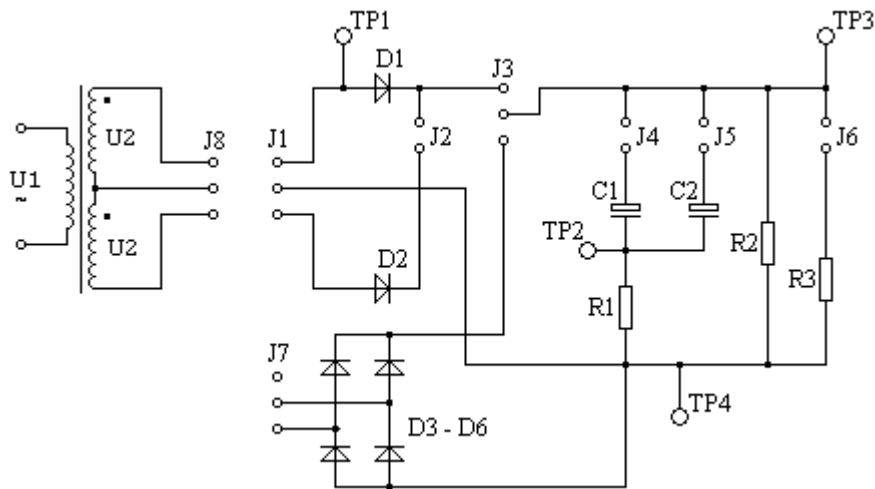
Valorile limită pentru o diodă (aceeași ordine, ca mai sus):

$$1. U_{D_max} = U_2 \sqrt{2}, I_{D_max} = I_{s_max} \cong \frac{U_2 \sqrt{2}}{R_s}, I_{D_med} = I_{s_med} = \frac{U_{s_med}}{R_s}$$

$$2. U_{D_max} = 2U_2\sqrt{2}, I_{D_max} = I_{s_max} \cong \frac{U_2\sqrt{2}}{R_s}, I_{D_med} = \frac{1}{2}I_{s_med}$$

$$3. U_{D_max} \cong U_2\sqrt{2}, I_{D_max} = I_{s_max}, I_{D_med} = \frac{1}{2}I_{s_med}$$

Pentru cazul redresorului cu filtru (luăm ca exemple tipice redresarea bilaternanță și în punte), tensiunea medie pe sarcină este aproximativ tensiunea de vîrf a secundarului, adică $U_{s_med} \cong U_2\sqrt{2}$. Evaluarea aproximativă a tensiunii de ondulație se face presupunînd durata conducției prin diode foarte mică și curentul de sarcină constant: $DU_s \cong \frac{DQ}{C} \cong \frac{T \cdot I_{s_med}}{2C}$, în care T este perioada tensiunii de rețea, iar Q este sarcina electrică acumulată pe condensator.



$$C1 = 100\mu F/25V, C2 = 220\mu F/25V, R1 = 1\Omega/0,5W, R2 = R3 = 200\Omega/2W, \\ D1-D6 = 1N4007, U_{2ef} < 12V$$

Figura 5: Schema electrică a platformei experimentale

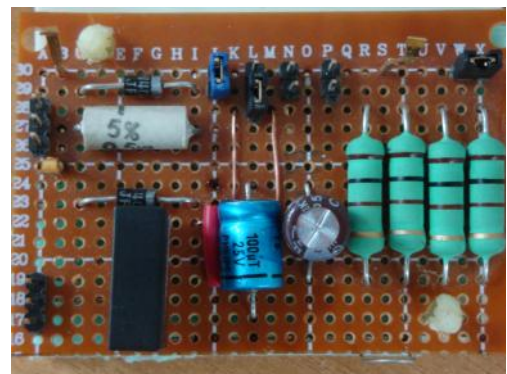
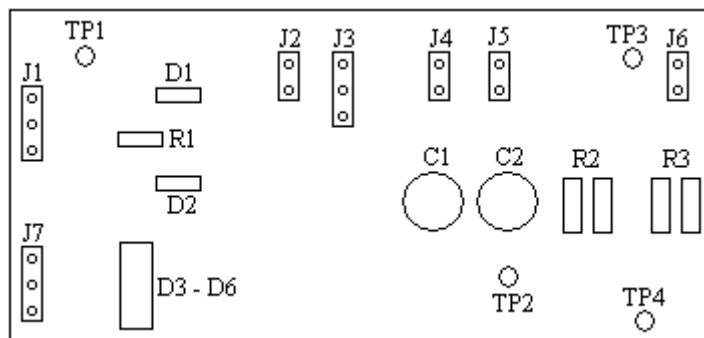


Figura 6: Amplasarea componentelor

Modul de lucru

1. Se studiază schema platformei experimentale (figura 5), se identifică componentele, punctele de test și jumperii (amplasare ca în figura 6).

2. Scopul punctelor 2-5 este determinarea performanțelor și observarea diagramelor de timp, pentru redresor bialternanță, cu sarcină rezistivă. Se fac conexiunile: J8 (de la secundarul transformatorului) cu J1 (diodele D1, D2), J2 conectat, J3 conexiune între pinul de sus și cel de mijloc. Se măsoară tensiunea efectivă U_{2-ef} între TP1 și TP4, cu voltmetrul (atenție: modul de lucru la voltmetru trebuie să fie tensiune alternativă). Tot cu voltmetrul se verifică dacă tensiunea între capetele celor două secundare este dublul tensiunii pe un secundar (măsurare între TP1 și anodul lui D2).

$$U_{2-ef} = \dots \quad V_{ef}$$

$$U_{extreme} = \dots \quad V_{ef}$$

3. Se folosește osciloscopul, pentru a verifica informația de la punctul precedent. Se vizualizează tensiunea secundarului, între TP1 și TP4 (borna caldă la TP1, borna rece la TP4), se măsoară tensiunea vîrf-vîrf a unui secundar, U_{2-pp} . Se calculează valoarea efectivă aproximativă, și se compară cu valoarea de la punctul 2. Pentru semnalul vizualizat se măsoară perioada (între două treceri succesive, în același sens, prin valoarea 0). Se calculează frecvența tensiunii de rețea.

$$U_{2-pp} = \dots \quad (\text{div}) \times \dots \quad (V/\text{div}) = \dots \quad V_{pp}$$

$$U_{2-ef} = U_{2-pp} / 2 / \sqrt{2} = \dots \quad V_{ef}$$

$$\text{Perioada} = \dots \quad (\text{div}) \times \dots \quad (\text{ms}/\text{div}) = \dots \quad \text{ms}$$

$$\text{Frecvența} = \dots \quad \text{Hz}$$

4. Se păstrează sonda canalului CH1 al osciloscopului între TP1 (borna caldă) și TP4 (borna rece). Pe canalul CH2 se vizualizează tensiunea pe sarcină, între TP3 (borna caldă) și TP4 (borna rece). Sincronizarea rămîne la canalul 1. Se desenează cele două diagrame, așezate pe verticală (axa timpului comună). Se marchează pe axe valorile extreme ale tensiunii și valorile timpului.

$$U_{s-max} = \dots \quad V$$

Pentru a observa tensiunea pe diodă, se ține cont de faptul că aceasta este diferența între cele două semnale vizualizate mai sus. (Observarea devine mai ușoară, dacă cele două canale au aceeași sensibilitate și au nivelul de 0V în aceeași poziție.) Se schițează diagrama tensiunii pe diodă, sub desenele precedente, se marchează valorile extreme ale tensiunii pe diodă.

$$U_{D-inv-max} = \dots \quad V$$

5. Se calculează valoarea de vîrf (extremă) a curentului prin rezistența de sarcină, R_2 . Se măsoară cu voltmetrul valoarea medie a tensiunii pe sarcină (atenție: modul de lucru la voltmetru trebuie să fie tensiune continuă).

$$I_{s-max} = U_{s-max} / R_s = \dots \quad \text{mA}$$

$$U_{s-med} = \dots \quad V$$

6. Scopul punctelor 6-8 este determinarea noilor performanțe ale redresorului bialternanță, după adăugarea filtrului cu condensator (sarcină rezistiv-capacitivă). Se conectează J4 (adaugă pe C1 în circuit). Se păstrează sondele osciloscopului în punctele examinate anterior: pe canalul CH1 tensiunea pe secundarul transformatorului, între TP1 (borna caldă) și TP4 (borna rece). Pe canalul CH2, tensiunea pe sarcină, între TP3 (borna caldă) și TP4 (borna rece). Sincronizarea rămîne la canalul 1. Se desenează diagramele semnalelor, se marchează valorile. Pentru observarea mai ușoară, cele două canale au aceeași sensibilitate, iar nivelul de 0V este în aceeași poziție. În acest fel, pe ecran pot fi evidențiate și măsurate:

- riplul tensiunii de sarcină (tensiunea de undulație, adică tensiunea vîrf-vîrf pe sarcină);
- durata conducției prin diodă (timpul cît tensiunea pe sarcină este în creștere).

Se măsoară cu voltmetrul valoarea medie a tensiunii pe sarcină (atenție: modul de lucru la voltmetru trebuie să fie tensiune continuă).

$$(\text{riplul}) \quad U_{s-pp} = \dots \quad \text{mV}$$

$$(\text{durata conducției}) \quad t_c = \dots \quad (\text{div}) \times \dots \quad (\text{ms}/\text{div}) = \dots \quad \text{ms}$$

$U_{s-med} = \dots \text{ V}$

7. Pentru a verifica efectul capacității de filtrare asupra riplului, se conectează J5 (adaugă C2 în circuit). Cum se modifică riplul, față de punctul 6? ...

Pentru a verifica efectul curentului de sarcină asupra riplului, se scoate J5, se conectează J6 (adaugă R3 la sarcină). Cum se modifică riplul, față de punctul 6? ...

8. Pentru a observa forma curentului prin condensator, se folosește tensiunea pe R1. Se conectează J4, J5, J6. Se vizualizează tensiunea între TP2 (borna caldă) și TP4 (borna rece) pe canalul CH2, se desenează diagrama tensiunii pe R1 sub precedentele. Alternanța pozitivă a tensiunii reprezintă curentul de încărcare a condensatorului, prin D1 și D2. Alternanța negativă reprezintă curentul de descărcare prin sarcină. Se calculează valoarea maximă a curentului prin R1, în alternanța pozitivă. Se calculează valoarea maximă a curentului prin sarcină, în alternanța pozitivă.

$$I_{c-max} = U_{R1-max} / R1 = \dots \text{ mA}$$

$$I_{s-max} = - U_{R1-min} / R1 = \dots \text{ mA}$$

9. Scopul punctului 9 este de a verifica funcționarea redresorului monoalternanță, cu sarcină rezistivă. Se deconectează J2, J4, J5, J6. J3 rămâne conectat între pinii din mijloc și de sus. Se vizualizează tensiunile între TP1 și TP4, respectiv TP3 față de TP4, se desenează diagramele, se marchează valorile extreme ale tensiunilor și valorile timpului. Se măsoară cu voltmetrul valoarea medie a tensiunii pe sarcină.

$$U_{s-med} = \dots \text{ V}$$

10. Scopul punctului 10 este de a verifica funcționarea redresorului în punte, cu sarcină rezistivă. Se conectează J8 (transformatorul) la J7. Se conectează J3 între pinul de mijloc și cel de jos, iar J4, J5, J6 sînt deconectate. Se vizualizează tensiunea TP3 față de TP4, se desenează diagrama, se marchează valorile extreme ale tensiunilor și valorile timpului. Se măsoară cu voltmetrul valoarea medie a tensiunii pe sarcină. Se compară cu redresorul bilaternanță, cu sarcină rezistivă.

$$U_{s-med} = \dots \text{ V}$$

Raportul lucrării de laborator trebuie să conțină:

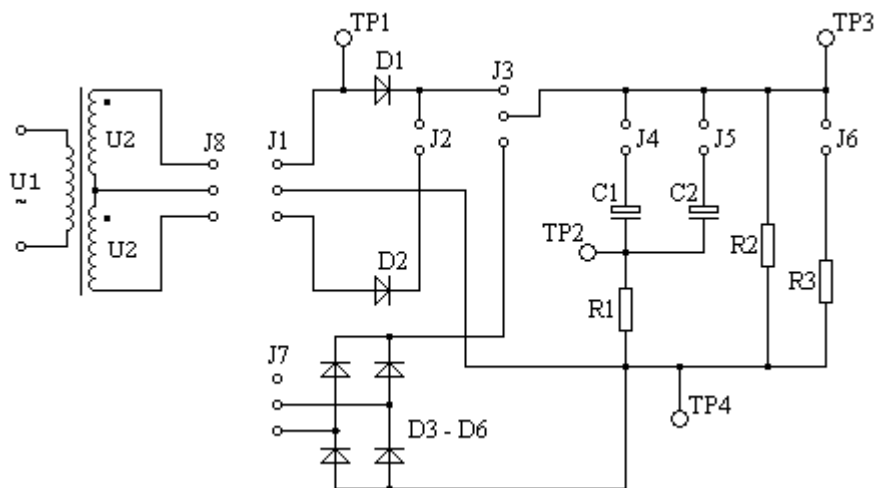
- cele 4 seturi de diagrame ale semnalelor, schemele circuitelor pe care au fost observate, valorile tensiunilor și timpului
- valorile măsurate ale tensiunii
- valorile calculate ale curentului

Model de raport al lucrării de laborator:

Numele studentului

Data

Redresoare de mică putere



$C1 = 100\mu\text{F}/25\text{V}$, $C2 = 220\mu\text{F}/25\text{V}$, $R1 = 1\Omega/0,5\text{W}$, $R2 = R3 = 200\Omega/2\text{W}$,
 $D1-D6 = 1\text{N}4007$, $U_{2\text{ef}} < 12\text{V}$

2. Schema redresorului bialternanță, cu sarcină rezistivă:

$U_{2\text{ef}}$, un secundar (indicația voltmetrului):

U_{extreme} , ambele secundare (indicația voltmetrului):

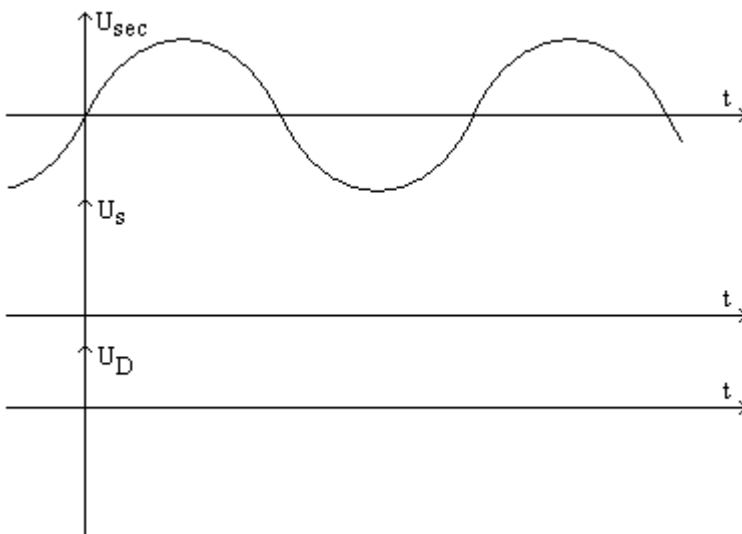
3. $U_{\text{sec-pp}}$ (măsurat pe osciloscop):

$U_{2\text{ef}}$ (calculat din $U_{2\text{vîrf}}$):

T (perioada semnalului):

f (frecvența semnalului):

4. Diagramele de timp: U_{secundar} , $U_{\text{sarcină}}$, U_{D1} (schițe, ordonate pe verticală)



Valoarea maximă a tensiunii pe sarcină:

Valoarea maximă a tensiunii pe dioda blocată:

5. Valoarea maximă a curentului prin sarcină:

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină:

6. Schema redresorului bialternanță, cu sarcină rezistiv-capacitivă:

Tensiunea de ondulație pe sarcină (prezent numai C1):

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină:

6, 8. Diagramele de timp: Usecundar, Usarcină, UR1 (schite, ordonate pe verticală)

7. Cum variază tensiunea de ondulație, când crește capacitatea C?

Cum variază tensiunea de ondulație, când crește curentul de sarcină?

8. Valoarea de vârf a curentului prin condensator:

Valoarea maximă a curentului prin sarcină:

9. Schema redresorului monoalternanță, cu sarcină rezistivă:

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină:

Diagramele de timp: Usecundar, Usarcină (schițe, ordonate pe verticală)

10. Schema redresorului în punte, cu sarcină rezistivă:

Valoarea medie a tensiunii pe sarcină:

Diagrama de timp: Usarcină (schiță)

Completați tabelul:

	Redresor monoalternanță, sarcină rezistivă	Redresor bialternanță, sarcină rezistivă	Redresor în punte, sarcină rezistivă	Redresor bialternanță, cu filtru
Us-med (V)				
IR1 la vîrf (mA)	-----		-----	

Obiectivele lucrării:

- măsurarea impedanțelor de intrare și ieșire ale unui amplificator
- determinarea parametrilor modelului de semnal mic, pentru un tranzistor bipolar

Aparate necesare: platformă experimentală cu amplificator cu tranzistor, sursă de alimentare stabilizată 10V/0,5A, osciloscop, generator de semnal, cutie decadică de rezistoare sau potențiometru.

Breviar teoretic

Pentru analiza performanțelor etajelor de amplificare, se folosesc modele ale dispozitivelor electronice, care sînt - în general - neliniare. Dacă semnalele sînt suficient de mici, modelele pot fi approximate ca fiind liniare, ceea ce simplifică foarte mult analiza. Condiția de aproximare liniară depinde de eroarea maximă admisă, la calculul valorilor componentei alternative a semnalului. Spre exemplu, pentru modelul tranzistorului bipolar, dacă se acceptă erori maxime de ordinul 5%, condiția de semnal mic este:

$$U_{be} < m \cdot v_T / 10,$$

unde U_{be} este componenta alternativă a tensiunii bază-emitor, iar v_T este „tensiunea termică”, cu valoarea aproximativă de 26mV, la temperatura camerei. Parametrul m este adimensional, cu o valoare între 1 și 2. Ca urmare, condiția este ca U_{be} să fie mai mic decît 2,5mV – 5mV.

Modelele folosite pot fi legate de funcționarea fizică a dispozitivului sau pot fi de tipul cutie neagră, adică definite numai prin măsurările la borne. A doua categorie este mai generală, poate fi aplicată oricărui dispozitiv. În această lucrare se va face referire doar la două modele ale tranzistorului bipolar, în varianta potrivită pentru frecvențe joase: modelul Giacoletto și modelul parametrilor hibridi h . În ambele modele, reprezentate în figurile 1 și 2, se presupune că emitorul este terminalul comun, între intrare și ieșire, iar mărimile variabile considerate sînt micile abateri, față de punctul static de funcționare (p.s.f.). Valorile parametrilor sînt numere reale, pozitive. La frecvențe înalte, apar capacitățile și inductanțele parazite, deci valorile parametrilor devin numere complexe.

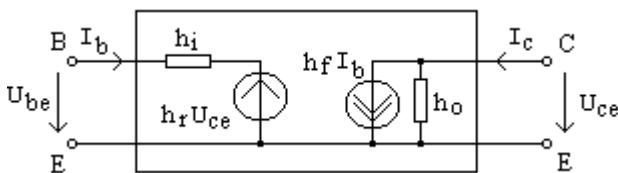
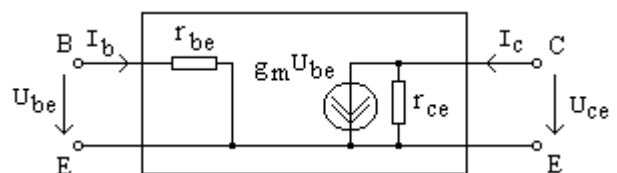
Figura 1: Modelul cu parametri h 

Figura 2: Modelul Giacoletto

Întrucît modelele caracterizează același dispozitiv, ele trebuie să fie echivalente, deci există relații de conversie între parametrii modelelor complete. Relațiile devin aproximative, atunci cînd se neglijează părți ale modelelor. În modelul din figura 2, valabil la frecvențe joase, este neglijată influența semnalului de ieșire asupra intrării. Modelul din figura 1 este prezentat complet, dar, în majoritatea aplicațiilor de la frecvențe joase, este neglijat parametrul h_r , care exprimă tot influența semnalului de ieșire asupra intrării. Relații de trecere între cele două seturi de parametri, în ipoteza aproximărilor de mai sus:

$$r_{be} \cong h_i \quad (1)$$

$$r_{ce} \cong 1/h_o \quad (2)$$

$$g_m \cong h_f / h_i \quad (3)$$

Valorile parametrilor modelului de semnal mic depind de proprietățile dispozitivului modelat și se schimbă, odată cu modificarea p.s.f.. Relațiile (4), (5), (6), (7) estimează, cu aproximație, valorile acestor parametri.

$$h_f \cong b \quad (4)$$

$$h_o \cong \frac{I_C}{U_{CE} + 90V} \quad (5)$$

$$g_m = \frac{I_C}{m \cdot v_T} \quad (6)$$

$$h_i = \frac{h_f}{g_m} \quad \text{sau} \quad h_i \cong \frac{b \cdot m \cdot v_T}{I_C} \quad (7)$$

Parametrul β este amplificarea de curent, la semnal mare ($b \cong I_C / I_B$), măsurat în p.s.f., iar I_C și U_{CE} sînt valorile din p.s.f. Devine evidentă dependența de p.s.f. a parametrilor modelului de semnal mic.

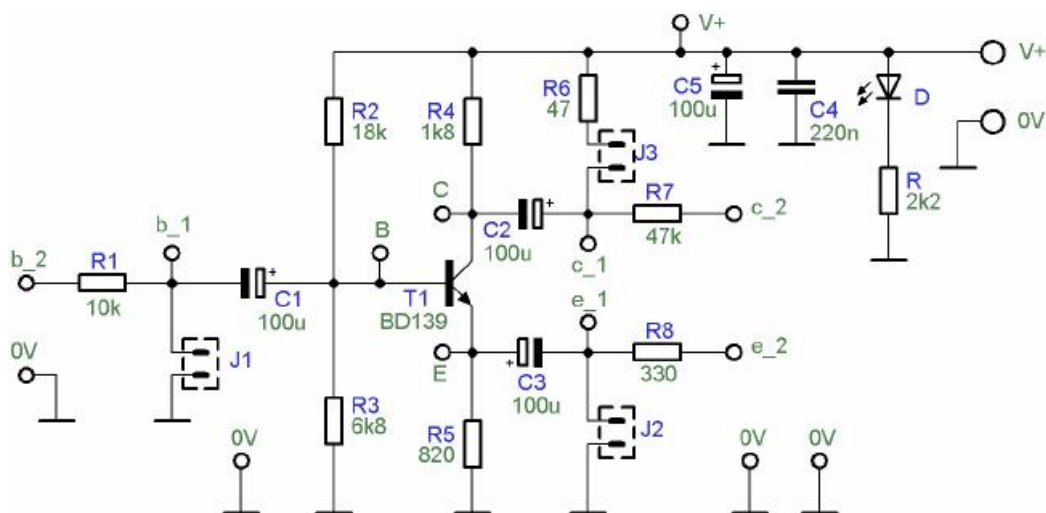


Figura 3: Schema platformei experimentale

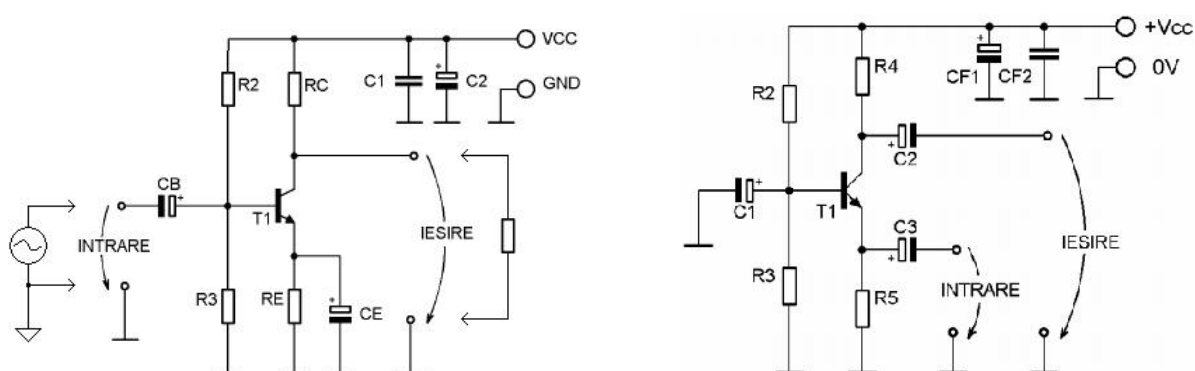


Figura 4: Configurațiile „emitor comun” și „bază comună”

Valorile parametrilor pot fi măsurate în laborator, folosind cîte un circuit conceput special pentru măsurare. Măsurarea parametrilor se face indirect, măsurînd amplificări și impedanțe. Deși măsurările sînt afectate de erori, iar valorile unor mărimi intermediare nu sînt cunoscute exact (cum ar fi rezistențele), se obțin informații suficient de apropiate de realitate. Un exemplu de circuit este cel din figura 3, care va fi folosit în această lucrare. El poate fi configurat ca etaj de amplificare, cu

tranzistor bipolar, într-una din conexiunile: „emitor comun”, „bază comună”, „sarcină distribuită” (sarcina este distribuită, între emitor și colector). Pentru exemplificare, în figura 4 sînt prezentate configurațiile „emitor comun” și „bază comună”. Pentru aceste circuite, în interiorul benzii de frecvențe, valorile mărimilor de interes sînt date de relațiile din tabelul 1:

Tabelul 1

	emitor comun	bază comună	sarcină distribuită
A_{u_c}	$-h_f \cdot R_C / h_i$ sau $-g_m \cdot R_C$	$h_f \cdot R_C / h_i$ sau $g_m \cdot R_C$	$-R_C / R_E$
Z_i	$h_i \parallel R_2 \parallel R_3$	$h_i / (h_f + 1)$ sau $1 / g_m$	$h_i + (h_f + 1) \cdot R_E$
Z_{o_c}	$R_C \parallel (1 / h_o)$	R_C	R_C
A_{u_e}	–	–	1
Z_{o_e}	–	–	$(h_i + R_g) / (h_f + 1)$

Măsurarea amplificărilor de tensiune se realizează ca în lucrarea „Amplificator de semnal mic, cu tranzistor bipolar”. Măsurarea impedanței de intrare se realizează astfel: se atașează un rezistor suplimentar, în serie cu intrarea, cum este R1 din figura 3, și se aplică semnal de la generator. Se măsoară tensiunile la extremele sale, notate U_g și U_i . Curentul absorbit la intrare este:

$$I_i = \frac{U_g - U_i}{R_1}, \text{ iar impedanța de intrare:}$$

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = R_1 \cdot \frac{U_i}{U_g - U_i}. \quad (8)$$

Măsurarea impedanțelor de ieșire, în colector sau în emitor, se realizează similar, cu condiția ca sursa de semnal din bază să fie pasivizată. Rezistorul atașat, în scopul măsurării, este R7, respectiv R8.

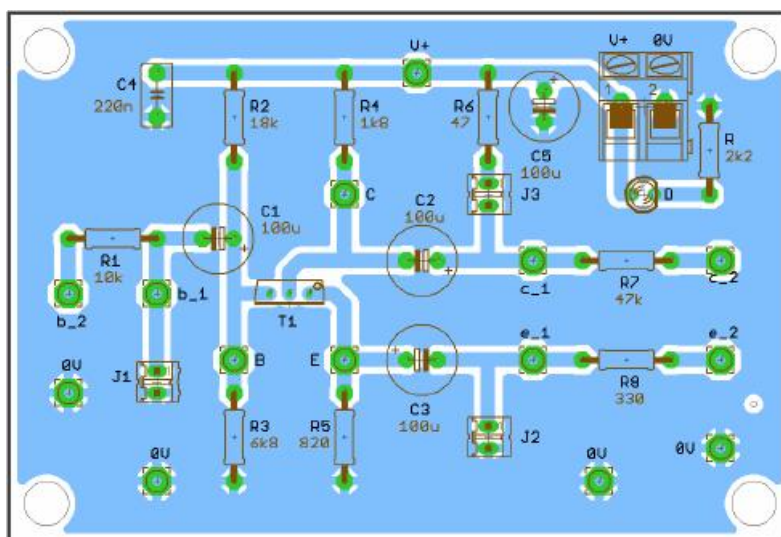


Figura 5: Pozițiile componentelor pe cablaj

Modul de lucru

1. Se identifică toate componentele și punctele de test din circuit. Platforma are schema din figura 3, iar dispunerea componentelor pe cablaj este cea din figura 5.

2. Se alimentează circuitul de la o sursă stabilizată, cu tensiunea de 10V. Se măsoară tensiunea colector-emitor, U_{CE} , și se verifică dacă $U_{CE} > U_{BE}$ (tranzistorul să nu fie saturat). Voltmetrul

este pe modul de lucru DC. Se măsoară curentul de colector, în mod indirect, măsurînd tensiunea pe R4.

$$U_{CE} = \dots \text{ V}$$

$$I_C = \frac{U_{R4}}{R_4} = \dots \text{ mA}$$

3. Se realizează configurația de amplificator „emitor comun”, prin conectarea J2. La generator se selectează semnal sinusoidal, frecvența 20kHz, excursia de tensiune vîrf-vîrf 60mV, valoarea medie 0V. Se aplică acest semnal la intrarea b₂ (capătul liber al R1). Se măsoară tensiunile la extremele lui R1 (U_g, U_i) și la ieșire (U_c).

La măsurarea lui U_c, semnalul U_i este vizualizat pe canalul CH1, semnalul U_c pe canalul CH2. Valoarea lui U_c va avea semnul + sau -, după cum cele două semnale sînt în fază sau în opoziție de fază.

$$U_{g-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{i-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{c-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

(Reamintire: modul de cuplare „AC”, la acel canal al osciloscopului, pe care se face măsurarea.)

Se calculează amplificarea de tensiune, rezultată din măsurare (nu uitați semnul lui U_c):

$$A_{u_c} = U_c / U_i = \dots$$

Se calculează impedanța de intrare, rezultată din măsurare:

$$Z_{i_{ec}} = \frac{U_i}{I_i} = R_1 \cdot \frac{U_i}{U_g - U_i} = \dots \text{ k}\Omega$$

Se calculează raportul curenților din colector și de la generator, rezultat din măsurare:

$$\frac{I_c}{I_i} = \frac{U_c}{R_4} \cdot \frac{R_1}{U_g - U_i} = \dots$$

4. Verificați că este respectată condiția de semnal mic. Este U_i (vîrf - vîrf) comparabil cu 10mV? ...

5. Atingeți cu degetul pinul b₂, sau B, sau partea superioară a lui C1. Observați efectul perturbațiilor, pe osciloscop.

6. Verificați că, la această frecvență, condensatorul C3 este un scurtcircuit, față de componentele vecine, astfel: observați semnalul de tensiune din emitor (punctul E). Este acest semnal observabil, peste nivelul zgomotului (pe scara cea mai sensibilă a osciloscopului)? ...

7. Se realizează configurația de amplificator „bază comună”, astfel: se conectează J1 (baza la masă), se deconectează J2. La generator se selectează semnal sinusoidal, frecvența 20kHz, excursia de tensiune vîrf-vîrf 300mV, valoarea medie 0V. Se aplică acest semnal la intrarea e₂ (capătul liber al R8). Se măsoară tensiunile la extremele lui R8 (U_g, U_i) și la ieșire (U_c). Din nou, se folosesc ambele canale, pentru a observa dacă U_i și U_c sînt în fază sau în opoziție. (Semnul lui U_c și semnul amplificării se stabilesc în consecință).

$$U_{g-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{i-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{c-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

Se calculează amplificarea de tensiune, rezultată din măsurare:

$$A_{u_c} = U_c / U_i = \dots$$

Verificare: este valoarea amplificării de tensiune comparabilă cu modulul $|A_{u_c}|$, calculat la punctul 3? ...

Se calculează impedanța de intrare, rezultată din măsurare:

$$Z_{i_bc} = \frac{U_i}{I_i} = R_8 \cdot \frac{U_i}{U_g - U_i} = \dots \text{ k}\Omega$$

8. Verificați că, la această frecvență, condensatorul C1 este un scurtcircuit, față de componentele vecine, astfel: observați semnalul de tensiune din bază (punctul B). Este acest semnal observabil, peste nivelul zgomotului (pe scara cea mai sensibilă a osciloscopului)? ...

9. Se calculează valorile parametrilor modelelor de semnal mic, astfel:

- panta tranzistorului, folosind modulul amplificării de tensiune, măsurată la punctul 3:

$$g_m = \frac{|A_{u_c}|}{R_4} = \dots \text{ mA/V}$$

- panta tranzistorului, folosind amplificarea de tensiune, măsurată la punctul 7 (trebuie să fie comparabilă cu precedenta):

$$g_m = \frac{A_{u_c}}{R_4} = \dots \text{ mA/V}$$

- panta tranzistorului, folosind impedanța de intrare măsurată la punctul 7 (trebuie să fie comparabilă cu precedenta):

$$g_m = \frac{1}{Z_{i_bc}} = \dots \text{ mA/V}$$

- parametrul m , din modelul de semnal mare al tranzistorului, folosind relația (6). La acest punct, poate fi folosită oricare dintre valorile pantei tranzistorului, calculate mai sus, acceptînd faptul că toate sînt afectate de mici erori de măsurare:

$$m \cong \frac{I_C}{g_m \cdot V_T} = \dots$$

- parametrul h_i , folosind impedanța de intrare măsurată la punctul 3: $Z_{i_ec} = h_i \parallel R_2 \parallel R_3$. Rezultă:

$$h_i = \left(\frac{1}{Z_{i_ec}} - \frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_3} \right)^{-1} = \dots \text{ k}\Omega$$

(La acest punct, eroarea de măsurare indirectă poate fi mai mare decît la punctele precedente, din cauză că, în calcul, apare o diferență mică, între două valori mari.)

- parametrul h_f , folosind impedanța de intrare, măsurată la punctul 7 și parametrul h_i (calculat mai sus): $Z_{i_bc} = h_i / (h_f + 1)$. Rezultă:

$$h_f \cong h_i / Z_{i_bc} = \dots$$

- parametrul h_f , folosind: parametrul h_i (calculat mai sus), raportul dintre curentul de ieșire (colector) și curentul de la generator, măsurat la punctul 3, și impedanța de intrare, măsurată tot la punctul 3: $I_c = h_f \cdot I_b = h_f \cdot I_i \cdot Z_{i_ec} / h_i$. Rezultă:

$$h_f = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_c}{I_i} \cdot \frac{h_i}{Z_{i_ec}} = \dots \quad (\text{trebuie să fie comparabilă cu valoarea precedentă})$$

Se realizează configurația de amplificator cu sarcină distribuită, lăsînd necuplat condensatorul C3 (jumper J2 neconectat). La generator se selectează semnal sinusoidal, frecvența 20kHz, excursia de tensiune vîrf-vîrf 200mV, valoarea medie 0V. Se aplică acest semnal la intrarea b2 (capătul liber al R1). Se măsoară tensiunile la extremele lui R1 (U_g , U_i) și la ieșiri (U_c , U_e).

(Reamintire: modul de cuplare „AC”, la acel canal al osciloscopului, pe care se face măsurarea.)

$$U_g = \dots \text{ mV} \quad U_i = \dots \text{ mV} \quad U_c = \dots \text{ mV} \quad U_e = \dots \text{ mV}$$

Se calculează amplificările de tensiune, rezultate din măsurare:

$$|A_{u_c}| = U_c / U_i = \dots$$

$$A_{u_e} = U_e / U_i = \dots$$

Se compară cele două valori cu cele care rezultă din tabelul 1 (coloana din dreapta). Sînt comparabile?

Se calculează impedanța de intrare, rezultată din măsurare (această măsurare este afectată de imprecizie, din cauza valorilor apropiate ale termenilor de la numitor):

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = R_1 \cdot \frac{U_i}{U_g - U_i} = \dots \text{ k}\Omega$$

Lucrarea 5: Amplificator de semnal mic, cu tranzistor bipolar

Obiectivele lucrării:

- măsurarea cu voltmetrul electronic, valoare medie și valoare efectivă
- măsurarea amplificării, în bandă
- măsurarea impedanței de intrare

Aparate necesare: platformă experimentală cu amplificator cu tranzistor, sursă de alimentare stabilizată 15V/0,5A, voltmetru electronic (cu funcția True RMS), osciloscop, generator de semnal, cutie decadică de rezistoare sau potențiometru.

Breviar teoretic

Amplificatoarele pentru semnale de joasă frecvență și semnal mic sînt folosite în tehnica audio, în tehnica radio și în unele traductoare. Performanțele diferă, în funcție de obiective, de dispozitivele folosite și de configurație. În mod tipic, amplificatorul este proiectat astfel încît performanțele sale să fie constante, într-un interval de frecvențe fixat, numit banda amplificatorului. Una dintre performanțele relevante ale amplificatorului este funcția răspuns la frecvență, definită ca raportul funcțiilor spectrale ale semnalelor de tensiune de intrare, respectiv de ieșire. Aceasta este o funcție de frecvență, cu valori complexe, definită numai în ipoteza funcționării liniare a amplificatorului. Modulul acestei funcții se numește amplificare. Cel mai adesea, în interiorul benzii, modulul amplificării este aproximativ constant, nu depinde de tensiunea de intrare sau de frecvență. Pentru simplitate, se presupune că semnalul de intrare este sinusoidal, iar semnalul de ieșire este tot sinusoidal, întrucît circuitul funcționează liniar. Atunci amplificarea este raportul amplitudinilor semnalelor de ieșire, respectiv de intrare, ca în relația (1). Uneori, asociem un semn valorii amplificării de tensiune, pentru a exprima faptul că semnalul de ieșire este în fază sau antifază cu cel de intrare. În această lucrare, se calculează doar modulul amplificării.

Alte două performanțe tipice ale amplificatorului sînt impedanța de intrare și impedanța de ieșire. Ambele sînt funcții complexe de frecvență. Din nou, pentru funcționarea în bandă, cele două impedanțe sînt numere reale, constante. În acest caz, impedanța de intrare este raportul dintre tensiunea și curentul de la intrare, ca în relația (2), în ipoteza că amplificatorul funcționează liniar. Ea caracterizează transferul de semnal, între sursa de semnal și intrarea amplificatorului. Această impedanță se definește cu ieșirea în gol. Similar, impedanța de ieșire caracterizează transferul de semnal între amplificator și sarcină.

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} \quad (1)$$

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (2)$$

În figura 1 este prezentată schema unui etaj de amplificare tipic, de semnal mic, cu tranzistor bipolar, în conexiunea emitor comun. Semnalul de intrare este aplicat între bază și masă, iar semnalul de ieșire se culege între colector și masă (punctul comun al intrării și ieșirii, față de care măsurăm tensiunile). Polarizarea tranzistorului este asigurată de divizorul rezistiv din bază și de rezistoarele din emitor și colector. Rezistorul din emitor contribuie la stabilizarea punctului static de funcționare, în raport cu temperatura și cu dispersia parametrilor tranzistorului. Condensatoarele C1 și C2 împiedică propagarea perturbațiilor de la sursa de alimentare și asigură o impedanță echivalentă foarte mică a sursei, tipică pentru sursa ideală de tensiune. Condensatorul din bază separă etajul în curent continuu, față de sursa de semnal, ceea ce este uzual pentru semnalele la care componenta medie nu este relevantă. Condensatorul din emitor este utilizat pentru decuplarea rezistorului RE, care își joacă rolul la polarizare, dar dispare din circuitul echivalent de curent

alternativ. În interiorul benzii, CB și CE acționează ca scurtcircuite, față de componentele învecinate (simbolul $C\infty$).

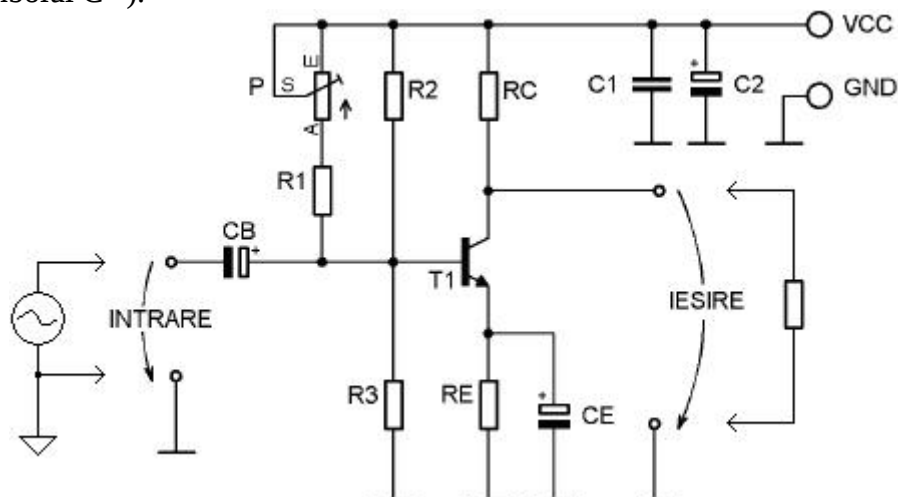


Figura 1: Amplificator de semnal mic, de audiofrecvență

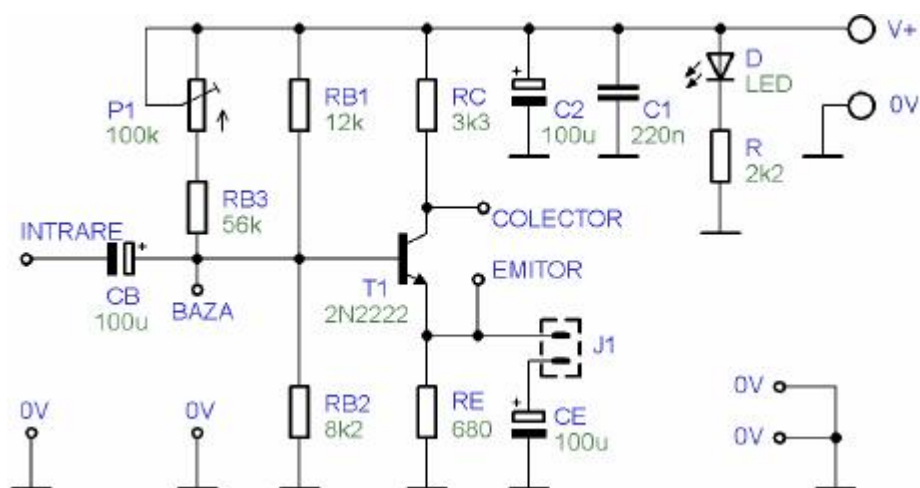


Figura 2: Schema platformei experimentale

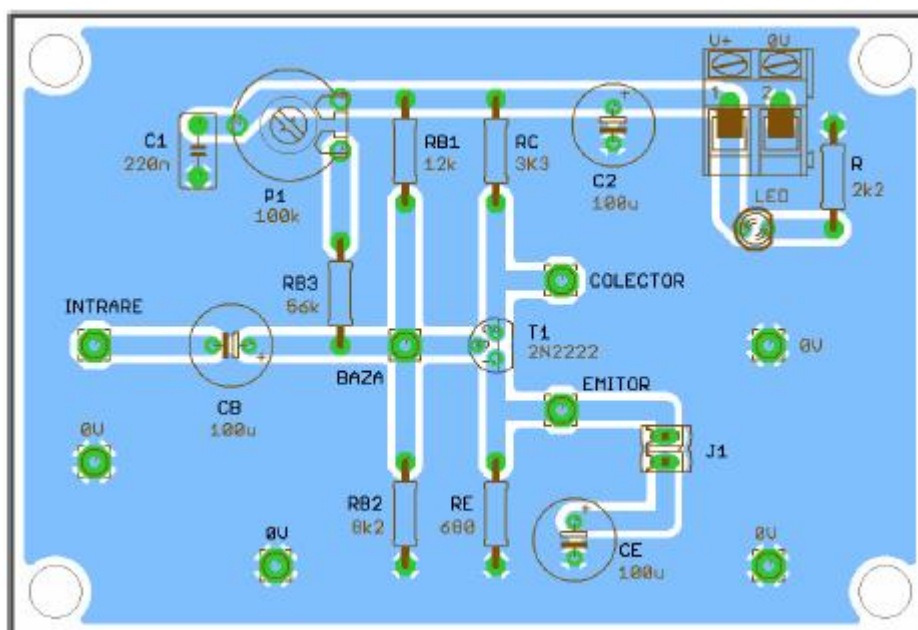


Figura 3: Pozițiile componentelor pe cablaj

Amplificarea de tensiune corespunzătoare ieşirii din colector are forma:

$$A_{u-c} = \frac{U_c}{U_b} \quad (3)$$

Circuitul poate să mai furnizeze un semnal de ieşire, în emitor, dacă nu este folosit condensatorul CE. În acest caz, mai definim o amplificare de tensiune, corespunzătoare ieşirii din emitor:

$$A_{u-e} = \frac{U_e}{U_b} \quad (4)$$

Modul de lucru

1. Se identifică toate componentele şi punctele de test din circuit. Platforma are schema din figura 2, iar dispunerea componentelor pe cablaj este cea din figura 3.

2. Se alimentează circuitul de la o sursă stabilizată, cu tensiunea de 15V. Se măsoară curentul de colector, în mod indirect, măsurînd tensiunea pe RC: $I_C = \frac{U_{RC}}{R_C}$. Pentru măsurare, se foloseşte un

voltmetru, la care se selectează, din comutator, funcţia de măsurare de tensiune continuă (reamintire: în acest mod de lucru, notat uneori V– sau DC, se măsoară valoarea medie a tensiunii). În timp ce măsoară curentul de colector, rotiţi potenţiometrul semireglabil P1, pînă cînd valoarea curentului devine: $I_C = 2,4 \text{ mA}$. (În acest scop, calculaţi ce valoare trebuie să aibă tensiunea pe RC, astfel încît să se obţină valoarea dorită a curentului de colector.)

Din acest punct, nu se mai modifică tensiunea de alimentare sau poziţia lui P1.

3. Se realizează configuraţia de amplificator cu sarcină distribuită, lăsînd necuplat condensatorul CE. La generatorul de semnal se selectează semnal sinusoidal, frecvenţa 5kHz, excursia de tensiune de la vîrf la vîrf 200mV, valoarea medie 0V.

ATENŢIE: Cuvîntul „Amplitude” de pe afişorul generatorului înseamnă excursia de la vîrf la vîrf. Deseori, indicaţia aparatelor conţine unitatea de măsură sub forma „Vpp” („Volt peak-to-peak”), pentru a specifica faptul că se referă la tensiunea vîrf-vîrf.

Cuvîntul „Offset” de pe afişorul generatorului înseamnă componenta continuă a semnalului (componenta continuă = componenta medie).

Se aplică acest semnal la intrarea amplificatorului.

ATENŢIE: Conductorul de masă de la generator, pinul de masă de la amplificator şi conductorul de masă de la osciloscop vor fi mereu legate între ele. Conectarea în altă configuraţie duce la nefuncţionare şi erori de măsurare.

La intrările celor două canale ale osciloscopului se aplică, respectiv, semnalul de intrare şi semnalul de ieşire din colector. Este de preferat ca semnalul de intrare să fie vizualizat pe canalul 1 al osciloscopului (CH1 sau Y1), iar semnalul de ieşire din colector să fie vizualizat pe canalul 2 (CH2 sau Y2), astfel încît să fie uşor de memorat semnificaţiile semnalelor. Sincronizarea rămîne mereu cu canalul 1 (CH1 sau Y1).

Semnalul din colector are componentă continuă nenulă (= componentă medie) şi componentă alternativă. La canalul CH2, alegeţi din meniu, la modul de cuplare („Coupling”), opţiunea „AC”, adică eliminarea componentei continue şi vizualizarea numai a componentei alternative.

(Reamintire: atunci cînd componenta alternativă este prea mică, în raport cu media, observarea ei este dificilă sau imposibilă. În astfel de situaţii, se elimină componenta medie din semnalul afişat, pe canalul pe care se face măsurarea. Apoi, se măreşte sensibilitatea (scara) pe verticală, pînă cînd componenta alternativă apare cu o dimensiune convenabilă.)

4. Se creşte treptat amplitudinea semnalului de la generator, pînă cînd semnalul de ieşire, observat pe osciloscop, devine nesinusoidal. Spunem că semnalul de ieşire este distorsionat (= nu mai păstrează forma semnalului de la intrare). Schiţaţi pe raport forma semnalului distorsionat.

(Aici schița:)

Micșorați semnalul de la generator, pînă cînd semnalul de ieșire redevine nedistorsionat. Măsurați excursia vîrf-vîrf a semnalelor de intrare și de ieșire din colector. Apoi, mutați borna caldă a sondei de la canalul 2 al osciloscopului (CH2 sau Y2) la ieșirea din emitor. Măsurați excursia vîrf-vîrf a acestui semnal. Valorile celor trei semnale sînt notate U_i , U_c , U_e .

(Reamintire: observați pe ecranul osciloscopului excursia de la vîrf la vîrf, exprimată în diviziuni, apoi înmulțiți cu sensibilitatea (scara) pe verticală, exprimată în V/div. Evitați măsurarea unor semnale care ocupă un număr mic de diviziuni, întrucît eroarea de măsurare crește.)

$$\begin{aligned} U_{i-pp} &= \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp} \\ U_{c-pp} &= \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp} \\ U_{e-pp} &= \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp} \end{aligned}$$

Calculați valorile modulelor celor două amplificări, corespunzătoare ieșirilor din colector și emitor, conform cu relațiile (3) și (4) (U_i ia locul lui U_b).

$$A_{u-c} = \frac{U_c}{U_i} \qquad A_{u-e} = \frac{U_e}{U_i}$$

5. Fără a modifica semnalul de intrare, folosiți o a doua metodă de măsurare a amplificării, cu voltmetrul electronic. În acest scop, selectați la voltmetru funcția de măsurare a valorii efective (modul de lucru selectat din comutator: $V_{\sim}$) și selectați ca măsurarea să considere doar componenta alternativă (la butonul de pe panoul față, care are pozițiile „DC+AC” și „AC”, selectați „AC”). Verificați pe afișorul voltmetrului că a fost selectat modul „RMS AC”.

(Reamintire: Inițialele RMS, din limba engleză, provin de la „*root mean square*”, care se traduce prin valoare efectivă.)

Măsurați valorile tensiunii efective pentru semnalul de intrare și semnalul de ieșire în colector, apoi calculați modulul amplificării, corespunzătoare ieșirii din colector.

$$A_{u-c} = \frac{U_{c-ef}}{U_{i-ef}} =$$

Este aceeași valoare cu cea de la punctul 4 (în limitele erorii de măsurare)?

6. Verificați dacă valoarea efectivă a tensiunii de colector, măsurată la punctul 4, și tensiunea vîrf-vîrf, măsurată la punctul 5, sînt în relația:

$$U_{c-pp} = 2\sqrt{2} U_{c-ef}$$

(Reamintire: această relație este valabilă doar pentru semnale de formă sinusoidală.)

7. Se mută borna caldă a sondei de la canalul 2 al osciloscopului la ieșirea din colector. Se crește amplitudinea semnalului de la generator, pînă cînd se observă, pe osciloscop, distorsionare puternică a semnalului din colector. Repetați măsurarea valorilor efective ale tensiunilor de intrare și ieșire, folosind voltmetrul electronic. Calculați din nou modulul amplificării:

$$A_{u-c} = \frac{U_{c-ef}}{U_{i-ef}} =$$

Este aceeași valoare cu cea de la punctul 5?

8. Se configurează conexiunea „emitor comun”, conectînd CE în paralel cu RE. Se micșorează semnalul de la generator, pînă cînd semnalul de ieșire este nedistorsionat. Măsurăți tensiunile vîrf-vîrf U_i și U_c .

$$U_{i-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp}$$

$$U_{c-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp}$$

Calculați valoarea modulului amplificării, corespunzătoare ieșirii din colector:

$$A_{u-c} = \frac{U_c}{U_i} =$$

Semnalul de ieșire este în fază sau în antifază cu cel de intrare?

Fază / Antifază

9. Fără a modifica semnalul de intrare, se măsoară impedanța de intrare a amplificatorului, folosind metoda înjumătățirii semnalului. În acest scop, se înseriază un rezistor variabil, între generatorul de semnal și intrarea în amplificator (borna caldă). Rezistorul poate fi o cutie decadică de rezistențe sau un potențiomtru (valoare orientativă 10kΩ). Se variază rezistența adăugată în serie, pînă cînd tensiunea de ieșire U_c se reduce la jumătate din valoarea pe care o avea, înainte de adăugarea rezistorului variabil (valoarea măsurată la punctul 8). În acest moment, rezistența adăugată este egală cu impedanța de intrare în amplificator.

$$Z_i = R = \dots \text{ k}\Omega$$

10. Se determină experimental caracteristica amplificare-frecvență a amplificatorului, în conexiunea „emitor comun”. În acest scop, se menține constantă amplitudinea semnalului de intrare (mai mică sau cel mult egală cu cea selectată la punctul 7) și se modifică succesiv frecvența, la valorile din tabel. Pentru fiecare valoare a frecvenței, se măsoară amplitudinea U_c și se notează în tabel, apoi se calculează valoarea modulului amplificării (ca în relația (3)) și se convertește amplificarea în forma exprimată în dB.

$$(\text{Reamintire: } A_u = \frac{U_c}{U_i}, \quad A_{dB} = 20 \log_{10} A_u.)$$

Folosind datele din tabel, se desenează graficul $A_{dB}(f)$, în coordonate logaritmice (vezi caroiajul pe pagina următoare).

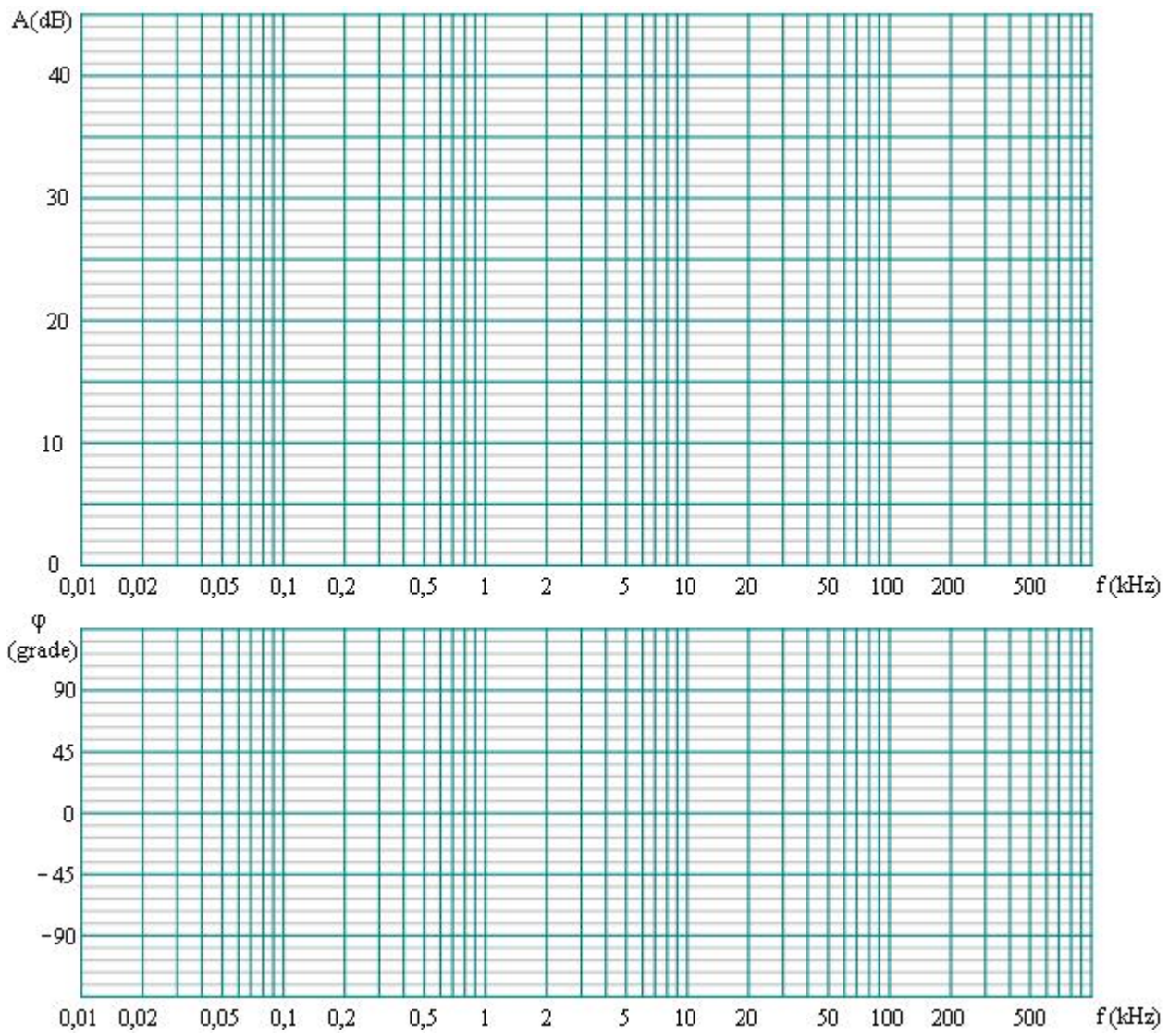
$U_i = \dots \text{ mV}$

f	kHz	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200
U_c	V													
A_u	-													
A_{dB}	dB													

11. Pe graficul astfel desenat, se observă porțiunea în care amplificarea este aproximativ constantă. Se determină limitele benzii, ca fiind acele valori ale frecvenței, pentru care amplificarea este cu 3dB mai mică decît valoarea din bandă. (Trasați o dreaptă orizontală, la 3dB mai jos decît amplificarea din bandă. Intersecțiile sale cu caracteristica amplificare-frecvență se produc la limitele benzii, f_{inf} și f_{sup} .)

$$f_{inf} = \dots \text{ kHz.}$$

$$f_{sup} = \dots \text{ kHz}$$



Obiectivele lucrării:

- determinarea parametrilor modelelor de semnal mare și semnal mic, ale TEC-J
- metode de măsurare specifice circuitelor cu impedanțe foarte mari

Aparate necesare: platformă experimentală cu amplificator cu TEC-J, sursă de alimentare stabilizată 16V/0,5A, două voltmetre electronice de c.c., osciloscop, o sondă cu atenuare 1:10, generator de funcții.

Breviar teoretic

Etajele de amplificare cu TEC-J și TEC-MOS sînt folosite atunci cînd este necesară impedanță mare de intrare. Ambele tipuri de tranzistoare sînt potrivite, deoarece au la intrare fie o joncțiune p-n blocată, fie o grilă izolată. Ca exemplu, amplificatoarele integrate care folosesc la intrare o pereche de TEC-J au curenți de polarizare mai mici de 1nA. Avînd curent de polarizare neglijabil și impedanță mare de intrare, mărimea de intrare este, de regulă, tensiunea grilă - sursă. Prin comparație cu tranzistoarele bipolare, tranzistoarele cu efect de câmp au impedanță de intrare mult mai mare, pantă mai mică (cam cu un ordin de mărime), dependență mai slabă de temperatură, iar dispersia mare afectează doi parametri independenți (față de un singur parametru, la tranzistoarele bipolare). Exemple tipice de etaje, care folosesc TEC-J cu canal n, apar în figura 1. Varianta bootstrap este rar folosită, întrucît intrarea în grilă asigură, ea însăși, suficientă impedanță de intrare.

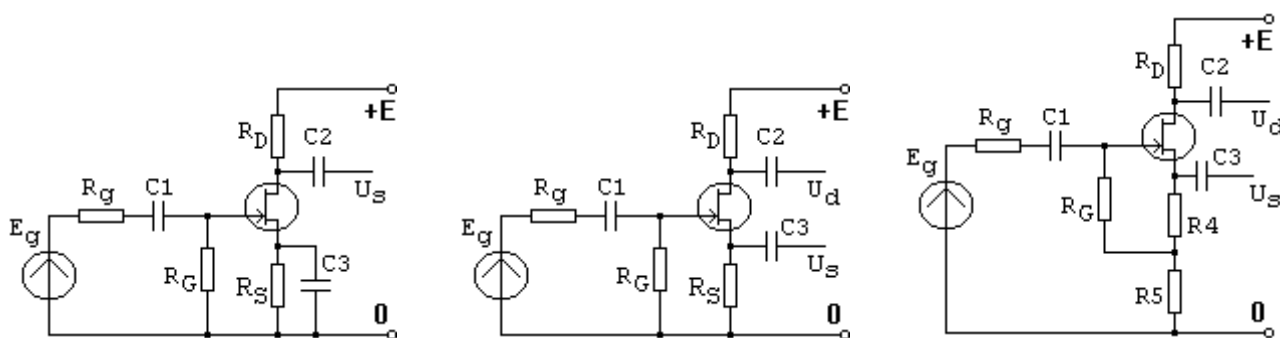


Figura 1: Etaje de amplificare cu TEC-J, canal n: sursă comună, sarcină distribuită, bootstrap

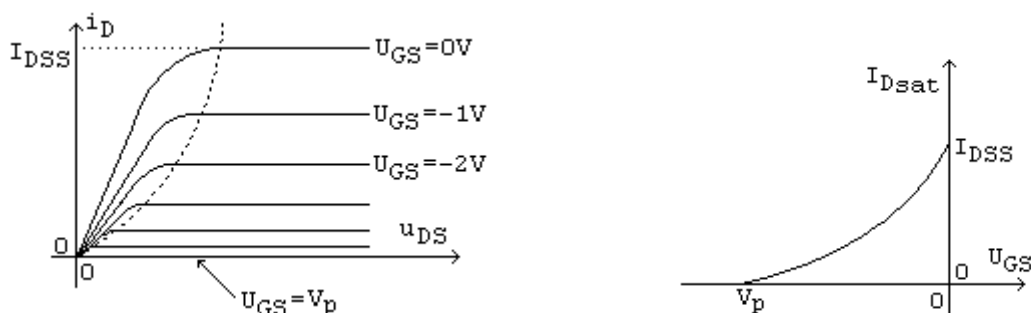


Figura 2: Caracteristici de ieșire ale TEC-J și caracteristica de transfer, pentru funcționarea în regiunea de saturație

Modelul de regim static (semnal mare) al TEC-J neglijează, de obicei, curentul de grilă. Familia caracteristicilor de ieșire, la temperatură constantă, este cea din figura 2a, în care parametrul familiei este tensiunea grilă-sursă. Parametrul V_p este acea valoare a tensiunii grilă-sursă la care se blochează conducția prin canal (pentru canal n, este o tensiune negativă). Regiunea învecinată cu axa ordonatelor este regiunea de triodă a caracteristicilor, în care curentul este

aproximativ proporțional cu tensiunea drenă-sursă. În această regiune, rezistența canalului variază monoton cu tensiunea grilă-sursă. Regiunea în care caracteristicile sînt aproximativ orizontale este zona de saturație. În această regiune, caracteristica de transfer, pentru valori fixate ale temperaturii și tensiunii drenă-sursă, are aspectul din figura 2b și este modelată, cu foarte bună aproximație, de relația (4). Parametrul I_{DSS} este acea valoare a curentului de drenă, corespunzătoare $U_{GS}=0$, la valori fixate ale tensiunii U_{DS} și temperaturii. Un dezavantaj al procesului de fabricație este acela că ambii parametri, V_p și I_{DSS} au dispersie parametrică mare (similar cu parametrul β , la tranzistoarele bipolare), ceea ce impune precauții în circuitul de polarizare. Condiția ca punctul static de funcționare să se afle în regiunea de saturație este:

$$U_{DS} > U_{GS} - V_p \quad (1)$$

Circuitul de polarizare al etajului din această lucrare (figura 5) se supune relațiilor (2) – (4), dacă TEC-J funcționează în zona de saturație. În această ipoteză, curentul de drenă și tensiunea U_{GS} sînt determinate doar de relațiile (2) și (4). U_{DS} se deduce din relația (3), apoi se verifică dacă îndeplinește restricția (1). În relația (2), curentul de grilă a fost neglijat, chiar pentru valori mari ale rezistenței R_G (de ordinul $M\Omega$). Rezistoarele din circuitul terminalului sursă sînt necesare pentru a obține valoare negativă a tensiunii U_{GS} , motiv pentru care se mai numesc „rezistențe de negativare”.

$$U_{GS} = -I_D R_4 \quad (2)$$

$$E = U_{DS} + I_D (R_D + R_4 + R_5) \quad (3)$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right)^2 \quad (4)$$

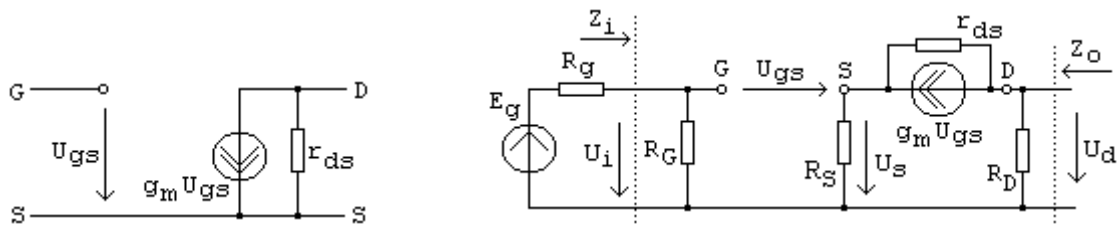


Figura 3: Modelul de semnal mic al TEC-J și circuitul echivalent al etajului din figura 1b

Modelul de semnal mic al TEC-J, pentru regiunea de saturație, este prezentat în figura 3a, în care se neglijează, din nou, curentul de grilă. Parametrul g_m este panta caracteristicii de transfer (figura 2b), în jurul p.s.f.. Expresia lui, obținută prin derivarea relației (4), este dată de (5), în care I_d și U_{gs} sînt amplitudinile micilor abateri, față de valorile din p.s.f.. Condiția de semnal mic, pentru o eroare maximă de 5% din componenta alternativă a curentului de drenă, este dată de (6).

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}=const} \quad g_m = \frac{I_d}{U_{gs}} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right) \quad (5)$$

$$U_{gs} < \frac{1}{10} (U_{GS} - V_p) \quad (6)$$

Pentru circuitele din figura 1, în interiorul benzii de frecvențe, valorile aproximative ale mărimilor de interes (performanțe de regim dinamic) sînt date în tabelul 1. Din valorile măsurate ale amplificării se poate determina parametrul g_m , al modelului de semnal mic. Parametrul r_{ds} , din același model, necesită o schemă de măsurare mai elaborată. Măsurarea amplificărilor de tensiune și

a impedanțelor se realizează ca în lucrările anterioare: „Amplificator de semnal mic, cu tranzistor bipolar” și „Tranzistor bipolar, parametrii modelului de semnal mic”.

Tabelul 1

	sursă comună	sarcină distribuită	bootstrap
A_{u_d}	$-g_m R_D$	$-\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$	$-\frac{g_m R_D}{1 + g_m (R_4 + R_5)}$
A_{u_s}	–	$\frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$	$\frac{g_m (R_4 + R_5)}{1 + g_m (R_4 + R_5)}$
Z_i	R_G	R_G	$R_G (1 + \frac{g_m R_5}{1 + g_m R_4})$

Determinarea experimentală a parametrului g_m se poate face, cel mai simplu, după măsurarea amplificării, la etajul în configurația „sursă comună”, ca în relația (7). Măsurarea în circuitul „sarcină distribuită” este altă variantă posibilă, valoarea g_m rezultă din (8). Totuși, în relația (8) se observă că numitorul conține o diferență, deci eroarea de calcul crește, cu cât valoarea amplificării este mai apropiată de 1. Este preferabilă determinarea ca în relația (7).

$$g_m = \frac{-A_{u_d}}{R_D} \quad \text{sau} \quad g_m = \frac{|A_{u_d}|}{R_D} \quad (7)$$

$$g_m = \frac{A_{u_s}}{R_S \cdot (1 - A_{u_s})} \quad (8)$$

Determinarea experimentală a parametrilor V_p și I_{DSS} folosește, în general, scheme mai elaborate decât cea a platformei din această lucrare. Totuși, se pot folosi relațiile (4) și (5), care formează un sistem de două ecuații, neliniar, pentru a estima cei doi parametri. Soluția este cea din relațiile (9), (10). Din nou, se constată că numitorul din relația (10) conține o diferență, ceea ce accentuează erorile. Rezultatul este rezonabil, dacă acea diferență este 0,3 sau mai mare.

$$V_p = U_{GS} - \frac{2I_D}{g_m} \quad (9)$$

$$I_{DSS} = \frac{-V_p \cdot g_m}{2 \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_p}\right)} \quad (10)$$

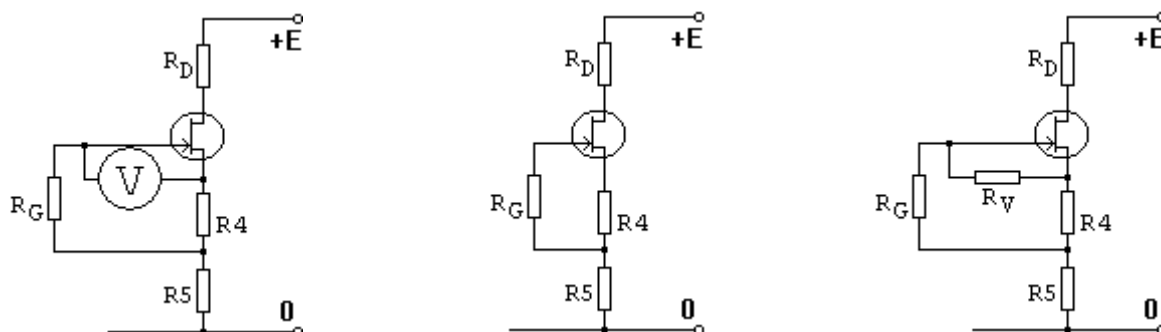


Figura 4: Măsurarea incorectă (a), circuitul echivalent de c.c., înainte de montarea voltmetrului (b), circuitul echivalent de c.c., după montarea voltmetrului, între grilă și sursă (c)

Privitor la erorile de metodă de măsurare, în această lucrare trebuie luate precauții deosebite, din cauza impedanței mari de intrare a TEC-J. La măsurarea tensiunii U_{GS} , nu este rezonabil să

plasăm sondele voltmetrului între terminalele grilă și sursă ale TEC-J, ca în figura 4a. În figurile 4b, 4c sînt prezentate circuitele echivalente de c.c., ale schemei de polarizare, înainte și după montarea voltmetrului. Se observă că valoarea tensiunii grilă-sursă, care era dată de relația (2), acum va fi dată de:

$$U_{GS} = -I_D R_4 \cdot \frac{R_V}{R_V + R_G}, \quad (11)$$

unde R_V este rezistența internă a voltmetrului. Chiar pentru un voltmetru electronic, cu rezistența internă de $10\text{M}\Omega$, apare o eroare de măsurare de 5%, dacă R_G are valoarea $470\text{k}\Omega$. Pentru valori mai mari ale R_G (ceea ce este foarte frecvent), eroarea crește. Variante alternative de măsurare, în care una dintre sondele voltmetrului se plasează direct în grilă, produc același tip de eroare, posibil mai mare. Soluția standard, pentru această problemă, este de a măsura tensiunea pe rezistorul R_4 , știind că aceasta diferă de U_{GS} cu mai puțin de 1mV .

Aceeași problemă apare la măsurarea componentei alternative a semnalului din grilă, cu osciloscopul. Impedanța de intrare a sondei este de $1\text{M}\Omega$ sau $10\text{M}\Omega$, după cum atenuarea selectată este 1:1 sau 1:10. Dacă semnalul provine de la un generator cu impedanță internă mică (ex.: 50Ω), borna caldă a sondei osciloscopului poate fi plasată în grilă. Dacă, însă, semnalul din grilă este adus printr-o rezistență mare, sonda osciloscopului nu va fi plasată în grilă, ci într-un punct în care se cunoaște că semnalul (componenta alternativă a tensiunii) are aceeași valoare cu cea din grilă. În cazul de față, acest punct este nodul dintre R_4 și R_5 . Concluzia celor prezentate este că voltmetrul nu trebuie conectat într-un punct care prezintă impedanță mare de intrare.

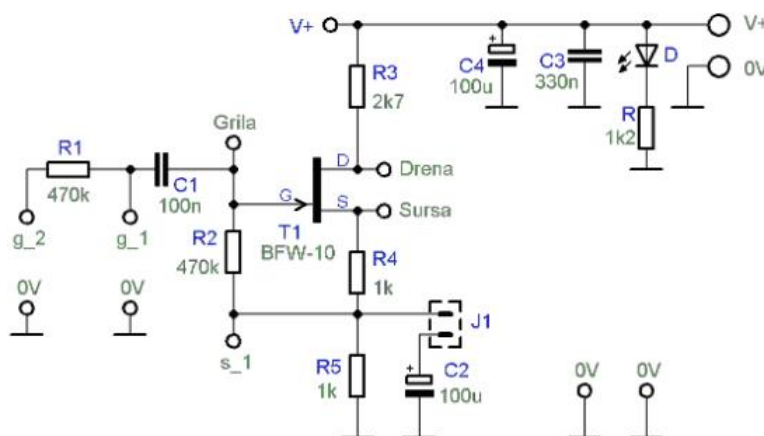


Figura 5: Schema platformei experimentale

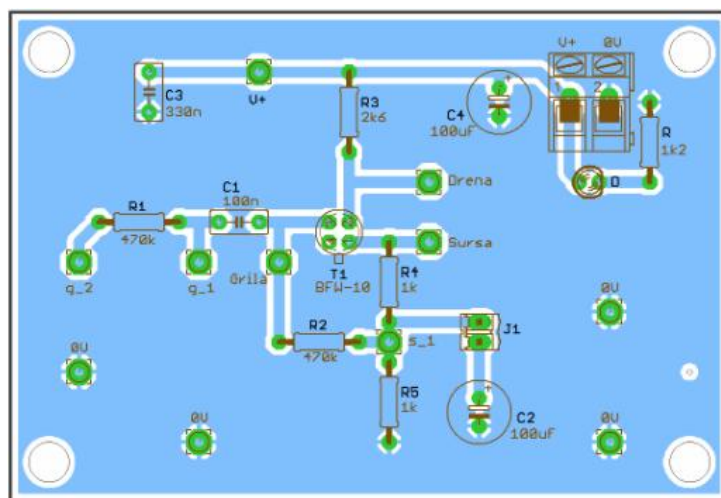


Figura 6: Pozițiile componentelor pe cablaj

Modul de lucru

1. Se identifică toate componentele și punctele de test din circuit. Platforma are schema din figura 5, iar dispunerea componentelor pe cablaj este cea din figura 6.

2. Se alimentează circuitul de la o sursă stabilizată, cu tensiunea de 16V. Pentru determinarea p.s.f., se măsoară tensiunea pe rezistorul R4 și tensiunea U_{DS} . Din tensiunea pe R4 și valoarea rezistenței R4, se determină valoarea curentului I_D .

$$I_D = \dots \text{ mA}$$
$$U_{DS} = \dots \text{ V}$$

3. Pentru a pune în evidență că măsurarea directă a U_{GS} , între terminalele grilă și sursă, este afectată de eroare, din cauza impedanței mari de intrare în grilă, se procedează astfel: se măsoară tensiunea pe R4 cu voltmetrul V1 (electronic). În timpul măsurării, se plasează sondele unui al doilea voltmetru (V2, electronic) pe terminalele grilă și sursă. Se observă dacă indicația lui V1 deviază, ca semn al faptului că V2 a modificat p.s.f..

4. Pentru a evita eroarea de metodă, nu se atinge grila, ci se măsoară cu V1 tensiunea pe R4 (între nodul dintre R4 - R5 și terminalul sursă, în această ordine).

ATENȚIE: respectați ordinea sondelor, tensiunea măsurată este negativă.

$$U_{GS} = \dots \text{ V}$$

5. Se realizează configurația de amplificator „sursă comună”, conectînd capătul liber al C2 (din conectorul J1) cu terminalul sursă (se folosește un conductor cu pinii potriviți). La generator se selectează semnal sinusoidal, frecvența 5kHz, excursia de tensiune vîrf-vîrf 200mV, valoarea medie 0V. Se aplică acest semnal la intrarea g_1 (grilă).

(Reamintire: modul de cuplare „AC”, pe ambele canale ale osciloscopului.)

Se măsoară semnalul de tensiune la terminalul grilă (canalul CH1) și la terminalul drenă (CH2). Se observă dacă semnalul de pe canalul CH2 este în fază sau în opoziție de fază cu cel de pe canalul CH1 (semnalul din grilă), pentru a stabili semnul amplificării de tensiune.

Observație: în această configurație, măsurarea direct în grilă este posibilă, pentru că acolo a fost legat generatorul, care are o impedanță internă neglijabilă (50Ω), în comparație cu osciloscopul.

$$U_{g-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{d-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

Se calculează amplificarea de tensiune, la ieșirea din drenă (nu uitați semnul):

$$A_{u_d} = U_d / U_g = \dots$$

6. Se observă dacă semnalul din drenă are aspectul de semnal sinusoidal (dacă este rezonabilă aproximarea de funcționare liniară).

7. Se realizează configurația de amplificator cu sarcină distribuită: se elimină firul dintre C2 și terminalul sursă și se conectează J1. La generator se selectează excursia de tensiune vîrf-vîrf 400mV. Se măsoară semnalul de tensiune la terminalul grilă (canalul CH1) și la terminalul sursă (CH2). Se observă dacă semnalele sînt în fază sau în opoziție de fază. Apoi, se mută sonda CH2 la terminalul drenă și se măsoară U_d , la fel ca mai sus.

$$U_{g-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{s-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{d-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

Se calculează amplificările de tensiune (nu uitați semnul):

$$A_{u_s} = U_s / U_g = \dots$$

$$A_{u_d} = U_d / U_g = \dots$$

8. Pentru măsurarea impedanței de intrare, se mută semnalul de la generator la intrarea g₂ (capătul liber al R₁). La generator se selectează excursia de tensiune vîrf-vîrf 800mV.

Pentru a observa dacă măsurarea cu sonda plasată în grilă produce eroare, se procedează astfel: se aplică sonda CH1 la terminalul sursă, sonda CH2 este în aer, se observă semnalul pe canalul 1. Sonda CH2 se mută pe atenuarea 1:10 (sau este sondă cu atenuarea fixă 1:10) și se aplică la terminalul grilă. Se observă dacă se modifică semnalul pe canalul CH1, în momentul conectării sondei CH2 la grilă.

9. Pentru a evita eroarea de metodă de măsurare, se vizualizează pe canalul CH1 semnalul de la generator, iar pe canalul CH2 semnalul din terminalul sursă (va fi folosit pentru a determina indirect semnalul din grilă).

$$U_{gen-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

$$U_{s-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{ mVpp}$$

Se calculează semnalul de la terminalul grilă, folosind amplificarea determinată la punctul 7:

$$U_g = \frac{U_s}{A_{u-s}} = \dots \text{ mVpp}$$

Se calculează impedanța de intrare, rezultată din măsurare:

$$Z_{i-s} = \frac{U_g}{I_i} = R_1 \cdot \frac{U_g}{U_{gen} - U_g} = \dots \text{ k}\Omega$$

(Pentru ca eroarea de calcul să fie mică, este necesar ca diferența $U_{gen} - U_g$ să nu fie foarte mică, în comparație cu U_g , adică raportul $\frac{U_{gen} - U_g}{U_g}$ să fie comparabil cu unitatea sau mai mare. La această platformă, valorile au fost alese astfel încît eroarea să fie acceptabilă.)

10. Prelucrarea datelor.

Nu se știe încă dacă TEC-J lucrează în zona de saturație (condiția (1)), pentru că nu se cunoaște V_p . Acest lucru va fi verificat mai târziu. Pentru moment, presupunem această condiție îndeplinită, pentru că V_p are valori, orientativ, între -2V și -4V.

Nu se știe încă dacă este îndeplinită condiția de semnal mic (6). Pentru moment, presupunem că este îndeplinită, în conformitate cu observarea de semnal sinusoidal, la ieșirea din drenă (punctul 6).

10a: se calculează panta tranzistorului, folosind amplificarea de tensiune A_{u-d} , determinată la punctul 5, în relația (7):

$$g_m = \frac{|A_{u-d}|}{R_3} = \dots \text{ mA/V}$$

10b: se calculează parametrii modelului de regim static (semnal mare), folosind relațiile (9) și (10), valoarea g_m , determinată mai sus (10.a) și valorile mărimilor din p.s.f.: I_D , măsurat la punctul 2, și U_{GS} , măsurat la punctul 4. Nu uitați semnele!

$$V_p = U_{GS} - \frac{2I_D}{g_m} = \dots \text{ V}$$

$$I_{DSS} = \frac{-V_p \cdot g_m}{2 \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_p}\right)} = \dots \text{ mA}$$

10c: folosiți valorile U_{DS} (punctul 2), U_{GS} (punctul 4) și parametrul V_p (10.b), pentru a verifica condiția (1). TEC-J lucrează în zona de saturație? ...

10d: pentru configurația „sursă comună”, valoarea de vîrf a tensiunii de intrare în tranzistor, U_{gs} , este jumătate din excursia vîrf-vîrf, măsurată la punctul 5:

$$U_{gs} = U_{g_pp} / 2 = \dots \text{ mV}$$

Folosiți valoarea U_{GS} (punctul 4) și parametrul V_p (10.b) pentru a verifica condiția (6). Semnalul la intrare este suficient de mic, încît să acceptăm aproximarea liniară?

10e: pentru configurația „sarcină distribuită”, calculați tensiunea de intrare în tranzistor, U_{gs} , folosind măsurările de la punctul 7, U_g și U_s . Valoarea de vîrf a acestui semnal este jumătate din excursia vîrf-vîrf, deci:

$$U_{gs} = (U_{g_pp} - U_{s_pp}) / 2 = \dots \text{ mV}$$

Folosiți valoarea U_{GS} (punctul 4) și parametrul V_p (10.b) pentru a verifica condiția (6). Semnalul la intrare este suficient de mic, încît să acceptăm aproximarea liniară?

10f: pentru configurația „sarcină distribuită”, calculați valorile amplificărilor, conform cu relațiile din tabelul 1, folosind valoarea lui g_m (punctul 10.a):

$$A_{u_s} = \frac{g_m R_4}{1 + g_m R_4} = \dots$$

$$A_{u_d} = -\frac{g_m R_3}{1 + g_m R_4} = \dots$$

Sînt aceste valori comparabile cu cele măsurate la punctul 7? ...

10g: pentru configurația „sarcină distribuită”, valoarea impedanței de intrare, din tabelul 1, este R_2 . Este aceasta comparabilă cu valoarea măsurată la punctul 9? ...

Lucrarea 7: Caracteristicile de frecvență ale unui amplificator audio

Obiectivele lucrării:

- studiul comportării în frecvență a amplificatoarelor
- metode de determinare experimentală a caracteristicilor de frecvență și a impedanțelor de intrare și ieșire
- desenarea caracteristicilor în coordonate logaritmice.

Aparate necesare:

platformă experimentală ASLK, sursă de alimentare $\pm 10\text{V}/0,5\text{A}$, voltmetru electronic, osciloscop, generator de semnal.

Material grafic:

imaginea platformei ASLK, foaie de catalog TL072 (<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072.pdf>).

Breviar teoretic

Amplificatoarele pentru semnale de joasă frecvență sînt folosite în tehnica audio, în echipamentele de măsurări și industriale, în aparatele de laborator. Cel mai frecvent sînt realizate cu circuite din categoria amplificatoarelor operaționale (AO). O schemă uzuală de amplificator este cea din figura 1a, în care se presupune că generatorul care furnizează semnalul U_i asigură și curentul de polarizare al intrării notate cu „+” (intrarea neînversoare). Pentru ca semnalele de intrare și ieșire să poată varia în ambele sensuri, se mai presupune că amplificatorul este alimentat ca în figura 1b, cu două surse de tensiune continuă.

Caracteristica intrare-ieșire a amplificatorului, în interiorul benzii (frecvențe medii), are aspectul din figura 2a, în care extremele tensiunii de ieșire sînt dependente de tensiunea de alimentare. De regulă, fabricantul circuitului indică în foaia de catalog diferența minimă dintre tensiunea V^+ și tensiunea de ieșire, din care putem calcula limita $U_{o\text{-max}}$. Similar, pentru limita $U_{o\text{-min}}$. Panta porțiunii liniare a caracteristicii intrare-ieșire este amplificarea de tensiune, a cărei valoare este:

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (1)$$

Graficul modulului funcției răspuns la frecvență a amplificatorului este prezentat în figura 2b. Intervalul de frecvență, în care amplificarea este aproximativ constantă, se numește banda amplificatorului. Prin convenție, limitele benzii se definesc ca fiind acele valori ale frecvenței între care amplificarea scade cu cel mult 3dB față de valoarea maximă din bandă. În cazul din figura 2b, banda se întinde de la frecvența 0 (tensiune continuă) pînă la frecvența notată „fsup”.

În tehnica audio și în unele circuite de măsură, componenta medie (= componenta continuă) nu este utilă, așa încît se folosesc amplificatoare zise „de curent alternativ (c.a.)”, adică amplifică doar componenta alternativă. În practică, aceasta înseamnă că sînt eliminate componentele spectrale avînd frecvența mai mică decît frecvența limită inferioară, ca în figura 3a. O schemă posibilă este prezentată în figura 3b, schemă în care nu mai este nevoie ca generatorul de semnal să asigure curentul de polarizare al intrării neînversoare. Valoarea amplificării în bandă rămîne cea din relația (1). Frecvența limită superioară este dată de proprietățile intrinseci ale amplificatorului și de valoarea amplificării de tensiune. Cu aproximație, valoarea ei este:

$$f_{sup} = \frac{f_T}{|A_u|}, \quad (2)$$

unde A_u este amplificarea de tensiune, în bandă, iar parametrul f_T este indicat de fabricant, cu numele „produsul amplificare-bandă” („*gain-bandwidth product*”, sau „*unity-gain bandwidth*”). Frecvența limită inferioară este determinată de capacitatea C , de impedanța generatorului și de impedanța de intrare în amplificator:

$$f_{inf} = \frac{1}{2\pi C(R_g + Z_i)} \quad (3)$$

În schema din figura 3b, impedanța de intrare, în interiorul benzii, este egală cu R_3 . Măsurarea impedanței de intrare se face astfel: se atașează un rezistor suplimentar, în serie cu intrarea, ca în figura 5, și se aplică semnal de la generator. Se măsoară tensiunile la extremele sale,

notate U_g și U_i . Curentul absorbit la intrare este: $I_i = \frac{U_g - U_i}{R_4}$, iar impedanța de intrare:

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = R_4 \cdot \frac{U_i}{U_g - U_i} \quad (4)$$

Cel mai adesea, comportarea în frecvență este descrisă doar prin caracteristica amplificare-frecvență. Totuși, la analiza unor proprietăți ale circuitului, cum este stabilitatea, mai este necesară caracteristica fază-frecvență. Semnificația celor două caracteristici este cea de modul, respectiv argument al funcției răspuns la frecvență (vezi cursul de „Semnale și sisteme”). În figura 4 sînt prezentate cele două caracteristici, pentru un amplificator audio uzual. Pentru măsurarea defazajului între intrare și ieșire, cu ajutorul osciloscopului cu două canale, este necesară observarea simultană a celor două semnale (intrare și ieșire), în regim permanent sinusoidal. Convenția pentru semnul defazajului este: dacă semnalul de ieșire este întârziat față de cel de intrare, atunci defazajul este negativ. În caz contrar, defazajul este pozitiv. În practică, se consideră valorile defazajului reduse la intervalul $[-\pi \dots \pi \text{ radiani}]$, sau $[-180 \dots 180 \text{ grade}]$.

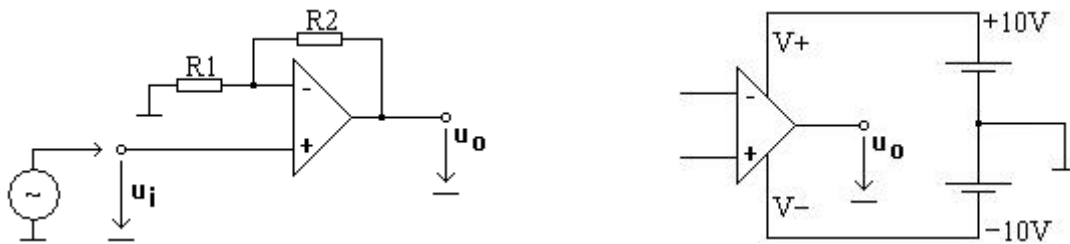


Figura 1: Schemă uzuală de amplificator neinvertor, de frecvență joasă

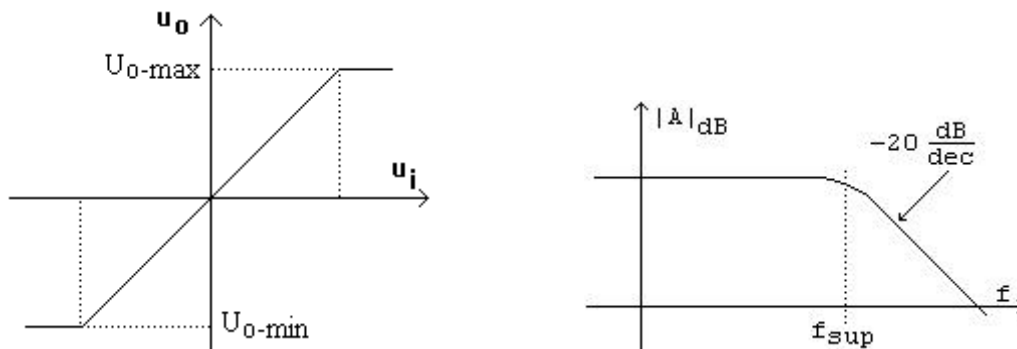


Figura 2: Caracteristica intrare-ieșire, pentru frecvențe joase, și caracteristica amplificare-frecvență

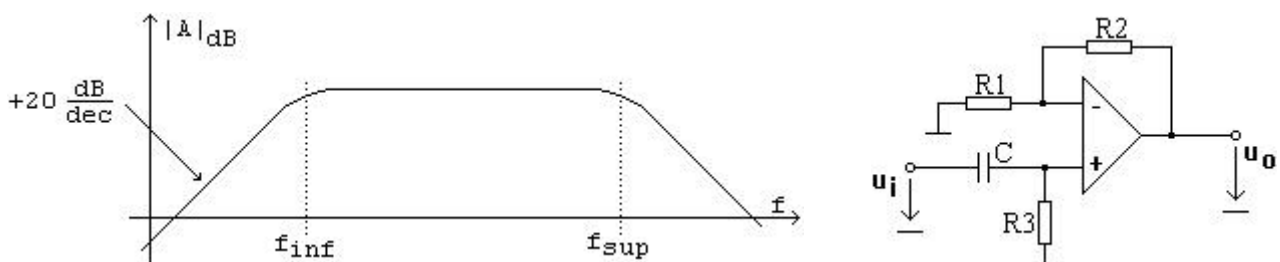


Figura 3: Amplificator de c.a. și caracteristica sa amplificare-frecvență

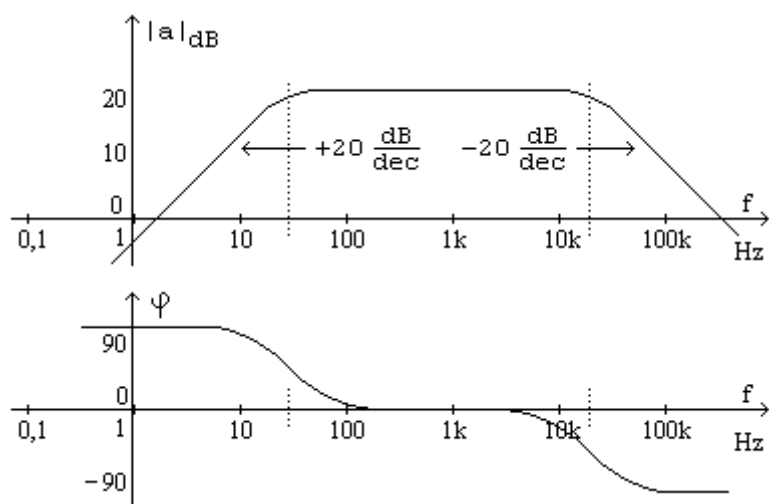
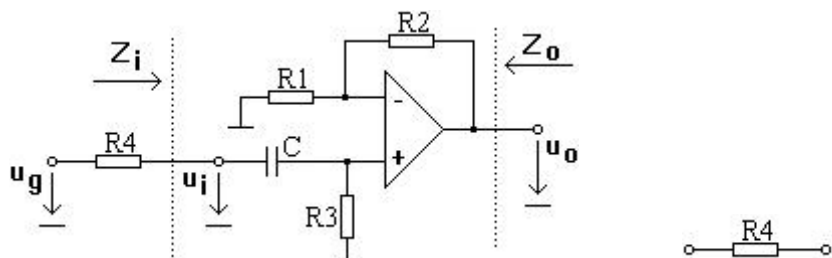


Figura 4: Caracteristicile de frecvență pentru un amplificator audio (amplificare și fază)



$$C1 = 0,1\mu\text{F}, R1 = 0,5\text{k}\Omega, R2 = R3 = 10\text{k}\Omega, R4 = 3,3\text{k}\Omega.$$

Figura 5: Schema amplificatorului, de realizat pe platforma experimentală

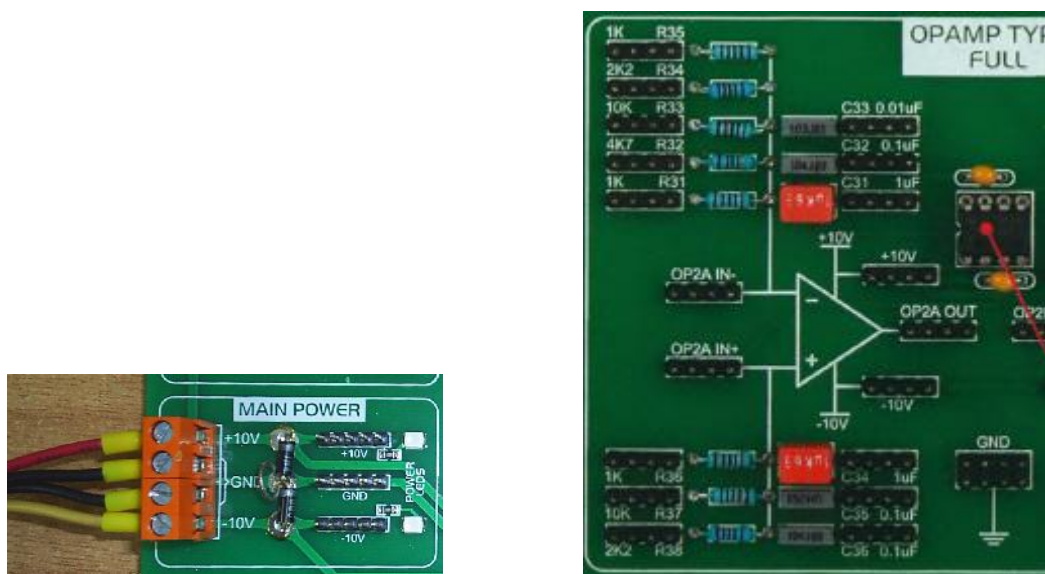


Figura 6: Secțiunile din platformă în care se aplică alimentarea, respectiv se configurează amplificatorul

Modul de lucru

1. Se citesc din foaia de catalog a amplificatorului TL072 parametrii: tensiuni maxime de alimentare, limitele maxime ale tensiunii de ieșire (ca funcții de tensiunile de alimentare), produsul

amplificare-bandă. Se verifică faptul că tensiunile de alimentare alese ($\pm 10V$) respectă limitele impuse de fabricant. Se calculează limitele maxime ale tensiunii de ieşire (U_{o-max} , U_{o-min}), pentru tensiunile de alimentare alese ($\pm 10V$).

2. Schema circuitului de realizat apare în figura 5. Secţiunile din platforma experimentală, în care se află conductoarele de alimentare şi capsula amplificatorului, apar în figura 6 (întreaga platformă în figura 7). Se identifică componentele care vor fi folosite la configurarea amplificatorului. Rezistenţa $R1$ se obţine legând în paralel două rezistoare de $1k$. Rezistorul $R4$ este ataşat din exteriorul platformei (necesar numai la punctul 5 din modul de lucru). Se configurează amplificatorul, conform cu figura 5.

3. Pentru alimentare se procedează astfel: se porneşte sursa dublă, fără să fie conectată platforma ASLK. Se măsoară tensiunile (voltmetrul pe modul de lucru: tensiune continuă) şi se ajustează la valoarea de $10V$, apoi se opreşte sursa şi se conectează conductoarele de alimentare ale plăcii (vizibile în figura 6), ca în figura 1b. Pentru simplitate, conductoarele negre se conectează la borne alăturate ale celor două secţiuni ale sursei, conductorul roşu se conectează la borna $+10V$, conductorul galben la $-10V$. Se porneşte sursa.

4. Se măsoară p.s.f., adică tensiunile la cele două intrări ale AO şi la ieşire, în absenţa semnalului de intrare. Măsurările se fac faţă de punctul comun (masă), notat pe platformă: „GND”, folosind un voltmetru electronic (scară de tensiune continuă). Se verifică faptul că tensiunea de repaus la ieşirea amplificatorului este aproximativ $0V$.

ATENŢIE: la măsurarea tensiunilor intrărilor, este important ca voltmetrul să fie electronic, având impedanţă de intrare foarte mare (nu se foloseşte un voltmetru indicator cu ac).

5. Se măsoară impedanţa de intrare în amplificator, la limita indicată cu linie punctată în figura 5, aşa cum a fost descris în breviarul teoretic, relaţia (4). Se adaugă la intrare un rezistor suplimentar $R4$, de $3,3k\Omega$, se aplică de la generator un semnal sinusoidal, cu frecvenţa $2kHz$, tensiune vîrf-vîrf $500mV$, componentă continuă nulă. Se măsoară tensiunile vîrf-vîrf, la extremele lui $R4$ (U_g şi U_i), faţă de masă, folosind osciloscopul. Se calculează modulul impedanţei de intrare, valabilă la acea frecvenţă a semnalului, folosind relaţia (4). La acest punct, am presupus că frecvenţa $2kHz$ este în interiorul benzii de trecere a amplificatorului. Se verifică dacă valoarea impedanţei de intrare este egală cu $R3$ (în limitele erorilor de măsurare).

6. Se scoate rezistorul $R4$, iar semnalul de la generator se aplică la intrarea amplificatorului (condensatorul C) şi se vizualizează semnalele de intrare şi de ieşire, pe canalele CH1 şi CH2 ale osciloscopului. Se creşte amplitudinea de la generator, pînă cînd se obţine semnal distorsionat, apoi se reduce amplitudinea de intrare pînă se obţine din nou semnal nedistorsionat. Se notează extremele semnalului nedistorsionat la ieşire. Se verifică dacă cele două valori sînt similare cu cele calculate la punctul 1.

7. Pentru ridicarea caracteristicilor de frecvenţă, tensiunea vîrf-vîrf la generator se alege $200mV$ şi nu va fi modificată, pe durata măsurărilor. Semnalele de intrare şi de ieşire se observă simultan, pe cele două canale ale osciloscopului. Acesta se va sincroniza cu semnalul de intrare. La fiecare măsurare, se procedează astfel:

- se modifică frecvenţa, la generator, conform cu tabelul;
- se măsoară cele două tensiuni (excursia vîrf-vîrf, la intrare, respectiv la ieşire) şi se scriu în tabel;
- pentru măsurarea defazajului între ieşire şi intrare (vezi fişierul [CEF-curs1.pdf](#), fig. 2.2), se măsoară întâi decalarea în timp, între trecerea prin 0 a ambelor semnale, în sens crescător. Convenţie: decalarea în timp (Δt) este pozitivă, dacă semnalul de ieşire este în avans faţă de cel de intrare. Valoarea măsurată se scrie în tabel. (Dacă decalarea în timp nu este perceptibilă pe ecran, scrieţi în tabel valoarea 0.)

După completarea liniilor U_i , U_o , Δt , se calculează și se scriu în tabel:

- modulul amplificării: $A_u = U_o/U_i$.

- amplificarea exprimată în dB, folosind relația de definiție:

$$A_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(A_u). \quad (5)$$

- defazajul, exprimat în grade, calculat conform cu:

$$j = 360 \cdot \frac{Dt}{T} = 360 \cdot Dt \cdot f, \quad (6)$$

unde T este perioada semnalului. (Defazajul se poate exprima și în radiani.)

f	kHz	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200
U_i	mV							200						
U_o	V													
Δt	μs													
A_u	-													
A_{dB}	dB													
ϕ	grad													

8. Calculați amplificarea din bandă, conform cu relația (1). Verificați dacă amplificarea maximă măsurată corespunde cu cea calculată.

9. Se desenează caracteristica amplificare-frecvență, adică graficul $A_{dB}(f)$, în coordonate logaritmice, ceea ce înseamnă că amplificarea se reprezintă în dB, iar frecvența se gradează logaritmice (ca în exemplul din figura 4). Folosiți caroiul din figura 8.

Se desenează caracteristica fază-frecvență, adică graficul $j(f)$, în coordonate semilogaritmice, ceea ce înseamnă că faza este gradată liniar, iar frecvența - logaritmice, ca mai sus. Cele două grafice se desenează în ordinea arătată în figura 4.

10. Din primul grafic se determină banda de trecere a amplificatorului, la $-3dB$, adică intervalul de frecvențe în care amplificarea nu scade cu mai mult de 3dB față de valoarea din bandă. În acest scop, se trasează o dreaptă orizontală, la o valoare mai mică cu 3dB, decât valoarea amplificării din bandă. Intersecțiile graficului cu această dreaptă au loc la limitele benzii. Se verifică dacă valorile limitelor benzii corespund cu valorile calculate, ca în relațiile (2) și (3). Rezistența internă a generatorului, care apare în relația (3), are, de regulă, valoarea 50Ω .

Raportul lucrării de laborator trebuie să conțină:

- schema amplificatorului
- verificarea limitelor impuse tensiunii de alimentare (punctul 1)
- p.s.f. (punctul 4)
- valorile celor două tensiuni măsurate la intrare. Valoarea impedanței de intrare, compararea cu R_3 (punctul 5).
- valorile extreme ale semnalului nedistorsionat, compararea cu limitele indicate de fabricant (punctul 6)
- tabelul cu datele măsurate și cele calculate (punctul 7)
- caracteristicile de frecvență (punctul 9)
- verificarea valorilor amplificării în bandă și limitelor benzii (punctele 8, 10)

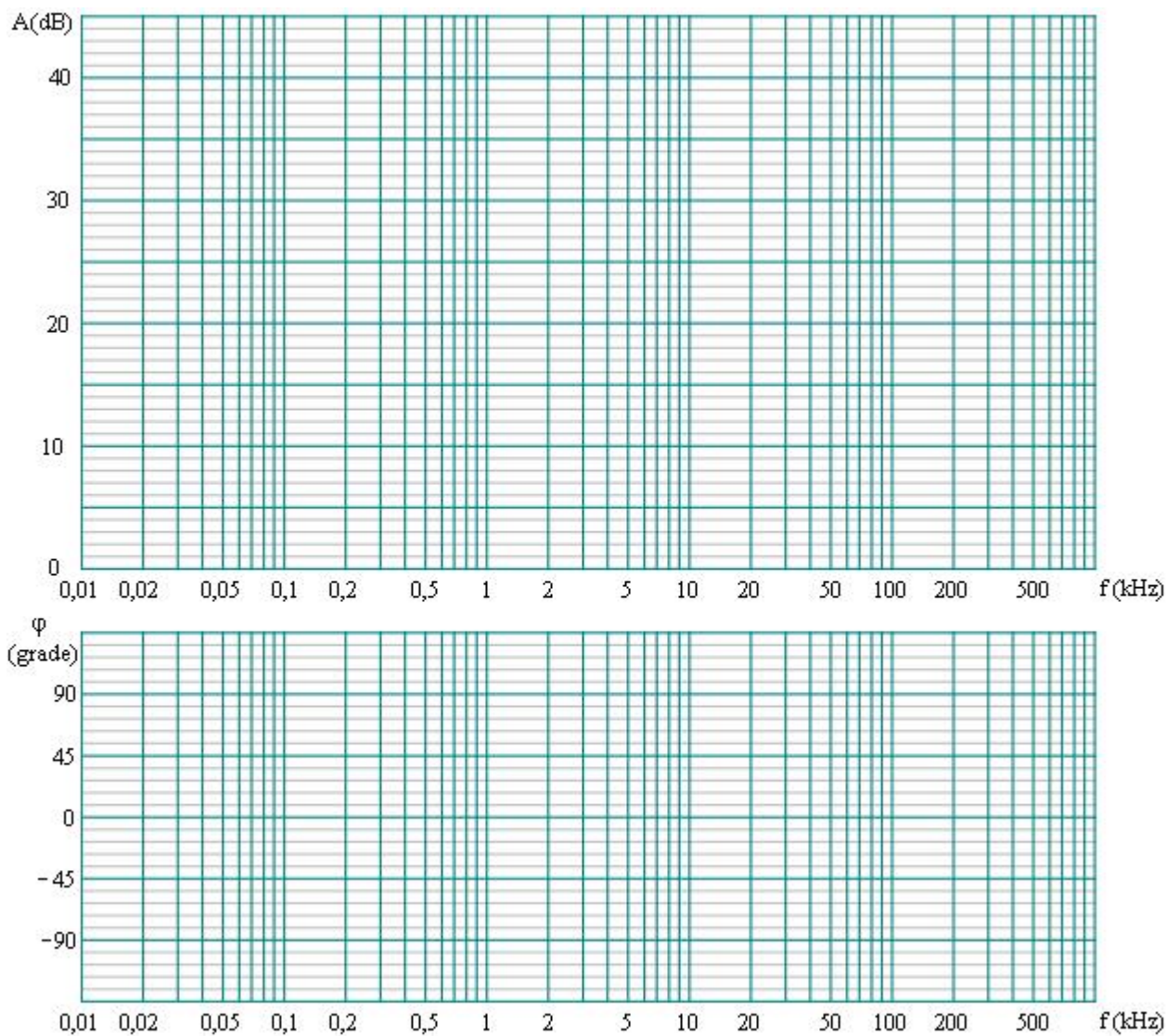
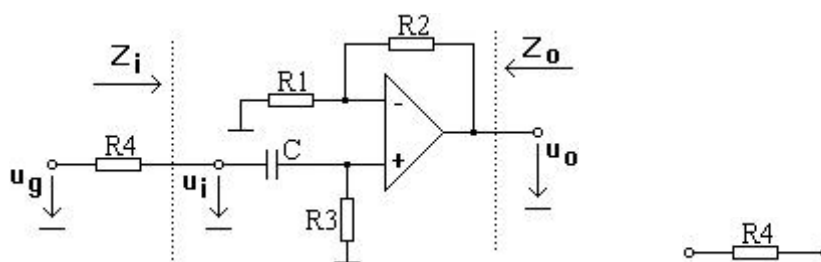


Figura 8: Caroiajul pentru trasarea caracteristicilor de frecvență, în coordonate logaritmice, respectiv semilogaritmice

Numele studentului

Data

Caracteristicile de frecvență ale unui amplificator audio


 $C1 = 0,1\mu F, R1 = 0,5k\Omega, R2 = R3 = 10k\Omega, R4 = 3,3k\Omega.$

1. valorile extrase din foaia de catalog:

tensiuni maxime de alimentare: $V_{CC+} - V_{CC-}$ Supply voltage ... Vtensiunile de alimentare alese ($\pm 10V$) respectă limitele impuse de fabricant?

excursia maximă de tensiune la ieșire: Maximum peak output voltage versus supply voltage ... V

tensiunile maxime la ieșire: $U_{o-max} = \dots V, U_{o-min} = \dots V$

produsul amplificare-bandă: Unity-gain bandwidth MHz

4. p.s.f.

tensiunea la intrarea inversoare: ... V

tensiunea la intrarea neinversoare: ... V

tensiunea la ieșire: ... V

5. Impedanța de intrare

 $U_g = \dots V_{pp}$ $U_i = \dots V_{pp}$ $Z_i = \dots k\Omega$ Este Z_i comparabilă cu $R3$?

6. Extremele tensiunii de ieșire

Limita de sus a semnalului nedistorsionat: ... V

Limita de jos a semnalului nedistorsionat: ... V

Sînt aceste limite comparabile cu limitele indicate de fabricant (punctul 1)?

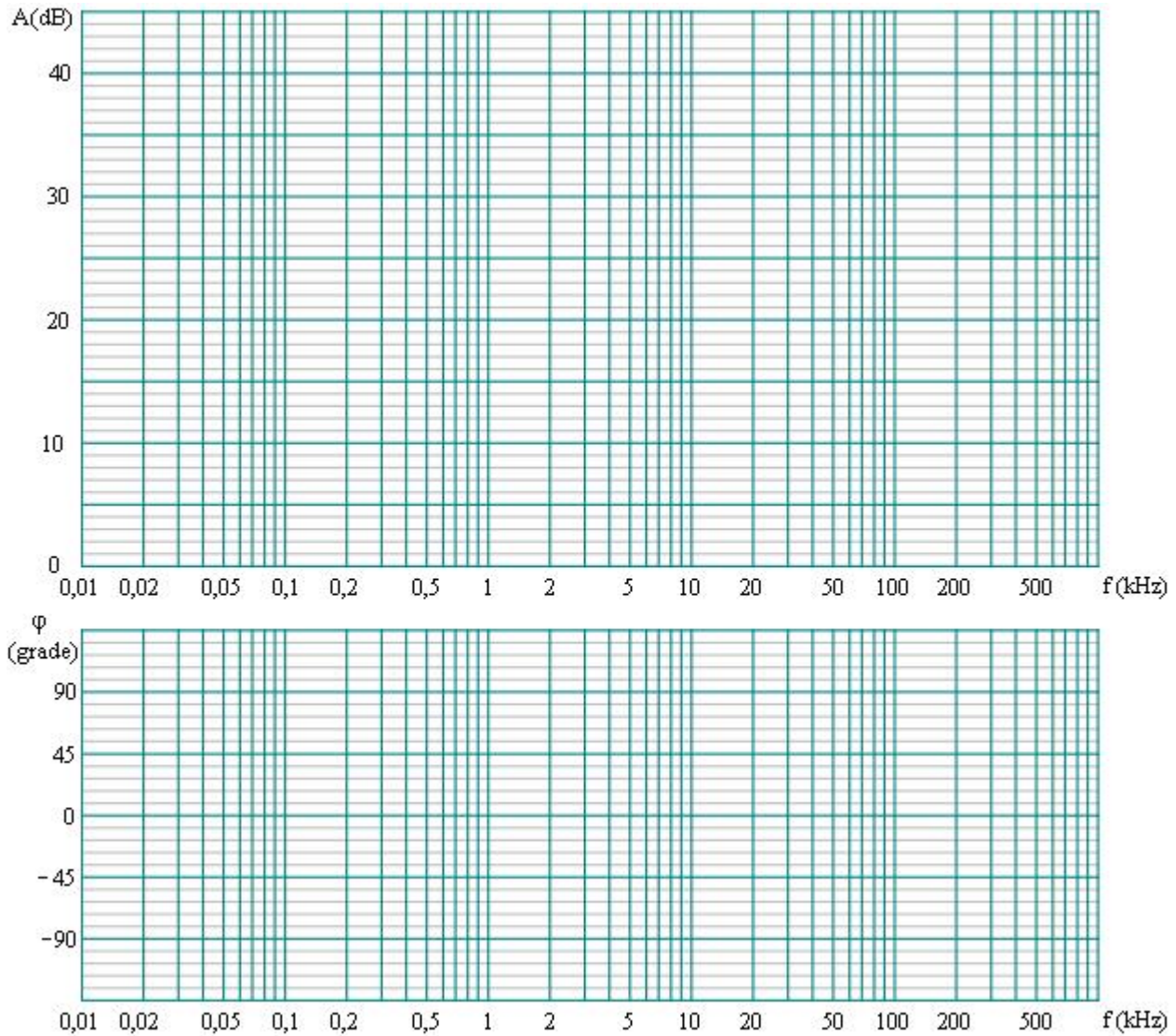
7.

f	kHz	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1	2	5	10	20	50	100	200
U_i	mV							200						
U_o	mV													
Δt	μs													
A	-													
AdB	dB													
φ	grad													

8.

 A_u (calculat) = ... A_u (maxim măsurat) = ...

9. Caracteristicile de frecvență



10.

Frecvența limită superioară, calculată conform (2):

Frecvența limită superioară, determinată din grafic: $f_{\text{sup}} = \dots$ kHz

Frecvența limită inferioară, calculată conform (3):

Frecvența limită inferioară, determinată din grafic: $f_{\text{inf}} = \dots$ kHz

Lucrarea 8: Efectele reacției negative

Obiectivele lucrării

- verificarea efectelor: reducerea neliniarității, îmbunătățirea raportului semnal-zgomot, lărgirea benzii
- vizualizarea perturbațiilor produse prin cuplare electrică (rețeaua din laborator) și prin alimentare (redresor + filtru)
- producerea de oscilații în lanțul de amplificare audio

Aparate necesare

Platformă experimentală cu amplificator de putere și sursă de alimentare proprie, difuzor, microfon dinamic (poate fi folosit un al doilea difuzor), generator, osciloscop.

Breviar teoretic

Reacția negativă are efecte benefice asupra amplificatoarelor: sensibilitate scăzută, față de dispersia parametrică și perturbații, liniaritate crescută, apropierea de amplificator ideal și lărgirea benzii. Prețul plătit este scăderea amplificării, față de situația fără reacție, dar această scădere este compensată simplu, prin adăugarea de etaje de amplificare. Factorul prin care se stabilește de câte ori se îmbunătățesc performanțele este transmisia pe buclă (produsul dintre amplificare și factorul de transfer al circuitului de reacție). În circuitele de amplificare care folosesc amplificator operațional (AO), transmisia pe buclă este foarte mare, datorită AO, ceea ce duce la proprietăți favorabile. Dacă în circuit există surse de perturbații sau neliniarități, reacția negativă contribuie la reducerea efectelor lor.

Etajul de amplificare în clasă B (figura 1a), folosit pentru putere mare de ieșire, este un exemplu tipic de circuit cu ambele neajunsuri. Pe de o parte, prezintă o neliniaritate tipică: neracordarea, la trecerea prin zero, ca în figura 1b. Neliniaritatea poate fi redusă, prin creșterea tensiunii de polarizare, între bazele tranzistoarelor finale, cu ajutorul circuitului numit „superdiodă” (figura 1c). Totuși, circuitul nu ajunge la comportare liniară, deoarece creșterea tensiunii de polarizare ar duce la creșterea vizibilă a consumului, deci la încălzirea etajului. Pe de altă parte, etajul este alimentat dintr-o sursă cu zgomot de rețea, care se regăsește în semnalul de ieșire. Aceste neajunsuri sînt compensate substanțial, prin aplicarea reacției negative.

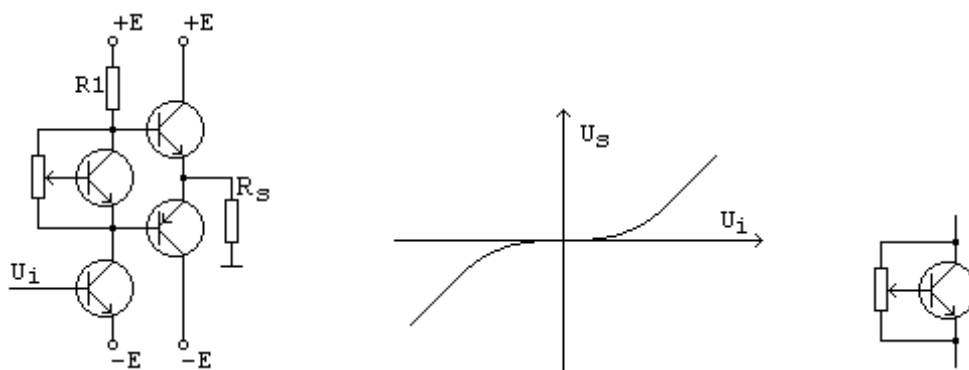


Figura 1: Etaj de ieșire în clasă B (a), caracteristica sa intrare-ieșire (b), circuitul „superdiodă” (c)

În figura 2 se prezintă două scheme simplificate de amplificator, care conțin un AO, la intrare, și un etaj de ieșire, în clasă B. Între ele diferă modul de utilizare a reacției. În figura 2a, AO are reacție negativă, amplificarea sa de tensiune are valoarea 1, iar etajul de ieșire nu este cuprins în bucla de reacție. În acest caz, neliniaritatea etajului de ieșire și perturbațiile produse de alimentare afectează semnalul de la ieșire. În figura 2b, ambele etaje (AO și etajul de ieșire) sînt cuprinse în buclă, iar amplificarea de tensiune a întregului circuit are valoarea 1. Noua configurație a circuitului permite compensarea neliniarității. În plus, întrucît AO este slab influențat de perturbația de pe

alimentare, este posibilă compensarea efectului acestei perturbații. În ambele probleme, reacția negativă acționează asupra ieșirii AO, astfel încât aceasta este deformată, în sens invers față de deformația introdusă în etajul de ieșire.

Un alt efect al reacției negative este lărgirea benzii, pe măsură ce scade amplificarea. Se demonstrează că produsul dintre amplificarea și frecvența limită superioară rămâne neschimbat, ceea ce asigură proprietatea enunțată mai sus. În figura 3, rețeaua de reacție este aleasă astfel încât amplificarea de tensiune să fie supraunitară: $A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

Închiderea buclei de reacție poate crea probleme. Dacă nu este asigurată faza corectă, în buclă, reacția poate deveni pozitivă, iar circuitul să oscileze. Acest fenomen se întâmplă frecvent, când microfonul unui amplificator audio preia semnal de la difuzor, iar amplificarea este suficient de mare. Fenomenul este studiat în capitolul „Oscilatoare”.

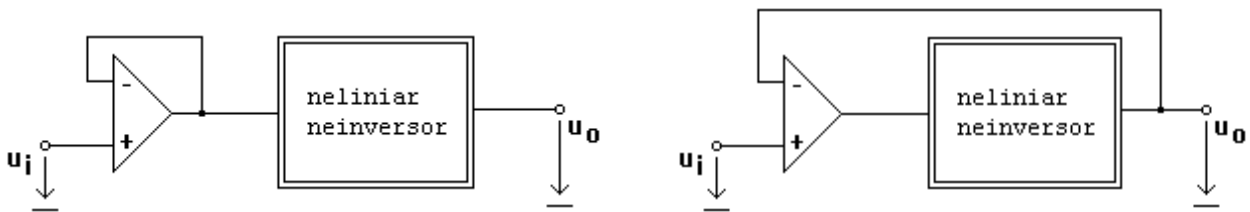


Figura 2: Amplificator cu etajul de ieșire în afara reacției (a) și în bucla de reacție (b)

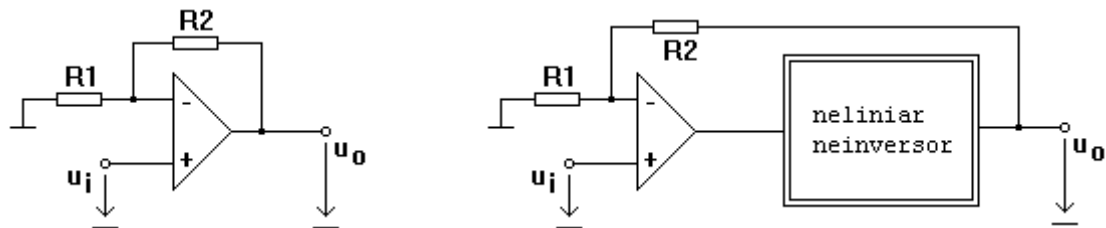


Figura 3: Amplificatoare în care valoarea amplificării este supraunitară

Modul de lucru

1. Se identifică componentele de pe platforma experimentală (figurile 4, 5), inclusiv pozițiile conectorilor J1, J2. Se observă, în schemă, cuadripolul de reacție, topologie cu eșantionare de tensiune și comparare tot de tensiune. Cuadripolul este format din R4 și R5 sau R5 (singur), după cum este cuplat sau nu conectorul J2. Pentru cazul în care J2 este cuplat, se calculează factorul de transfer al cuadripolului de reacție și valoarea aproximativă a amplificării unui amplificator, care folosește, în reacție, acest cuadripol:

$$f = \frac{R_4}{R_4 + R_5} = \dots \quad A_u = 1 + \frac{R_5}{R_4} = \dots$$

Se observă punctul din care se ia reacția, după cum J1 este conectat 1-2 sau 3-2. În primul caz, bucla de reacție cuprinde doar AO (IC1), iar în al doilea caz, bucla cuprinde tot amplificatorul (AO + etajul de ieșire). Pentru ambele variante, se numără inversările de fază, pentru a stabili dacă reacția este negativă sau pozitivă. Se observă structura etajului de ieșire (tranzistoare compuse complementare, superdiodă). Se observă cum alimentarea pentru IC1 este filtrată suplimentar prin R12, C3, R13, C4, față de alimentarea etajului de ieșire.

Se alimentează circuitul din sursă dublă $\pm 15V$ sau dintr-un transformator cu priză mediană, 2x12Vef.

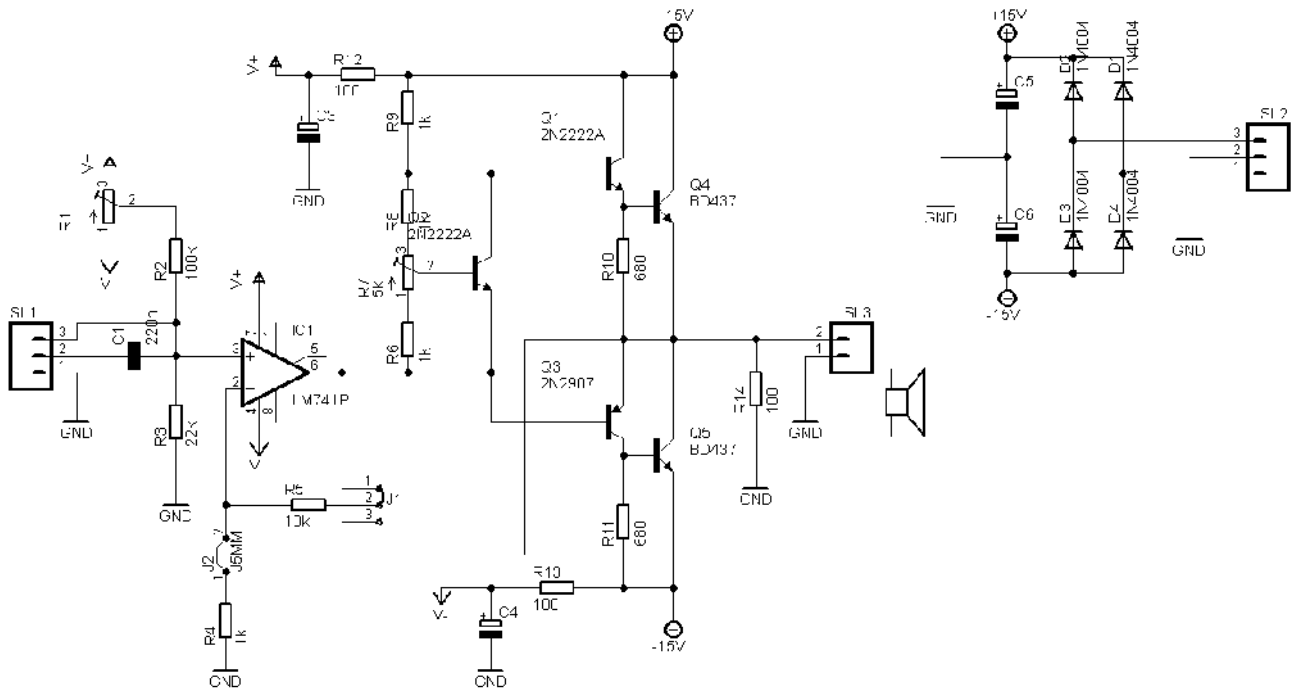


Figura 4: Schema platformei experimentale

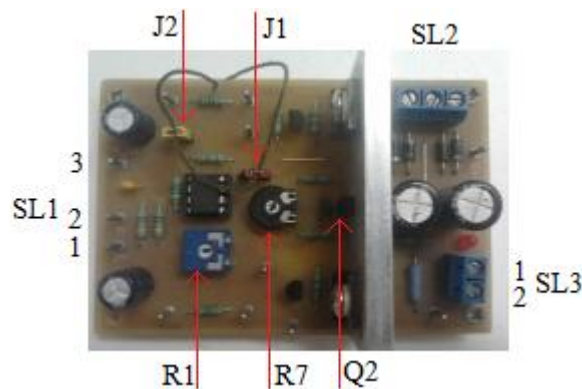


Figura 5: Vedere a platformei experimentale

2. În următoarele 4 puncte, se studiază efectul reacției negative asupra p.s.f. (polarizarea). Dorim ca în repaus, adică atunci când tensiunea de intrare este nulă, tensiunea de ieșire să fie nulă. În acest scop, se scurtcircuitază pinii 1 și 3 ai SL1, sau se montează între ei microfonul, care are impedanță internă mică. Tensiunea pe superdiodă se reglează astfel: se măsoară tensiunea colector-emitor a lui Q2, cu un voltmetru electronic (modul de lucru c.c.), și se ajustează semireglabilul R7, pînă când tensiunea pe Q2 este 1,7V.

3. Se realizează configurația de reacție 1, în care J2 este întrerupt, iar conectorul J1 este cuplat 1-2. În acest caz, reacția se aplică numai IC1, iar amplificarea lui de tensiune = 1. Se măsoară tensiunile de c.c., față de masă, în punctele: intrare (pinul 3 IC1), semnal de reacție (pinul 2 IC1), ieșire AO (pinul 6 IC1) și ieșirea amplificatorului (difuzor, pinul 2 al SL3). Valorile se scriu în tabel.

4. Se realizează configurația de reacție 2, în care J2 este întrerupt, iar conectorul J1 este cuplat 3-2. În acest caz, reacția se aplică întregului amplificator, iar amplificarea lui de tensiune = 1. Se măsoară tensiunile de c.c., ca mai sus, și se scriu în tabel.

5. Se realizează configurația de reacție 3, în care J2 este conectat, iar conectorul J1 este cuplat 3-2. În acest caz, reacția se aplică întregului amplificator, iar amplificarea lui de tensiune = Se măsoară tensiunile de c.c., ca mai sus, și se scriu în tabel.

	Tensiune intrare (pinul 3 IC1)	Tensiune reacție (pinul 2 IC1)	Tensiune pinul 6 IC1	Tensiune ieșire (pinul 2 SL3)
Configurația 1 (în reacție numai AO)				
Configurația 2 (în reacție tot amplificatorul, $A_u = 1$)				
Configurația 3 (în reacție tot amplificatorul, $A_u = \dots$)				

În care dintre situațiile de mai sus tensiunea de ieșire are o valoare apropiată de tensiunea de la intrare (0V)?

6. La acest punct, se studiază efectul perturbațiilor, prezente la intrarea amplificatorului. Configurația de reacție rămîne cea de la punctul 5 (J2 conectat, J1 cuplat 3-2). Intrarea se lasă în gol, iar la ieșire se conectează difuzorul. Se vizualizează semnalul de ieșire pe un canal al osciloscopului, în timp ce se atinge cu degetul un pin de intrare. Se observă efectul acustic în difuzor, se măsoară frecvența semnalului (semnalul de ieșire poate fi înghețat pe ecranul osciloscopului). Se conectează microfonul la intrare (pinii 1 – 3 ai SL1), după care se atinge cu degetul, din nou, pinul de intrare.

Frecvența = ... Hz

Frecvența măsurată este un indiciu asupra sursei perturbațiilor?

În care dintre cele două situații ați observat semnal de ieșire mai mare?

7. La următoarele două puncte, se studiază efectul reacției negative, asupra propagării zgomotului provenind de la alimentare. În acest scop, alimentarea se face de la un transformator cu priză mediană, 2x12Vef. Se realizează configurația de reacție 1 (J2 neconectat, J1 cuplat 1-2), astfel încît etajul de ieșire să fie în afara buclei de reacție. Tensiunea pe superdiodă rămîne reglată la 1,7V (vezi punctul 2). La intrare (pinii 1 – 3 ai SL1) se aplică semnal sinusoidal de la un generator, cu componentă medie nulă, frecvență 1kHz, 100mV_{vv}. Se vizualizează semnalul de pe ieșire (componenta alternativă). Se observă suma celor două componente: cea similară cu intrarea și cea perturbatoare. Se măsoară excursia de tensiune vîrf-vîrf a componentei perturbatoare periodice și frecvența sa. Pentru a deduce originea acestui semnal, se vizualizează componenta alternativă a tensiunilor de alimentare $\pm 15V$, adică în colectorul lui Q4 și în emitorul lui Q5. Observați dacă semnalul perturbator de pe ieșire are similitudini cu vreunul dintre cele două semnale indicate.

Frecvența = ... Hz

Semnalul perturbator de tensiune la ieșire (excursia vîrf-vîrf) = ... V

8. Se realizează configurația de reacție 2 (J2 neconectat, J1 cuplat 3-2), astfel încît etajul de ieșire să fie inclus în bucla de reacție. Tensiunea pe superdiodă și semnalul de intrare rămîn ca la punctul precedent. Se observă componentele semnalului de la ieșire. Se poate măsura excursia de tensiune a componentei perturbatoare?

Semnalul de tensiune la ieșire (excursia vîrf-vîrf) = ... V

Pentru a observa efectul buclei de reacție, se folosește al doilea canal al osciloscopului pentru a vizualiza semnalul la ieșirea AO (pin 6). Există vreo similitudine cu cel de la ieșire?

Pentru a explica reducerea zgomotului, se observă tensiunile de alimentare ale AO, filtrate (la C3, C4, sau la pinii 1 și 8 ai AO). Componenta alternativă este mult mai mică decât cea observată la alimentarea $\pm 15V$.

În care dintre cele două configurații s-a obținut semnal perturbator mai mic?

9. La acest punct, se studiază efectul reacției negative asupra neliniarității amplificatorului. Se realizează configurația de reacție 1 (J2 neconectat, J1 cuplat 1-2), astfel încât etajul de ieșire să fie în afara buclei de reacție. Se decuplează generatorul de semnal, apoi se reduce tensiunea pe superdiodă la 1,4V. Se vizualizează semnalul de pe ieșire (componenta continuă + alternativă). Se ajustează din P1, astfel încât tensiunea de ieșire în repaus să fie nulă. Se recuplează generatorul de semnal, între pinii 1 – 2 ai SL1 (intrare doar în c.a.), cu aceleași valori ale mărimilor. Se observă semnalul de tensiune la pinul 6 al AO (similar cu intrarea) și pe ieșire (afectat de neliniaritatea etajului de ieșire). Se realizează configurația de reacție 2 (J2 neconectat, J1 cuplat 3-2), astfel încât etajul de ieșire să fie inclus în bucla de reacție. Se oprește semnalul de la generator, se ajustează P1, astfel încât tensiunea de ieșire în repaus să fie nulă, se repornește semnalul de la generator. Se observă semnalul de tensiune la pinul 6 al AO (deformat, față de cel de la intrare) și pe ieșire (similar cu intrarea).

În care dintre cele două configurații s-a obținut semnal de ieșire nedeformat?

10. La acest punct, se observă dacă circuitul consumă putere, chiar și în absența semnalului. Tensiunea pe superdiodă se reglează la 1,7V. Se oprește semnalul de la generator și se atinge radiatorul tranzistoarelor de ieșire. Este rece sau cald?

11. La acest punct se pune în evidență, calitativ, un fenomen de instabilitate. Se realizează configurația de reacție 3 (J2 conectat, J1 cuplat 3-2). Se conectează microfonul la intrare (pinii 1 – 2 ai SL1, numai componenta alternativă). Se aduce microfonul aproape de difuzor, pînă cînd circuitul oscilează. (Se va analiza în capitolul „Oscilatoare”).

12. La acest punct se pune în evidență efectul reacției negative asupra benzii de frecvență. Se realizează configurația de reacție 2 (J2 neconectat, J1 cuplat 3-2), amplificarea de tensiune $A_u = \dots$. Tensiunea pe superdiodă rămîne la 1,7V. Se ajustează din P1 tensiune de ieșire nulă, în repaus. Difuzorul de la ieșire este înlocuit cu un rezistor (între 100 Ω – 1k Ω). La generator se selectează semnal sinusoidal, 10kHz, medie nulă, 2V_{vv}. Se vizualizează semnalul pe ieșire. Se variază frecvența, crescător, pînă cînd semnalul de ieșire scade la 0,707 din valoarea din bandă (sau: amplificarea scade cu 3dB, față de valoarea din bandă). Valoarea frecvenței se notează, este limita superioară a benzii, pentru prima valoare a amplificării.

Se realizează configurația de reacție 3 (J2 conectat, J1 cuplat 3-2), amplificarea de tensiune $A_u = \dots$. La generator, se modifică excursia de tensiune, 200mV_{vv}. Se reia variația frecvenței, crescător, începînd cu 10kHz, pînă cînd se determină limita superioară a benzii, care se notează în tabel. Calculați produsul amplificare x bandă, în cele două situații.

		f_{sup}	Produsul amplificare x bandă
Configurația 2	$A_u = \dots$		
Configurația 3	$A_u = \dots$		

Lucrarea 9: Amplificatorul inversor, realizat cu amplificator operațional

Obiectivele lucrării:

- determinarea produsului amplificare-bandă
- verificarea limitei inferioare a benzii și a tensiunilor pe intrările AO
- determinarea experimentală a impedanței de intrare

Aparate necesare:

platformă experimentală ASLK, sursă de alimentare $\pm 10V/0,5A$, voltmetru electronic, osciloscop, generator de semnal.

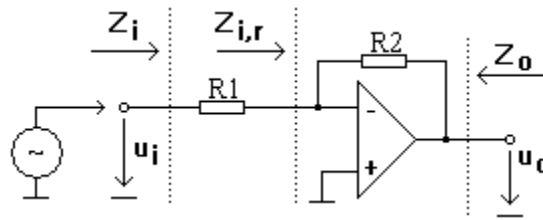
Breviar teoretic

Figura 1: Amplificator inversor, realizat cu AO

Amplificatorul inversor, realizat cu amplificator operațional (AO), are schema generică din figura 1. El exploatează proprietățile intrinseci ale AO integrat, care are amplificarea de tensiune, în buclă deschisă, de ordinul $a_u = 100.000 \dots 200.000$, iar impedanța de ieșire $Z_{oa} = 50 \dots 100\Omega$. În circuitul din figura 1, R_2 asigură reacția negativă, R_1 nu face parte din rețeaua de reacție, iar topologia este: eşantionare de tensiune, comparare de curent. Consecința acestei topologii este că amplificatorul, din care oțimem R_1 , are impedanță de ieșire $Z_{o,r}$ (figura 1) foarte mică, de ordinul $m\Omega$. Impedanța de intrare este dată de R_1 . Valorile celor două sînt date în relațiile (1), (2). Datorită faptului că intrarea în amplificator este aplicată la intrarea inversoare a AO, semnalul de tensiune la ieșire este în antifază cu cel de la intrare. Ca urmare, amplificarea de tensiune este negativă, valoarea fiind cea din (3). Elementul esențial, care asigură îmbunătățirea performanțelor, este transmisia pe buclă, care are valori de ordinul mii sau zeci de mii. Valoarea ei, pentru amplificatorul de tensiune din figura 1, este dată de relația (4). Valorile din relațiile de mai jos sînt valabile în interiorul benzii de trecere a amplificatorului. Caracteristica intrare-ieșire, în interiorul benzii, are aspectul din figura 2. Panta porțiunii liniare din figura 2 este amplificarea de tensiune.

$$Z_{o,r} = \frac{Z_{oa}}{a_u} \quad (1)$$

$$Z_i = R_1 + Z_{i,r} \cong R_1 \quad (2)$$

$$A_u = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

$$T = \frac{a_u}{|A_u|} \quad (4)$$

Datorită reacției negative cu transmisie pe buclă foarte mare, intrarea inversoare este virtual la același potențial cu intrarea neinversoare, adică la 0V. Această proprietate este valabilă atît în repaus (p.s.f.), cît și atunci cînd se aplică semnal. AO și circuitul de reacție funcționează inclusiv în c.c., ceea ce determină următoarea proprietate: limita inferioară a benzii de frecvență este 0Hz. Caracteristica amplificare-frecvență apare în figura 3.

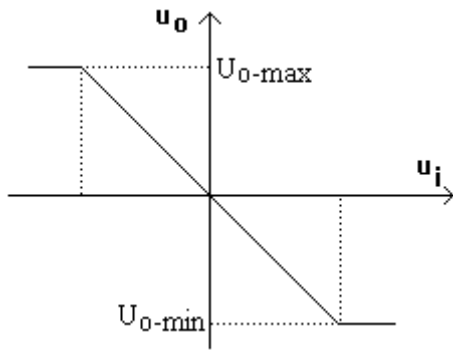


Figura 2: Caracteristica intrare-ieșire (în interiorul benzii)

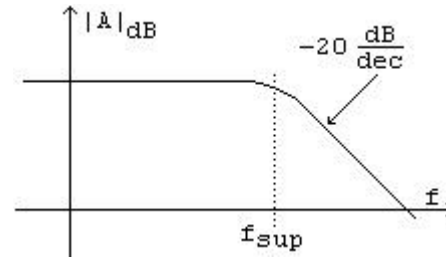


Figura 3: Caracteristica amplificare-frecvență

O proprietate generală a amplificatoarelor cu reacție negativă este aceea că limitele benzii de frecvențe sînt în raport invers proporțional cu amplificarea. În cazul acestui amplificator de tensiune, banda de frecvențe este egală cu limita superioară, întrucît limita inferioară a benzii este 0Hz. Produsul dintre modulul amplificării de tensiune și bandă este o constantă, a cărei valoare este indicată în foaia de catalog a circuitului AO, cu numele „unity-gain bandwidth” sau, în limba română, produsul amplificare-bandă. Limita superioară a benzii este dată de:

$$f_{sup} = \frac{f_T}{|A_u|}, \quad (5)$$

unde A_u este amplificarea de tensiune, în bandă, iar parametrul f_T este produsul amplificare-bandă. Valoarea din foaia de catalog a acestui parametru este afectată de o oarecare imprecizie (de ordinul 10-20%), dar oferă o informație utilă, despre comportarea în frecvență a circuitului.

Una dintre metodele de măsurare a impedanței de intrare presupune următoarele operații: se atașează un rezistor suplimentar (aici este notat R_3), în serie cu intrarea, ca în figura 4, și se aplică semnal de la generator. Se măsoară tensiunile la extremele sale, notate U_g și U_i . Curentul absorbit

la intrare este: $I_i = \frac{U_g - U_i}{R_3}$, iar impedanța de intrare:

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = R_3 \cdot \frac{U_i}{U_g - U_i}. \quad (6)$$

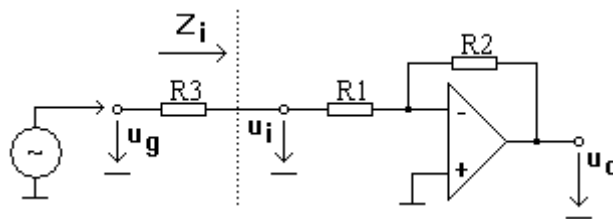


Figura 4: Schema amplificatorului, de realizat pe platforma experimentală

Modul de lucru

1. Schema circuitului de realizat apare în figura 5. Secțiunile din platforma experimentală, în care se află conductoarele de alimentare și capsula amplificatorului, apar în figura 6. Se identifică componentele care vor fi folosite la configurarea amplificatorului: OP2A, R31-R35. Se observă că rezistoarele sînt legate cu un capăt la intrarea inversoare a AO (linia albă de pe placă). Se configurează amplificatorul, conform cu figura 5, cu valorile: $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 4,7k\Omega$ (se folosesc R35 și R32 de pe placă).

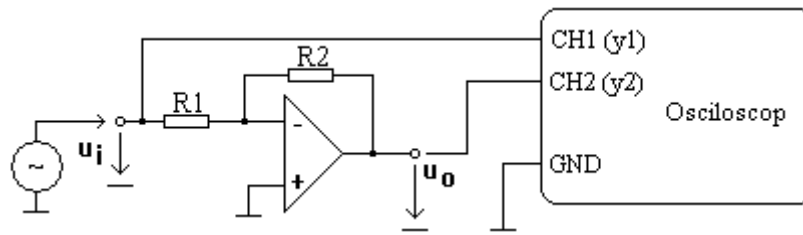


Figura 5: Schema circuitului folosit la măsurare (de realizat pe placă)

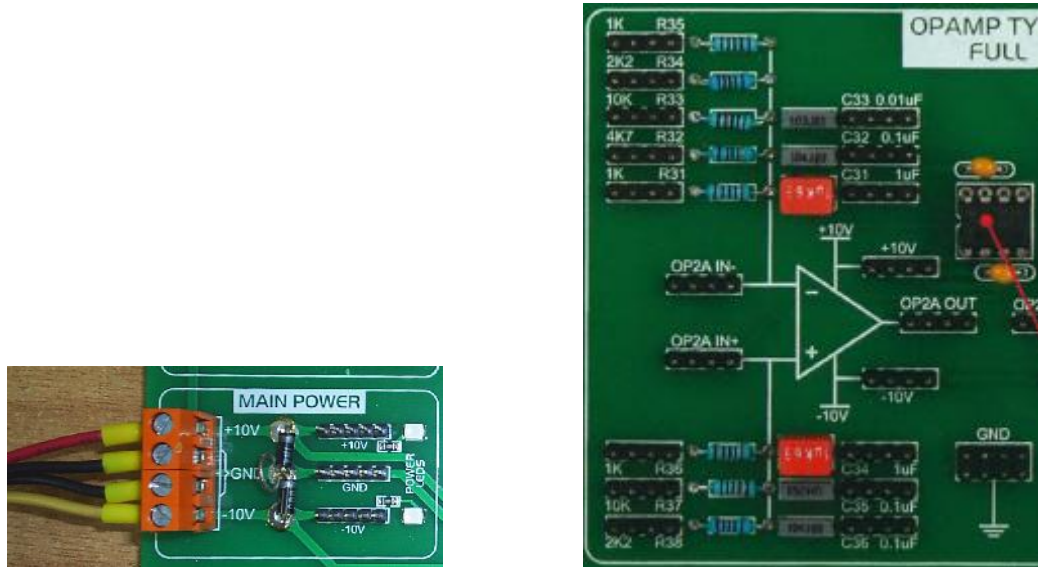


Figura 6: Secțiunile din platformă în care se aplică alimentarea, respectiv se configurează AO

2. Pentru alimentare se procedează astfel: se pornește sursa dublă, fără să fie conectată platforma ASLK. Se măsoară tensiunile celor două secțiuni (voltmetrul pe modul de lucru: tensiune continuă) și se ajustează la valoarea de 10V, apoi se conectează conductoarele de alimentare ale plăcii (vizibile în figura 6). Pentru simplitate, conductoarele negre se conectează la borne alăturate ale celor două secțiuni ale sursei, conductorul roșu se conectează la borna +10V, conductorul galben la -10V.

3. Se măsoară p.s.f., adică tensiunile la cele două intrări ale AO și la ieșire, în absența semnalului de intrare. Măsurările se fac față de punctul comun (masă), notat pe platformă: „GND”, folosind un voltmetru electronic (scară de tensiune continuă). Se verifică faptul că tensiunile de repaus la ieșirea amplificatorului și la intrarea inversoare au valorile aproximative 0V.

4. La acest punct, se verifică caracterul inversor al amplificatorului și se măsoară valoarea amplificării, în banda de frecvențe de trecere, a amplificatorului. Se aplică la intrarea amplificatorului semnal de la un generator, la care se alege: semnal sinusoidal, frecvența 5kHz, tensiunea vîrf-vîrf 100mV, componentă medie nulă. (Am presupus că frecvența de 5kHz se află în interiorul benzii de trecere.) Se vizualizează pe canalul CH1 al osciloscopului semnalul de la generator, iar pe canalul CH2, semnalul de ieșire, ca în figura 5. Se alege sincronizarea cu canalul 1 (meniul „Trigger”). Semnalul de ieșire este în fază sau în antifază cu intrarea?

Se măsoară tensiunile vîrf-vîrf, U_i și U_o .

$$U_{i-pp} = \dots \text{ (div) } \times \dots \text{ (V/div) } = \dots \text{ mV}_{pp}$$

$$U_{o-pp} = \dots \text{ (div) } \times \dots \text{ (V/div) } = \dots \text{ mV}_{pp}$$

Se calculează amplificarea de tensiune, rezultată din măsurare (semnul amplificării se alege în funcție de relația de fază între intrare și ieșire, verificată mai sus). Se calculează valoarea teoretică a amplificării de tensiune, ca în relația (3), pentru valorile R1 și R2 care au fost alese la punctul 1.

$$(\text{măsurat}) \quad A_u = \frac{U_o}{U_i} = \dots$$

$$(\text{calculat}) \quad A_u = -\frac{R_2}{R_1} = \dots$$

Sînt apropiate cele două valori (în limitele erorilor de măsurare și ale toleranței rezistoarelor)? ...

5. La acest punct, se verifică faptul că intrarea inversoare a AO este un punct virtual de masă. Se mută sonda canalului 2 la intrarea inversoare a AO. Se observă pe canalul 2 alt semnal decît zgomotul?

6. La acest punct, se verifică faptul că limita inferioară a benzii de frecvențe este 0Hz. La generator se modifică valoarea componentei medii, $U_{i-med} = 100\text{mV}$. La canalul CH2 al osciloscopului se alege din meniu reprezentarea cu componentă medie (opțiunea DC). Se determină valoarea componentei medii a semnalului de la ieșire:

$$U_{o-med} = \dots \quad (\text{div}) \times \dots \quad (\text{V/div}) = \dots \quad \text{mV}.$$

Se calculează amplificarea pentru componenta medie (frecvența 0):

$$(\text{măsurat}) \quad A_u = \frac{U_{o-med}}{U_{i-med}} = \dots$$

Este această valoare apropiată de cele două valori de la punctul 4? ...

Frecvența 0Hz face parte din banda de trecere a amplificatorului? ...

7. La acest punct se măsoară limita superioară a benzii, pentru mai multe valori ale amplificării. La generator se alege, din nou, valoarea 0V a componentei medii. Apoi se procedează astfel:

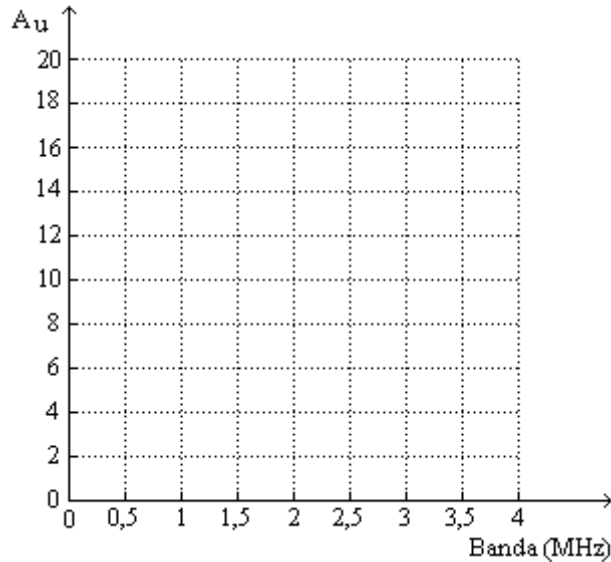
- se configurează amplificatorul cu valorile R1 și R2 din prima linie a tabelului;
- se reglează la generator frecvența 5kHz;
- se modifică amplitudinea tensiunii de la generator, pînă cînd tensiunea de ieșire are valoarea 400mVpp (folosiți scara 50mV/div, la canalul 2). Atenție la ajustarea tensiunii: se poate schimba valoarea din tastatura numerică, dar este posibilă și plasarea cursorului pe cifra cea mai semnificativă, după care se rotește butonul de sus, dreapta, în sensul dorit;
- se crește frecvența semnalului, pînă cînd semnalul de ieșire scade la 280mVpp (adică 0,7 x 400mVpp). Valoarea obținută a frecvenței este f_{sup} , care se scrie în tabel, coloana 3 (valorile așteptate între sute de kHz și cîțiva MHz). Ajustarea frecvenței la generator se face în unul din cele două moduri, similar cu ajustarea tensiunii de la punctul precedent;
- calculați valoarea amplificării, conform cu relația (3), corespunzător cu valorile R1 și R2 folosite în amplificator, și scrieți modulul acestei valori în coloana 4;
- calculați produsul amplificare-bandă, înmulțind valorile din coloanele 3 și 4, și scrieți valoarea calculată în coloana 5.

Pașii a-f se repetă pentru fiecare linie din tabel. La ultima linie, valoarea R1 = 0,5kΩ se obține legînd în paralel cele două rezistoare de 1kΩ.

R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	f_{sup} (MHz)	Au (calculat)	Produsul Au x f_{sup} (MHz)	
1	1				
1	2,2				
1	4,7				
1	10				
0,5	10				

Sînt similare valorile din coloana a cincea (adică: este constant produsul amplificarea x bandă)? ...

8. Desenați un grafic, ale cărui puncte au ordonata din coloana a patra (amplificarea) și abscisa din coloana a treia (banda de trecere a amplificatorului). Dacă produsul celor două mărimi este o constantă, punctele trebuie să se eșeze pe o hiperbolă.



9. La acest punct, se măsoară impedanța de intrare. În acest scop, se adaugă la intrare un rezistor $R_3 = 1\text{k}\Omega$, ca în figura 4 (rezistorul nu este dintre cele disponibile pe placă, trebuie folosită o componentă suplimentară). Amplificatorul a rămas configurat conform cu ultima linie din tabelul de la punctul 7. La generator se selectează semnal sinusoidal, frecvența 5kHz, tensiunea vîrf-vîrf 900mV_{vv}, componentă continuă nulă. La acest punct, se poate verifica dacă frecvența 5kHz este în interiorul benzii de trecere a amplificatorului (prin comparație cu valoarea din coloana a treia a tabelului de la punctul 7). Se măsoară tensiunile vîrf-vîrf, la extremele lui R_3 (U_g și U_i), față de masă, folosind osciloscopul.

$$U_{g-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{mV}_{pp}$$

$$U_{i-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots \text{mV}_{pp}$$

Se calculează modulul impedanței de intrare, valabilă în banda de trecere a amplificatorului, folosind relația (6).

$$Z_i (\text{măsurat}) = \dots \text{k}\Omega.$$

Este valoarea măsurată similară cu valoarea R_1 , indicată de relația (2)? ...

Lucrarea 10: Oscilatoare armonice în cuadratură

Obiectivele lucrării:

- studiul condiției de oscilație armonică
- stabilirea amplitudinii de oscilație, cu ajutorul unei componente neliniare
- verificarea defazajelor, prin figuri Lissajous

Aparate necesare:

platformă experimentală ASLK, sursă de alimentare $\pm 10V/0,5A$, osciloscop cu funcția FFT.

Breviar teoretic

În telecomunicații și în unele traductoare sînt necesare oscilatoare armonice, care produc două semnale sinusoidale, defazate între ele cu 90 grade. Se spune că semnalele sînt „în cuadratură”. Oscilatoarele folosesc reacția pozitivă, dar nu au rețea de reacție selectivă, ci un grup de etaje, care însumează defazaj de 360 grade, pe buclă. Ca la toate oscilatoarele cu reacție pozitivă, structura lor este cea din figura 1a., unde A este amplificarea amplificatorului de bază, iar β este factorul de transfer al circuitului de reacție (este tot o amplificare, dar subunitară). Pentru ca oscilațiile să se mențină, în regim permanent, cele două mărimi trebuie să îndeplinească, cu exactitate, două condiții (împreună, se numesc condiția Barkhausen, pentru oscilații armonice):

$$|A_{osc}| \cdot |\beta_{osc}| = 1 \quad (1)$$

$$\arg(A_{osc}) + \arg(\beta_{osc}) = 2k\pi \quad (2)$$

Indicele „osc” arată că au fost considerate valorile mărimilor, în regimul permanent al oscilațiilor. Condiția (1) nu poate fi îndeplinită exact de către un circuit liniar, din cauza dispersiei parametrice și a derivatei termice a amplificării. Ca urmare, se introduce în circuit, intenționat, o mică neliniaritate, care face ca amplificarea să scadă, odată cu creșterea tensiunii de ieșire, ca în figura 1b. În punctul de echilibru al oscilatorului, M , este îndeplinită condiția (1). Forma caracteristicii din figura 1b asigură și amorsarea oscilațiilor, în momentul alimentării. Din considerente practice, se caută soluții prin care frecvența și amplitudinea oscilațiilor să poată fi ajustate independent („reglaje ortogonale”).

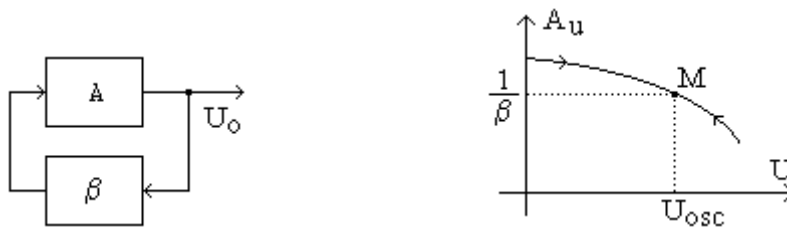


Figura 1: Structura unui oscilator armonic, cu reacție pozitivă, și caracteristica neliniară a amplificatorului

Condiția (2) poate fi îndeplinită, folosind circuite reactive, la care defazajul depinde de frecvență. De regulă, îndeplinirea acestei condiții conduce la stabilirea frecvenței oscilațiilor, în regim permanent. În cadrul oscilatoarelor în cuadratură, cel puțin un defazaj, între două semnale de ieșire, trebuie să fie de 90grade. O soluție simplă pentru a-l obține este utilizarea unui integrator, ca cel din figura 2 (integrator inversor). Funcția răspuns la frecvență a integratorului se calculează ca o amplificare, folosind expresia în complex a impedențelor (provine din transformata Fourier):

$$H(j\omega) = -\frac{1}{j\omega C_1} / R_1 = -\frac{1}{j\omega C_1 R_1}, \quad (3)$$

unde produsul R_1C_1 este constanta de timp de integrare. Defazajul ieşirii faţă de intrare, pentru un circuit cu funcţia $H(j\omega) = \frac{1}{j\omega CR}$, este -90 grade, la orice valoare a frecvenţei semnalului armonic.

Totuşi, pentru circuitul din figura 2, trebuie considerat şi caracterul inversor care, pentru semnale sinusoidale, este echivalent cu un defazaj de 180 grade, ceea ce face ca semnalul de ieşire să apară cu defazaj $+90$ grade, faţă de cel de intrare.

Una dintre variantele de realizare a oscilatorului armonic în cuadratură este cea din figura 3 (va fi folosită în această lucrare). Se recunoaşte structura integratorului inversor, realizat cu OP1A. Fiecare din cele trei etaje are propria reacţie negativă dar, în plus, există o reacţie pozitivă, prin OP1B, OP2A şi R4. Pentru a verifica condiţiile de oscilaţie (1) şi (2), se calculează funcţia răspuns la frecvenţă pentru toată bucla.

$$U_1(\omega) = -\frac{1}{j\omega C_1 R_1} \cdot U_3(\omega)$$

$$U_2(\omega) = -\left(\frac{1}{j\omega C_2} \parallel R_3\right) / R_2 \cdot U_1(\omega) - \left(\frac{1}{j\omega C_2} \parallel R_3\right) / R_4 \cdot U_3(\omega) = \frac{-R_3}{1 + j\omega C_2 R_3} \cdot \left(\frac{U_1(\omega)}{R_2} + \frac{U_3(\omega)}{R_4}\right)$$

$$U_3(\omega) = -\frac{R_6}{R_5} \cdot U_2(\omega)$$

În analiza efectuată aici, s-a ținut cont de faptul că OP1B însumează efectul tensiunilor U_1 şi U_3 . Prin eliminarea lui U_2 şi U_3 , rezultă, succesiv:

$$U_3(\omega) = \frac{R_6}{R_5} \cdot \frac{R_3}{1 + j\omega C_2 R_3} \cdot \left(\frac{U_1(\omega)}{R_2} + \frac{U_3(\omega)}{R_4}\right)$$

$$U_3(\omega) \left(\frac{1 + j\omega C_2 R_3}{R_3} \cdot \frac{R_5}{R_6} - \frac{1}{R_4} \right) = \frac{U_1(\omega)}{R_2}$$

$$U_3(\omega) = \frac{R_3 R_4 R_6}{R_2 (R_4 R_5 + j\omega C_2 R_3 R_4 R_5 - R_3 R_6)} U_1(\omega)$$

$$U_1(\omega) = \frac{-R_3 R_4 R_6}{j\omega C_1 R_1 R_2 (R_4 R_5 + j\omega C_2 R_3 R_4 R_5 - R_3 R_6)} U_1(\omega)$$

$$H_0(\omega) = \frac{-R_3 R_4 R_6}{(j\omega)^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 + j\omega C_1 R_1 R_2 (R_4 R_5 - R_3 R_6)}$$

În regim permanent al oscilaţiilor, $H_0(\omega) = 1$ (condiţiile (1) şi (2)), de unde rezultă frecvenţa oscilaţiilor şi condiţia de amplificare. Pentru simplitate, s-a ales $R_5 = R_6$, deci:

$$\omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = \frac{R_6}{R_5} \quad \text{sau} \quad \omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 1 \quad \text{sau} \quad f_{osc} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (4)$$

$$R_4 = \frac{R_6}{R_5} \cdot R_3 \quad \text{sau} \quad R_4 = R_3 \quad (5)$$

Dipolul neliniar, care să imprime caracteristica din figura 1b, nu a fost ales R_5 sau R_6 , pentru că nu ar permite ajustarea ortogonală a frecvenţei şi a amplitudinii oscilaţiilor. În schimb, dipolul neliniar poate fi ales pe poziţia R_3 sau R_4 . În primul caz (R_3), pentru obţinerea stabilităţii, rezistenţa lui trebuie să scadă, odată cu creşterea amplitudinii oscilaţiilor. În acest fel, se obţine o caracteristică ca cea din figura 1b. În al doilea caz (R_4), rezistenţa dipolului neliniar trebuie să crească, odată cu creşterea amplitudinii oscilaţiilor. În această lucrare, a fost ales un dipol neliniar ca cel din figura 4, plasat pe poziţia lui R_3 .

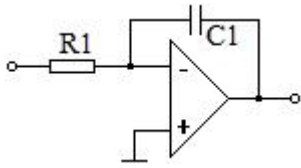


Figura 2: Circuit integrator inversor

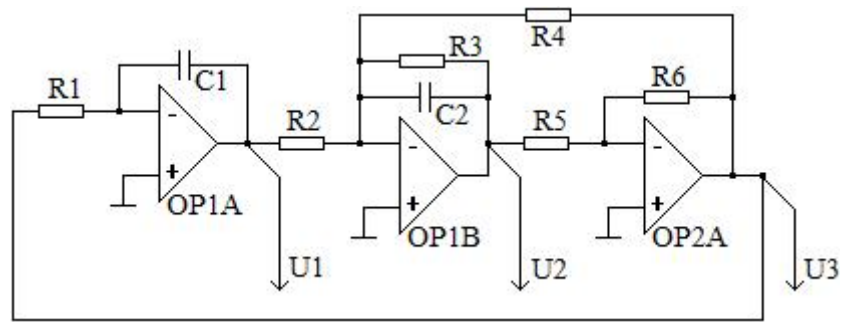


Figura 3: Oscilatorul în cuadratură

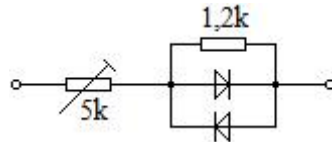


Figura 4: Schema dipolului neliniar, folosit pentru stabilizarea amplitudinii oscilațiilor

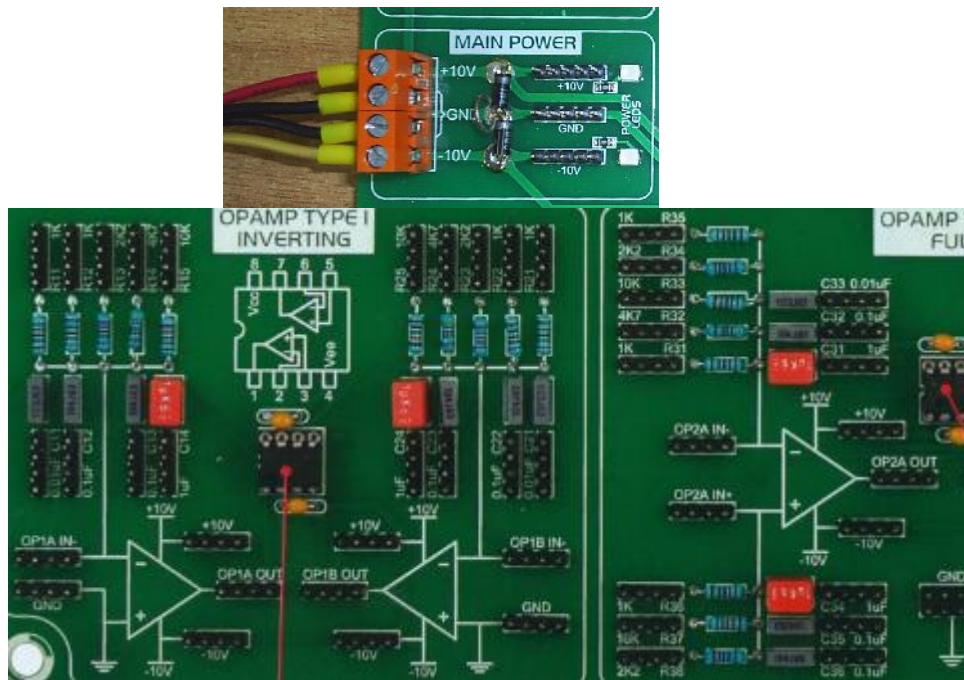


Figura 5: Secțiunile din platformă în care se aplică alimentarea, respectiv se configurează amplificatorul

Modul de lucru

1. Schema circuitului de realizat apare în figura 3, iar secțiunile din platforma experimentală, în care se află conductoarele de alimentare și amplificatoarele, apar în figura 5. Se identifică componentele care vor fi folosite la configurarea amplificatorului: OP1 (A și B), OP2A și componentele pasive. Se observă că rezistoarele sînt legate cu un capăt la intrarea inversoare a AO (linia albă de pe placă). Se configurează amplificatorul, conform cu figura 3, cu valorile: $R1 = R2 = 2,2k\Omega$, $R4 = 4,7k\Omega$, $R5 = R6 = 1k\Omega$, $C1 = C2 = 100nF$. În acest scop, se folosesc componentele de pe pozițiile, respectiv: R13, R23, R24, R31, R35, C12, C23. Pe poziția lui R3, între ieșirea și intrarea inversoare OP1B, se montează dipolul neliniar din figura 4, care este prevăzut cu pini pereche cu cei de pe placă.

2. Pentru alimentare se procedează astfel: se pornește sursa dublă, fără să fie conectată platforma ASLK. Se măsoară tensiunile celor două secțiuni (voltmetrul pe modul de lucru: tensiune continuă) și se ajustează la valoarea de 10V, apoi se conectează conductoarele de alimentare ale plăcii (vizibile în figura 5). Pentru simplitate, conductorul roșu se conectează la borna +10V, conductorul galben la -10V, iar conductoarele negre la cele două borne rămase.

3. Se plasează sondele osciloscopului pe ieșirea OP1A (semnalul U1) și pe ieșirea OP2A (semnalul U3). Sincronizarea se stabilește cu U1. Se rotește potențiometrul din compunerea lui R3. Se observă cum, la un capăt al acestuia, oscilațiile dispar. Rotind spre celălalt capăt (valori mai mari ale rezistenței), apar oscilațiile, apoi amplitudinea lor crește, apoi apar distorsiuni evidente ale semnalelor. Dacă este necesar, ajustați nivelul de sincronizare, astfel încât semnalele să fie stabile, pe ecran. Se ajustează poziția potențiometrului, astfel încât excursia vîrf-vîrf a lui U1 să aibă valoarea 6V (semnalele trebuie să fie sinusoidale, nedistorsionate). Se observă cum semnalele afișate pe ecran sînt imobile, unul față de celălalt, ceea ce arată că au aceeași frecvență și că diferența de fază dintre ele este o constantă. Se măsoară perioada semnalelor, și se calculează frecvența. Se verifică dacă valoarea frecvenței, obținută experimental, coincide cu cea teoretică, dată de relația (4).

Semnalul de tensiune U1 (excursia vîrf-vîrf) = ... V

Perioada (T) = ... ms

Frecvența (experimental) = ... Hz

Frecvența (teoretic) = ... Hz

4. Scopul acestui punct este de a verifica defazajul corect, între U1 și U3 (semnale în cuadratură). Valoarea teoretică a defazajului lui U1 față de U3 este +90 grade, justificată mai sus, în legătură cu figura 2.

Se procedează astfel: se aliniază pe verticală cele două semnale, astfel încât amîndouă să fie simetrice, față de axa orizontală din mijlocul ecranului. Pentru măsurare comodă, baza de timp poate fi aleasă la 200μs/div, iar scara pe verticală la 1V/div. Se observă momentele de intersecție a celor două semnale cu axa de mijloc, în același sens de variație. Se măsoară decalajul în timp între aceste momente. Decalajul trebuie să fie mai mic decît jumătate de perioadă. Convenția de semne este: decalajul lui U1 față de U3 este pozitiv, dacă intersecția lui cu axa apare înaintea celei a lui U3. Se calculează defazajul: $j = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360 \text{ grade}$ sau $j = \frac{\Delta t}{T} \cdot 2\pi \text{ rad}$. Se verifică dacă valoarea defazajului, obținută experimental, coincide cu cea teoretică.

Decalajul în timp, U1 față de U3 (Δt) = ms

Defazajul (φ) = grade sau = radiani

5. Scopul punctelor 5 și 6 este de a verifica valoarea defazajului, prin metoda figurilor Lissajous. Se folosește modul de afișare XY al osciloscopului. Aici, s-a presupus că modelul osciloscopului este OWON DS7072E. Pentru alte modele, numele butoanelor și ale opțiunilor pot fi diferite. Se apasă butonul Display, apoi, din meniul de jos, se apasă butonul de sub XY Mode, pînă apare opțiunea ON. Dacă defazajul dintre cele două semnale este de 90 grade, se va afișa o elipsă, cu axele paralele cu laturile ecranului pentru. În cazul particular în care cele două semnale au amplitudini egale, elipsa devine un cerc. Se verifică dacă defazajul are valoarea 90 grade.

6. Se mută sonda de la semnalul U1 la semnalul U2 (ieșirea OP1B), astfel încât sînt afișate semnalele U2 și U3. Dacă defazajul dintre ele este 180grade, trebuie să apară o dreaptă înclinată, în cadranele 2 și 4. Dacă defazajul dintre ele este 0grade, apare o dreaptă înclinată, în cadranele 1 și 3. Se verifică faptul că defazajul între U2 și U3 este de 180grade, corespunzător cu configurarea lui OP2A ca amplificator inversor.

Se modifică scara timpului (baza de timp) cu 1-2 poziții. Se modifică aspectul imaginii de pe ecran?

...

Sonda osciloscopului se mută înapoi, de la U2 la U1. Pentru a reveni la modul de afișare în timp, se apasă iar butonul de sub XY Mode, pînă apare opțiunea OFF.

7. Scopul acestui punct este de a verifica componența spectrală a semnalului, folosind funcția de analiză spectrală a osciloscopului (s-a presupus modelul OWON DS7072E). Se apasă butonul MATH, se selectează funcția FFT, se selectează opțiunile ca semnalul analizat să fie U1 și ca afișarea să se facă în valori efective (unitatea de măsură 1Vrms). Pe ecran se afișează un grafic cu amplitudinile componentelor spectrale. Se modifică baza de timp la 10ms/div sau 20ms/div, astfel încît scara frecvențelor să fie 500Hz/div sau 250Hz/div. Se observă linia spectrală a semnalului afișat, se măsoară frecvența. Se măsoară valoarea efectivă a liniei spectrale, se calculează amplitudinea (relația între amplitudine și valoarea efectivă, pentru semnale sinusoidale, cunoscută de la bazele electrotehnicii).

Semnalul de tensiune U1 (valoarea efectivă) = ... V

Semnalul de tensiune U1 (amplitudinea) = ... V

Frecvența = ... Hz

Se verifică dacă frecvența și amplitudinea coincid cu valorile determinate la punctul 3.

Se mai observă alte linii spectrale?

Se apasă butonul MATH, pentru a reveni la afișarea în domeniul timp, iar baza de timp se comută la 200μs/div. Se rotește potențiometrul din compunerea lui R3, spre valori mai mari ale rezistenței, pînă cînd semnalele devin puternic distorsionate. Se apasă din nou pe MATH, pentru a realiza afișarea în domeniul frecvență, și se modifică baza de timp la 10ms/div sau 20ms/div. Se verifică ce efect are funcționarea neliniară a amplificatoarelor (evidențiată prin distorsionarea semnalelor), asupra componenței spectrale:

- s-a schimbat valoarea frecvenței de oscilație?

- au apărut noi componente spectrale?

8. Scopul acestui punct este de a evidenția cazul semnalelor necoerente (cu frecvențe apropiate, dar neegale). Semnalele periodice produse din aceeași sursă au exact aceeași frecvență. Diferența de fază dintre ele este o constantă, sau variază puțin, cu medie nulă, în jurul unei constante. Se spune că semnalele sînt coerente. Dacă diferența de fază este constantă, imaginile celor două semnale, afișate pe osciloscop, sînt imobile, una față de cealaltă. Semnalele produse de două surse diferite nu pot avea exact aceeași frecvență, se spune că sînt necoerente. Pentru a ilustra cazul semnalelor necoerente, se scoate sonda osciloscopului de la semnalul U3. Pe același canal se aduce semnal (de orice formă) de la generatorul de funcții, și se alege valoarea frecvenței foarte apropiată de frecvența oscilațiilor generate de platformă (semnalul U1). Dacă osciloscopul a rămas la afișarea în domeniul frecvență, se revine la afișarea în domeniul timp, apăsînd butonul MATH și ajustînd convenabil baza de timp. Semnalul cu care a fost sincronizat osciloscopul este imobil. Cel de al doilea semnal, care provine de la generatorul de funcții, este imobil, față de U1?

Caracterul necoerent al surselor de semnal poate fi observat și prin afișarea în mod XY. Fără a schimba semnalele afișate, se trece osciloscopul în acest mod, ca la punctul 5 (butonul Display, apoi modul XY, din meniul de jos). Dacă defazajul este o constantă, figura trebuie să fie fixă. Dacă semnalele sînt necoerente, iar frecvențele suficient de apropiate, defazajul este variabil, iar figura se modifică continuu. Ea trece prin toate formele, corespunzînd valorilor defazajului de la 0 la 360 grade. Este fixă figura afișată?

Concluzie: semnalele provenind din cele două surse diferite sînt coerente / necoerente.

9. Scopul acestui punct este de a observa regimul tranzitoriu, la amorsarea oscilațiilor. Comenzile descrise sînt specifice osciloscopului OWON DS7072E, dar se pot imita pe orice osciloscop, care are funcția „Single shot”, prin care se „îngheață imaginea”, după primul moment de sincronizare. Se deconectează semnalul adus de la generatorul extern. Se presupune că sincronizarea osciloscopului este dată de canalul la care avem semnal din oscilatorul construit pe platforma experimentală. Se reglează nivelul de sincronizare, pînă cînd imaginea este stabilă. Se modifică baza de timp, astfel încît să încapă un număr mare de perioade ale semnalului (spre exemplu, 50ms/div). Apoi:

- se conectează un conductor, în paralel cu C1 sau R6 (dispar oscilațiile)
- se apasă butonul SINGLE al osciloscopului (pentru declanșare la reapariția semnalului cu care se face sincronizarea)
- se așteaptă să apară pe ecran mesajul „Ready” (stînga sus, fond galben)
- se deconectează conductorul adăugat anterior (se amorsează oscilațiile)
- semnalul este înregistrat cînd luminează butonul „Start/Stop”, iar osciloscopul menține imaginea, pînă la apariția unei noi comenzi.

Semnalul memorat pune în evidență regimul tranzitoriu, la amorsarea oscilațiilor. Dacă regimul tranzitoriu nu încapă pe ecran, se modifică convenabil baza de timp și se reia testul.

(Altă variantă de regim tranzitoriu, care implică amorsare, este oprirea și repornirea alimentării.)

(Pentru revenire la regimul normal al osciloscopului, se apasă pe butonul „Start/Stop”.)

Lucrarea 11: Oscilatoare armonice cu rețea Wien

Obiectivele lucrării:

- studiul condiției de oscilație armonică
- stabilirea amplitudinii de oscilație, cu ajutorul unei componente neliniare
- metodă de captură a regimului tranzitoriu, cu aplicație la studiul amorsării oscilațiilor.

Aparate necesare:

platformă experimentală, sursă de alimentare $\pm 15V/0,5A$, osciloscop cu funcția de „înghețare” a imaginii, generator de semnal.

Breviar teoretic

O categorie importantă de oscilatoare armonice (care produc semnal sinusoidal) folosesc reacția pozitivă, printr-o rețea de reacție pasivă. Structura lor este cea din figura 1a, unde A este amplificarea amplificatorului de bază, iar β este factorul de transfer al circuitului de reacție (este tot o amplificare, dar subunitară). Pentru ca oscilațiile să se mențină, în regim permanent, cele două mărimi trebuie să îndeplinească două condiții (împreună, se numesc condiția Barkhausen, pentru oscilații armonice):

$$|A_{osc}| \cdot |\beta_{osc}| = 1 \quad (1)$$

$$\arg(A_{osc}) + \arg(\beta_{osc}) = 2k\pi \quad (2)$$

Indicele „osc” arată că au fost considerate valorile mărimilor, în regimul permanent al oscilațiilor. Condiția (1) nu poate fi îndeplinită exact de către un circuit liniar, din cauza dispersiei parametrice și a derivatei termice a amplificării. Ca urmare, se introduce în circuit, intenționat, o mică neliniaritate, care face ca amplificarea să scadă, odată cu creșterea tensiunii de ieșire, ca în figura 1b. În punctul de echilibru al oscilatorului, M , este îndeplinită condiția (1). Forma caracteristicii din figura 1b asigură și amorsarea oscilațiilor, în momentul alimentării. Întrucât funcționarea este ușor neliniară, s-ar părea că nu mai este compatibilă cu generarea de oscilații armonice. În practică, neliniaritatea este slabă, deci se obțin oscilații foarte apropiate de forma ideală. Caracteristica din figura 1b este determinată pentru fundamentală (prima armonică a) semnalului de tensiune și se numește funcția de descriere a amplificatorului. În funcție de natura neliniarității, mărimea din abscisă (U) este valoarea efectivă sau amplitudinea semnalului de tensiune.

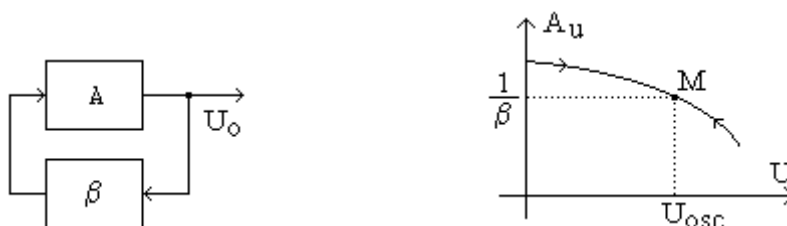


Figura 1: Structura unui oscilator armonic, cu reacție pozitivă, și caracteristica neliniară a amplificatorului

Una dintre variantele de realizare a oscilatorului armonic, cu reacție pozitivă, este de a folosi un amplificator neselectiv, cu reacție negativă ușor neliniară, și o rețea Wien, așa cum apar în figura 2. Caracteristicile de frecvență ale rețelei Wien, alimentată și „citită” în tensiune, sînt reprezentate în figura 3. (Reamintire: caracteristicile de frecvență sînt graficele modului și fazei funcției răspuns la frecvență.) Se observă că valoarea maximă a factorului de transfer se obține la frecvența la care defazajul intrare-ieșire este nul. O situație des întâlnită este cea în care rețeaua Wien are componente egale ($C1=C2$, cele două secțiuni ale potențiometrului $P1$ sînt egale). În acest caz, valoarea factorului de transfer, în regimul permanent al oscilațiilor, este $\beta_{osc} = 1/3$. Ca urmare,

valoarea amplificării, în același regim, trebuie să fie 3 (punctul M din figura 1b). În situațiile reale, valorile componentelor au abateri, față de valorile nominale, iar secțiunile lui P1 nu variază identic, ceea ce face ca valoarea β osc să difere de valoarea 3.

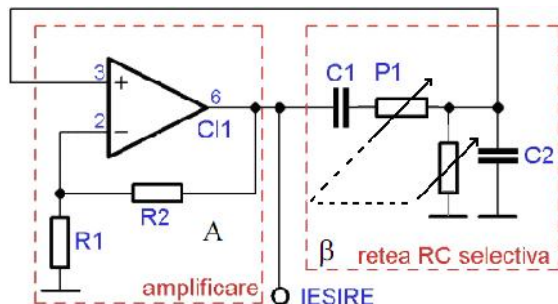


Figura 2: Structura oscilatorului cu rețea Wien

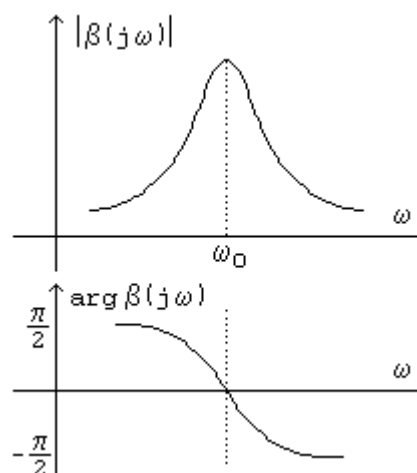


Figura 3: Caracteristicile de frecvență ale rețelei Wien

În figura 2, unul dintre dipolii R1 și R2 este neliniar, pentru a induce o caracteristică similară cu cea din figura 1b. În cazul de față, R1 conține un bec cu incandescență („baretor”), a cărei rezistență crește, odată cu tensiunea aplicată. Utilizarea unui bec, ca element neliniar, are un avantaj semnificativ: inerția sa termică, cu constante de timp de ordinul secunde, face ca rezistența să varieze nesemnificativ, pe durata unei perioade. Ca urmare, deși circuitul de reacție negativă este neliniar, forma semnalului generat nu se abate de la forma sinusoidală.

Modul de lucru

1. Se identifică componentele și punctele de test din circuit, conform cu figurile 3 și 4. Se ajustează tensiunile sursei duble la valoarea de 15V, apoi se alimentează circuitul.

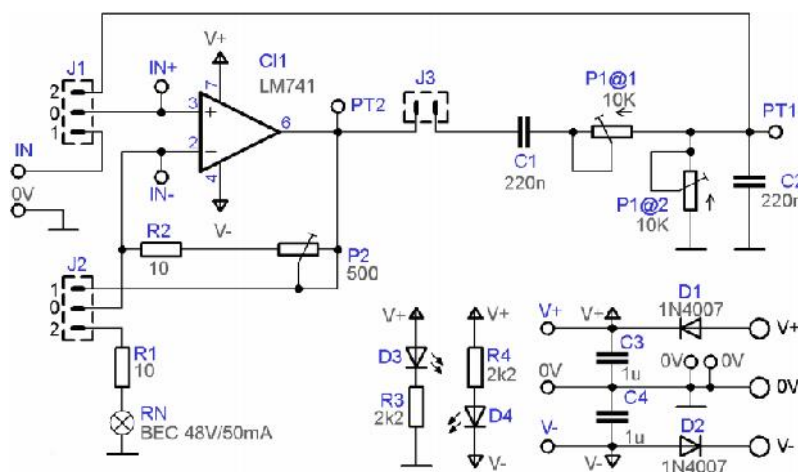


Figura 3: Schema platformei experimentale

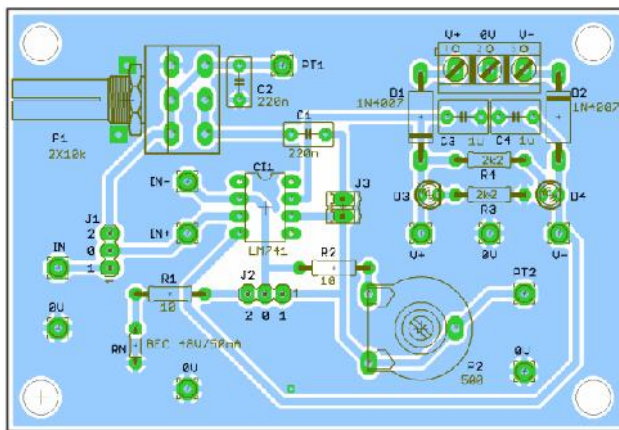


Figura 4: Dispunerea componentelor pe platforma experimentală

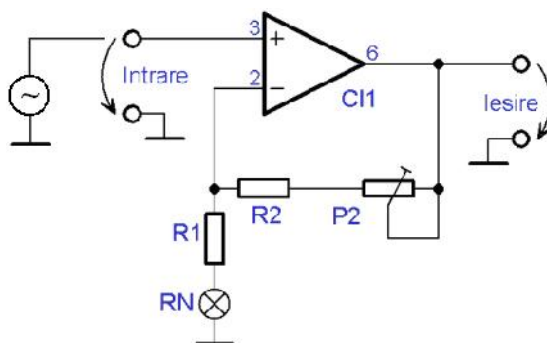


Figura 5: Circuit pentru caracterizarea amplificatorului de bază (neliniar)

2. Scopul acestui punct este de a evidenția comportarea neliniară a amplificatorului de bază. Se configurează circuitul ca în figura 5, astfel: J1 conectat 0-1, J2 conectat 0-2, J3 neconectat. P2 se fixează la jumătatea cursei, după care nu se mai modifică. La generator se selectează semnal sinusoidal, frecvența 200Hz, componentă medie nulă. Valorile tensiunii se reglează succesiv, ca în tabel. Semnalul se aplică la intrarea circuitului. Se măsoară tensiunea de ieșire vîrf-vîrf (punctul PT2) și se scrie în tabel. Măsurarea se oprește, atunci cînd semnalul de ieșire este distorsionat.

U _i	V _{pp}	0,4	0,8	1,2	1,6	2	3	4	5					
U _o	V _{pp}													
Au														

Se calculează amplificarea de tensiune, $A_u = \frac{U_o}{U_i}$.

Se reprezintă grafic caracteristica Au(U_o) (se poate folosi carioajul de pe ultima pagină).

3. Scopul următoarelor două puncte este de a determina frecvența la care rețeaua Wien prezintă defazaj nul, între intrare și ieșire, precum și factorul de transfer (amplificarea) sa, la această frecvență. Se configurează circuitul ca în figura 6, astfel: J1 conectat 0-1, J2 conectat 0-1, J3 conectat. P1 se fixează la jumătatea cursei, după care nu se mai modifică. La generator se selectează semnal sinusoidal, tensiunea vîrf-vîrf 2V, componentă medie nulă. Semnalul de intrare și semnalul din punctul PT1 se vizualizează pe osciloscop, în modul XY. (Reamintire: pentru modul de lucru XY, la un osciloscop OWON DS7072E, se apasă butonul „Display”, apoi articolul de meniu „XY Mode”. Pentru revenire la modul Yt, se schimbă tot din articolul de meniu „XY Mode”).

Se variază frecvența semnalului de intrare, pînă cînd figura de pe ecran (este o figură Lissajous) devine o dreaptă, situată în cadranele 1 și 3. La această frecvență, defazajul dintre intrare și ieșirea rețelei Wien este nul. Se notează valoarea frecvenței:

$$f_0 = \dots \text{ Hz}$$

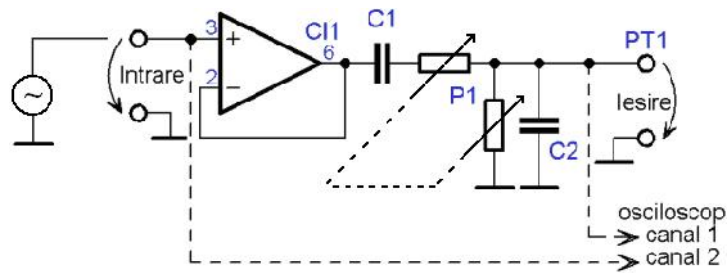


Figura 6: Circuit pentru caracterizarea rețelei Wien, la frecvența la care defazajul este nul

4. Se revine la modul de lucru Yt al osciloscopului și se măsoară tensiunile vîrf-vîrf, la intrare și la PT1. Se determină factorul de transfer în tensiune al rețelei Wien (amplificarea), la această frecvență. Valoarea sa este un număr real, pozitiv, subunitar

$$U_{i-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp}$$

$$U_{PT1-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp}$$

$$b(f_0) = \frac{U_{PT1}}{U_i} = \dots$$

5. Scopul acestui punct este de a observa regimul permanent al oscilațiilor. Se deconectează generatorul de la intrare. Se configurează circuitul ca în figura 2: J1 conectat 0-2, J2 conectat 0-2, J3 conectat. Se vizualizează semnalul de ieșire (PT2) și se măsoară frecvența oscilațiilor și tensiunea vîrf-vîrf.

$$f_{osc} = \dots \text{ Hz}$$

$$U_{osc-pp} = \dots (\text{div}) \times \dots (\text{V/div}) = \dots V_{pp}$$

Cu al doilea canal al osciloscopului se vizualizează semnalul la PT1 (intrarea neinvertor a AO) și se măsoară defazajul prin rețeaua Wien, adică defazajul semnalului de la PT1, față de cel de ieșire (PT2). (Reamintire: se măsoară decalarea în timp, între cele două semnale, apoi se calculează

$D_j = \frac{Dt}{T_{osc}} \cdot 360 \text{ grade}$. Defazajul este negativ, dacă semnalul la PT1 este în întârziere, față de cel de la PT2.)

$$\Delta\phi = \dots \text{ grade}$$

Se mută sondele osciloscopului la cele două intrări ale AO. Se verifică:

- semnalele la cele două intrări sînt în fază/antifază?
- amplitudinile tensiunilor la cele două intrări sînt egale?

6. Scopul acestui punct este de a observa efectul temperaturii asupra amplitudinii oscilațiilor, prin intermediul elementului neliniar. Canalul CH1 se conectează la PT2, se observă oscilațiile permanente; în acest timp, se suflă aer cald peste bec. Ce se observă, în privința amplitudinii oscilațiilor? Pentru a justifica fenomenul, țineți cont de faptul că rezistența becului crește, odată cu temperatura. (Amplificarea scade, deci amplitudinea scade, pînă se atinge noul punct de echilibru.)

7. Scopul acestui punct este de a observa regimul tranzitoriu, la amorsarea oscilațiilor. Comenzile descrise sînt specifice osciloscopului OWON DS7072E, dar se pot imita pe orice osciloscop, care are funcția „Single shot”, prin care se „îngheață imaginea”, după primul moment de sincronizare. Se cuplează canalul CH1 al osciloscopului la PT2 și se reglează nivelul de sincronizare, pînă cînd

imaginea este stabilă (sincronizarea osciloscopului trebuie să fie la canalul CH1). Se modifică baza de timp la 100ms/div. Apoi:

- se deconectează J3 (dispar oscilațiile)
- se apasă butonul SINGLE al osciloscopului (pentru declanșare la reapariția semnalului cu care se face sincronizarea)
- se așteaptă să apară pe ecran mesajul „Ready” (stînga sus, fond galben)
- se recuperează J3
- semnalul este înregistrat cînd luminează butonul „Start/Stop”, iar osciloscopul menține imaginea, pînă la apariția unei noi comenzi.

Semnalul memorat pune în evidență regimul oscilant al amplitudinii oscilațiilor (nu este o greșeală de exprimare!), cauzat de constanta de timp foarte mare a încălzirii becului.

(Pentru revenire la regimul normal al osciloscopului, se apasă pe butonul „Start/Stop”.)

8. Se variază poziția potențiometrului P1, pentru a observa domeniul de frecvențe ale semnalului generat de oscilator. Se notează extremele:

$$f_{\min} = \dots \text{ Hz}$$

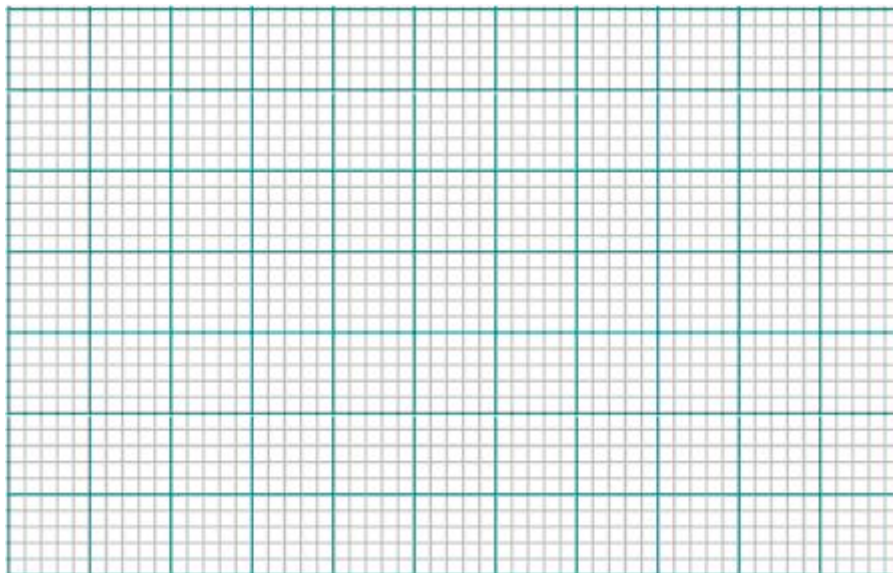
$$f_{\max} = \dots \text{ Hz}$$

9. Se fac următoarele verificări:

- sînt comparabile frecvența f_0 (măsurată la punctul 2) și f_{osc} , măsurată la punctul 5? ...
- din graficul $A_u(U_o)$, desenat la punctul 2, se determină valoarea amplificării, corespunzătoare tensiunii de ieșire U_{osc} , măsurate la punctul 5. Se calculează produsul dintre această valoare a amplificării și factorul de transfer al rețelei Wien, în timpul oscilațiilor permanente ($b(f_0)$), măsurat la punctul 4).

$$A_u(U_{\text{osc}}) \times b(f_0) = \dots$$

Este comparabil acest produs cu 1? ...



Determinarea impedanței de ieșire a oscilatorului
Variantă de oscilator cu placa ASLK

Lucrarea 12: Amplificatoare de putere. Randamentul

Obiectivele lucrării:

- evaluarea randamentului amplificatoarelor de putere (clasă AB, clasă D)
- studiul semnalului modulat PWM și rolul filtrului, la amplificatoare în clasă D
- observarea componenței spectrale, pentru semnal distorsionat și semnal modulat PWM
- măsurarea factorului de distorsiuni
- observarea încălzirii componentelor, cu cameră video IR.

Aparate necesare:

platformă experimentală TDA2030, platformă experimentală PAM8610, osciloscop, generator de semnal, ampermetru, sursă de alimentare 12V/1A, distorsiometru, cameră video IR.

Breviar teoretic

Circuitele electronice active folosesc puterea absorbită de la sursa de alimentare, pentru a genera puterea semnalului de ieșire. Prin definiție, randamentul circuitului (1) este raportul dintre puterea semnalului din sarcină (puterea utilă) și puterea absorbită de la sursa de alimentare (se neglijează puterea absorbită de la sursa de semnal). Diferența dintre cele două puteri este disipată de circuit (nu ajunge la sarcină) și se transformă în căldură. În cazul circuitelor care vehiculează puteri mari, problema randamentului este acută, din două motive: puterea disipată este o risipă a energiei de la sursa de alimentare și contribuie la încălzirea excesivă a circuitului.

$$h = \frac{P_s}{P_a} \quad (1)$$

Pentru amplificatoarele de putere, destinate semnalului audio, obiectivul este mai pretențios: pentru o valoare impusă a puterii în sarcină, trebuie obținute simultan randament bun și distorsiuni neglijabile. Soluțiile găsite sînt legate de clasa de funcționare: clasa AB sau clasa D, pentru amplificatoare de bandă largă, respectiv clasa C, pentru amplificatoare de bandă îngustă. În esență, clasa de funcționare a dispozitivelor din amplificator se referă la timpul cît aceste dispozitive se află în regiunea activă (cvasiliniară) a caracteristicilor. Scopul adoptării unei clase sau alteia este compromisul dintre liniaritate și randament.

Clasa A: dispozitivele lucrează în regiunea activă normală 100% din perioada semnalului. Este folosită în amplificatoare cu puteri foarte mici, cu comportare foarte liniară.

Clasa B: o pereche de dispozitive lucrează alternativ, cîte jumătate din perioadă, în regiunea activă normală, restul timpului fiind blocate. Produce distorsiuni de neracordare (vezi lucrarea „Efectele reacției negative”).

Clasa AB: dispozitivele lucrează tot în pereche, dar depășind puțin jumătatea de perioadă, pentru a reduce drastic distorsiunile de neracordare. Se folosește în amplificatoare audio și în amplificatoarele integrate.

Clasa C: dispozitivele lucrează mai puțin de o jumătate de perioadă, ceea ce produce o distorsionare puternică a semnalului. Forma lui este recuperată de caracterul selectiv al sarcinii, tipic pentru amplificatoarele de radiofrecvență, care lucrează în bandă îngustă.

Clasa D: dispozitivele comută permanent, între blocare și deschidere maximă (adică saturație, pentru tranzistoarele bipolare, respectiv regiunea de triodă, pentru tranzistoarele cu efect de câmp). Este folosită în electronica de putere și în amplificatoare audio. De regulă, modificarea puterii în sarcină se realizează prin modulație PWM (*Pulse Width Modulation*).

Deși distorsiunea de neracordare este anulată, distorsiunile datorate saturației rămîn de neevitat, pentru oricare tip de amplificator. Distorsiunile introduc componente armonice noi, în semnalul de ieșire. Pentru a observa prezența lor, cea mai simplă metodă este de a aplica un semnal

sinusoidal la intrare, căci spectrul său conține doar fundamentală. În analiza spectrală a semnalului de ieșire se observă armonicile superioare, dacă acesta este distorsionat. În consecință, factorul de distorsiuni este definit prin aportul armonicilor superioare la valoarea efectivă a semnalului de ieșire, raportat la contribuția fundamentalei (2). În această relație, A_i sînt amplitudinile armonicilor de ordin i (seria Fourier armonică):

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1} \quad (2)$$

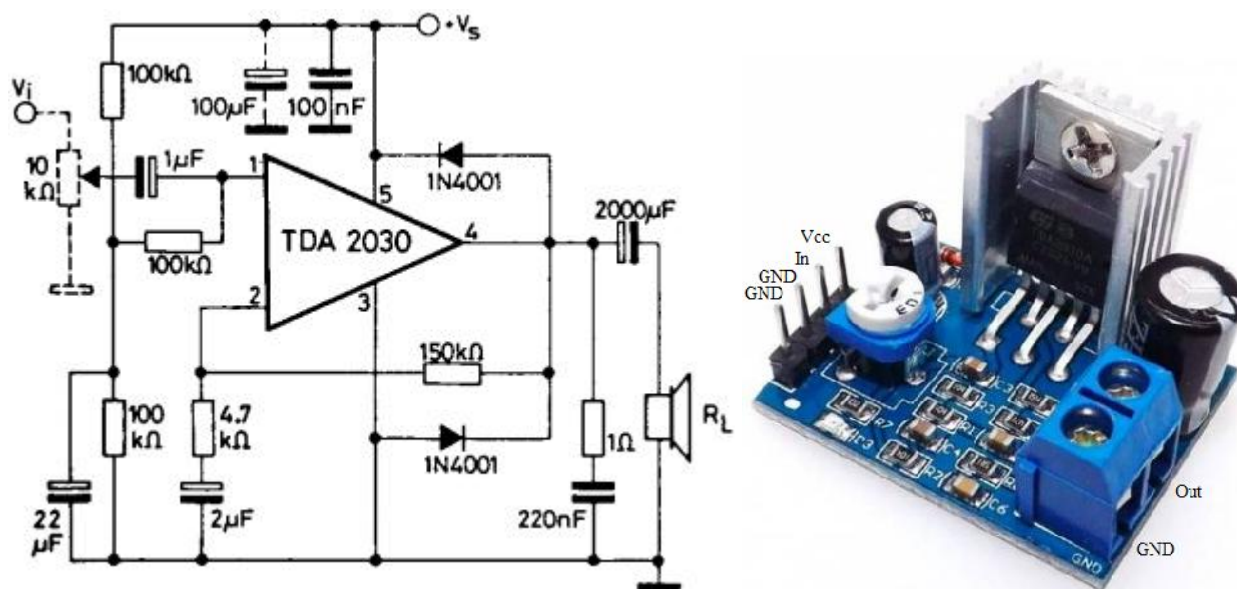


Figura 1: Conexiunile platformei cu circuitul TDA2030 (variantea cu alimentare nesimetrică)

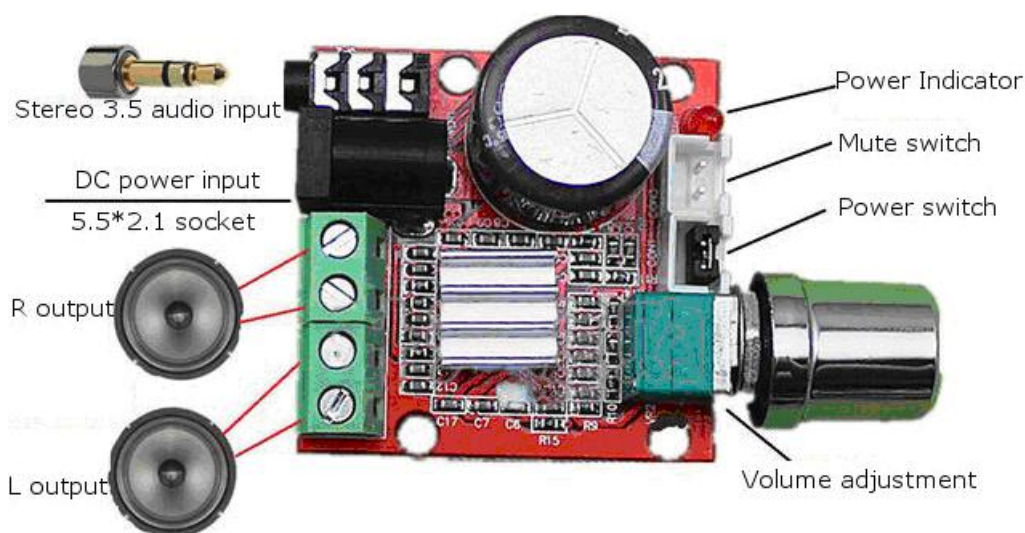


Figura 2: Conexiunile platformei cu circuitul PAM8610

În această lucrare se folosesc două circuite integrate tipice, pentru domeniul audio: TDA2030 (clasă AB) și PAM8610 (clasă D), ale căror imagini se găsesc în figurile 1 și 2.

TDA2030: clasă AB, alimentare 12-36V, putere în sarcină 8W/8Ω (la alimentare 28V, factor de distorsiuni max. 0,5%), bandă 40Hz-15kHz, curent consumat în gol 40mA, fără informații despre randament. Alimentarea poate fi simetrică sau nesimetrică, ieșirea este nesimetrică.

PAM8610: clasă D, alimentare 8-15V, putere în sarcină 10W/8Ω (pe fiecare canal, la alimentare 12V, fără informații despre distorsiuni), bandă 20Hz-50kHz, curent consumat în gol 20mA,

randament maxim 90%. Ieșirea este diferențială (nici o bornă de ieșire nu este legată la GND). Semnalul purtător al modulației PWM are frecvența 420kHz. Pentru scopuri audio, difuzorul are inerție mecanică suficientă, încât să filtreze trece-jos semnalul de ieșire. Pentru observare pe osciloscop a semnalului audio, este necesar un filtru trece-jos pe ieșire, ca în figura 3 (60μH, 1 μF).

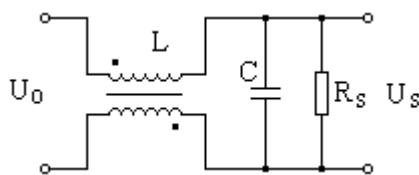


Figura 3: Filtrul trece-jos, pe ieșirea amplificatorului cu ieșire diferențială, modulată PWM

Modul de lucru

1. Se identifică bornele de alimentare, bornele sarcinii și pinii de intrare, pentru ambele platforme. Se reglează tensiunea sursei de alimentare la valoarea 12V. La ieșiri este cuplată câte o sarcină de 10Ω/5W.

2. Se alimentează platforma cu TDA2030, se înseriază un ampermetru pe circuitul de alimentare (scara 1A, curent continuu). Potentiometrul de volum este la mijloc. La generator se alege semnal sinusoidal, frecvență 1kHz, tensiune 0,2Vpp, componentă medie nulă (offset = 0V). Se aplică acest semnal la intrarea circuitului (borna rece a generatorului la borna GND a amplificatorului). Se cuplează canalul CH1 al osciloscopului la ieșire (la rezistența de sarcină), modul de lucru Yt (borna rece la GND). Se observă semnalul de tensiune la ieșire, forma sinusoidală. Se măsoară perioada semnalului, se calculează frecvența, se verifică egalitatea cu frecvența aleasă la generator.

Perioada = ... ms

Frecvența = ... Hz

3. Scopul acestui punct este de a observa efectul distorsiunii, în domeniul timp și în domeniul frecvență. Se crește tensiunea la generator, până la limita semnalului de ieșire distorsionat (orientativ, tensiune de intrare 0,5Vpp). Este important ca semnalul să fie încadrat complet în ecran, pe verticală (spre exemplu, să ocupe maximum 8 diviziuni vîrf-vîrf). Se notează amplitudinea semnalului de ieșire, adică jumătate din tensiunea vîrf-vîrf.

$U_v = \dots V$

Pentru a observa componenta spectrală a semnalului de ieșire, se alege modul de lucru FFT (meniul MATH), și se alege: sursa la CH1, unitatea de măsură 1Vrms, fereastră Hanning. Se modifică baza de timp a osciloscopului, până cînd spectrul este afișat pe scara 500Hz/div. Se observă prezența fundamentalei și absența armonicilor superioare. Se notează valoarea efectivă a fundamentalei.

$A_{1ef} = \dots V_{rms}$

Se continuă creșterea semnalului de intrare, până la tensiunea de intrare 1Vpp, și se observă apariția armonicilor superioare. Se readuce osciloscopul în modul de lucru Yt și se observă distorsiunea produsă de saturație.

Se verifică dacă valorile notate mai sus sînt în relația: $U_v = A_{1ef} \times \sqrt{2}$.

4. Scopul acestui punct este de a evalua randamentul amplificatorului, cu accent pe situația cînd semnalul este nedistorsionat. Se modifică, succesiv, tensiunea de la generator, la valorile din tabel. Se determină tensiunea de ieșire (vîrf-vîrf, de la osciloscop). Se măsoară curentul absorbit de la sursă (ampermetru). Se calculează puterile, conform cu relațiile (3)-(5), apoi se calculează randamentul, conform cu (1), exprimat în procente.

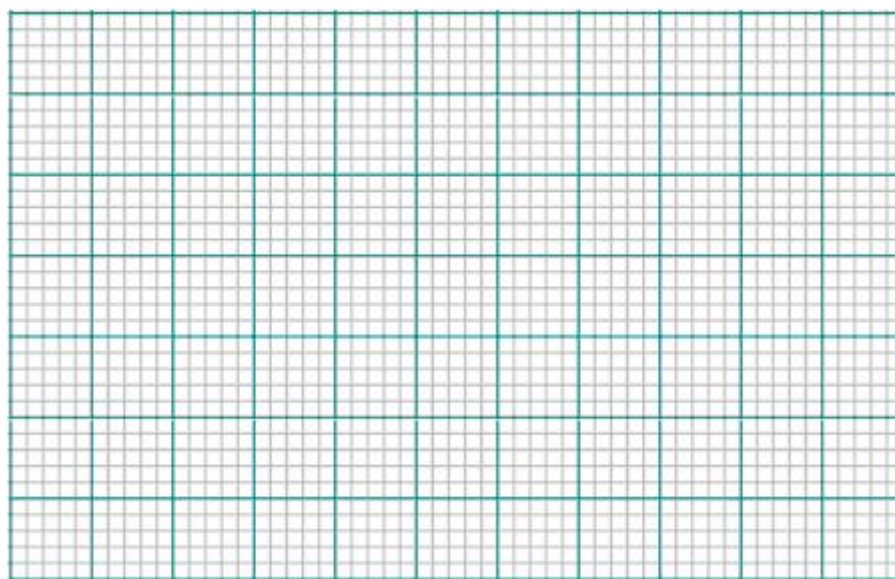
$$\text{- puterea în sarcină: } P_s = (U_{o-pp})^2 / 8 / R_s \quad (3)$$

$$\text{- puterea absorbită de la sursa de alimentare: } P_a = U_a \cdot I_{a-med} \quad (4)$$

- puterea disipată de circuit: $P_d = P_a - P_s$ (5)

În relația 4, se folosește valoarea medie a curentului, indicată de ampermetru, întrucât valoarea tensiunii de alimentare este constantă. A fost neglijată puterea disipată de ampermetru (rezistența internă 0,55Ω). Se reprezintă grafic randamentul, funcție de puterea în sarcină.

U _i	V _{pp}	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7						
U _o	V _{pp}													
I _a	mA													
P _s	W													
P _a	W													
P _d	W													
h	%													



5. Pentru a vizualiza efectul termic al puterii disipate de circuit, se folosește camera de luat vederi în infraroșu, cu care se vizează radiatorul circuitului și rezistența de sarcină. Se observă creșterea temperaturii, în ambele puncte, odată cu creșterea puterii în sarcină.

Instrucțiuni de utilizare (modelul Chauvin Arnoux CA1950): se pornește din butonul Power, se ridică oblonul de protecție al camerelor, se comută între imaginea în vizibil și imaginea în infraroșu, apăsând pe trăgaci. Imaginea se îngheață apăsând pe F2. Temperatura se citește pe scara culorilor. Dacă punctul vizat este în centrul imaginii, temperatura este afișată numeric, pe ecran. La oprire, se apasă pe Power și se coboară oblonul de protecție.

6. Se oprește generatorul, se oprește sursa de alimentare. Se îndepărtează platforma cu TDA2030 și se alimentează platforma cu PAM8610. Ca și la punctul 1, un ampermetru este înseriat pe alimentare. Potentiometrul de volum este rotit la maxim spre dreapta. Se aplică semnal de la generator (borna rece la GND), cu aceiași parametri ca în cazul platformei anterioare. Pentru observarea semnalului modulat PWM, se conectează canalul CH1 al osciloscopului, cu borna rece la GND și borna caldă la unul dintre pinii de ieșire ai plăcii. În acest mod, se observă semnalul modulat, doar pe jumătate din perioada semnalului audio. Se reduce tensiunea de intrare, de la generator, la valoarea minimă (1mVpp) și se măsoară perioada semnalului purtător (orientativ, baza de timp la 1 μs/div). Se calculează frecvența purtătorului.

(Pentru a observa aspectul semnalului modulat, pe durata unei perioade a semnalului modulator, nu este comod de folosit osciloscopul digital. Se poate folosi, în schimb, osciloscopul analogic, atât pentru semnalul diferențial, cât și pentru cel între o bornă de ieșire și masă.)

Perioada purtătorului = ... μs.

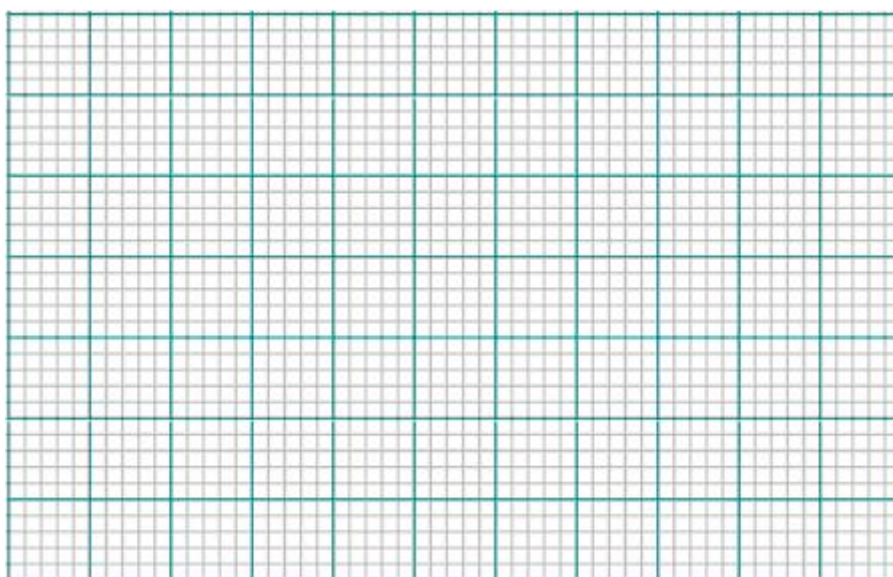
Frecvența purtătorului = ... kHz

7. Pentru a observa componența spectrală a semnalului de ieșire, se crește semnalul de intrare la valoarea 0,6Vpp. Se conectează sonda de osciloscop la cele două borne de ieșire (diferențial). La osciloscop se alege modul de lucru FFT (meniul MATH), și se aleg: sursa la CH1, unitatea de măsură 1Vrms, fereastră Hanning. Se modifică baza de timp a osciloscopului, pînă cînd spectrul este afișat pe scara 50kHz/div. Se observă o linie spectrală la frecvența purtătorului, o linie spectrală la frecvență joasă (imposibil de măsurat acea frecvență, la scara 50kHz/div), și alte linii spectrale, mai mici. Se modifică baza de timp a osciloscopului, pînă cînd spectrul este afișat pe scara 5kHz/div, apoi 2kHz/div, 1kHz/div și 500Hz/div. Se observă cum unele linii spectrale se mută în sens invers față de cel așteptat (spre stînga), ceea ce ne arată că provin din replierea spectrului (frecvența purtătorului este așa de mare, în comparație cu a semnalului modulator, încît osciloscopul nu poate, simultan, să observe o perioadă a modulatorului și să respecte teorema eșantionării). Neglijînd acele linii, se observă linia spectrală a fundamentalei semnalului modulator (audio).

8. Pentru a observa semnalul de joasă frecvență, prezent pe sarcină, se mută sonda osciloscopului pe rezistența de sarcină, la ieșirea filtrului LC. Deși semnalul este, în continuare, contaminat cu impulsuri de durată mică, se poate distinge, fără efort, componenta de joasă frecvență. Se crește semnalul de intrare, pînă cînd semnalul de ieșire (componenta de joasă frecvență) devine distorsionat.

9. Pentru a evalua randamentul, se repetă operațiile de la punctele 4 și 5. Pe linia lui Uo se notează tensiunea observată după filtru. Se reprezintă grafic randamentul, funcție de puterea în sarcină.

Ui	Vpp	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	0,6	0,7						
Uo	Vpp													
Ia	mA													
Ps	W													
Pa	W													
Pd	W													
h	%													



10. Pentru a vizualiza efectul termic al puterii disipate de circuit, se repetă operațiile de la punctul 5.

Lucrarea 13: Amplificatoare selective, acordarea filtrelor

Obiectivele lucrării:

- acordarea unui filtru, folosind vobuloscopul
- utilizarea modului XY al osciloscopului
- utilizarea modulației lente de frecvență a generatorului (funcția *Sweep*)

Aparate necesare:

platformă experimentală amplificator selectiv, osciloscop analogic cu modul XY, generator de semnal cu două canale și modulare externă.

Breviar teoretic

Pentru observarea rapidă a caracteristicii amplificare-frecvență a circuitelor selective, se folosește un vobuloscop, a cărui schemă bloc este prezentată în figura 1. Semnalul de joasă frecvență (20-30Hz) este folosit pentru a varia, relativ lent, frecvența semnalului aplicat circuitului de testat. Această proprietate se obține prin intermediul modulatorului în frecvență. Același semnal este folosit și pentru baleiajul pe orizontală, în osciloscop. De regulă, în modulatorul MF, frecvența semnalului modulat este dependentă liniar de semnalul de joasă frecvență. În fiecare moment, amplitudinea semnalului de ieșire al circuitului testat este proporțională cu modulul funcției răspuns la frecvență, corespunzătoare valorii momentane a frecvenței. Valoarea amplitudinii este extrasă de detectorul de anvelopă. La intrările osciloscopului se aplică: semnalul modulator de joasă frecvență, pe intrarea X, și amplitudinea de ieșire din circuitul testat, pe intrarea Y. Întrucât amplitudinea variază proporțional cu modulul funcției răspuns la frecvență, iar frecvența variază liniar în timp, osciloscopul trasează direct caracteristica amplificare-frecvență, pentru intervalul de frecvențe produs de modulatorul MF. În afară de componentele spectrale din acest interval, în modulator apar componente spectrale suplimentare, care sînt neglijate, întrucît au amplitudine mică.

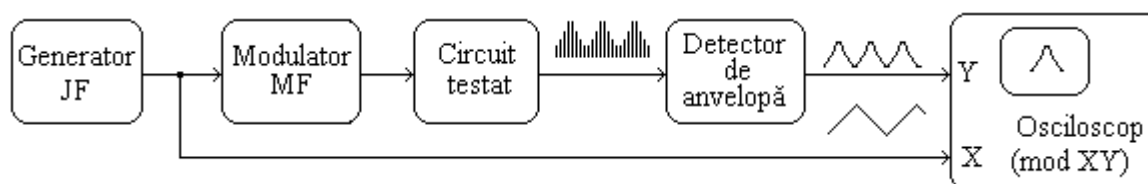


Figura 1: Principiul vobuloscopului

În general, vobuloscopul este folosit la reglarea filtrelor, din amplificatoare selective. Se procedează astfel: se aleg extremele semnalului de joasă frecvență (modulator), astfel încît să corespundă cu intervalul spectral examinat. Ieșirea din modulator se aplică circuitului testat, iar ieșirea din acesta este aplicată detectorului. Întrucît valorile extreme ale frecvenței instantanee sînt cunoscute, orizontala ecranului osciloscopului poate fi gradată direct în valori ale frecvenței (Hz). Similar, se alege amplitudinea semnalului aplicat circuitului testat (parametru al modulatorului), iar amplitudinea semnalului de ieșire este dată de detector. Ca urmare, verticala ecranului osciloscopului poate fi gradată direct în valori ale modulului amplificării.

Elementele reglabile din filtru sînt ajustate, pînă cînd se obține forma dorită a caracteristicii amplificare-frecvență. Semnalele observate la intrările osciloscopului, pentru un filtru LC trece-bandă, au aspectul din figura 2a (abscisa semnalului triunghiular gradată deja în valori ale frecvenței), iar graficul afișat în modul XY are aspectul din figura 2b.

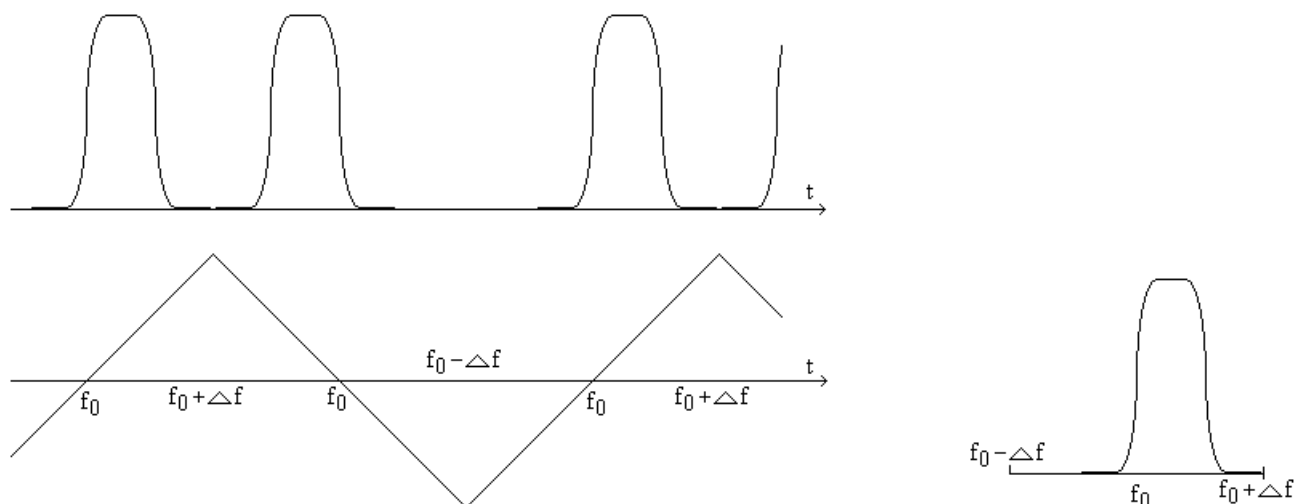


Figura 2: Semnalele la intrările osciloscopului și graficul afișat de osciloscop, în modul XY

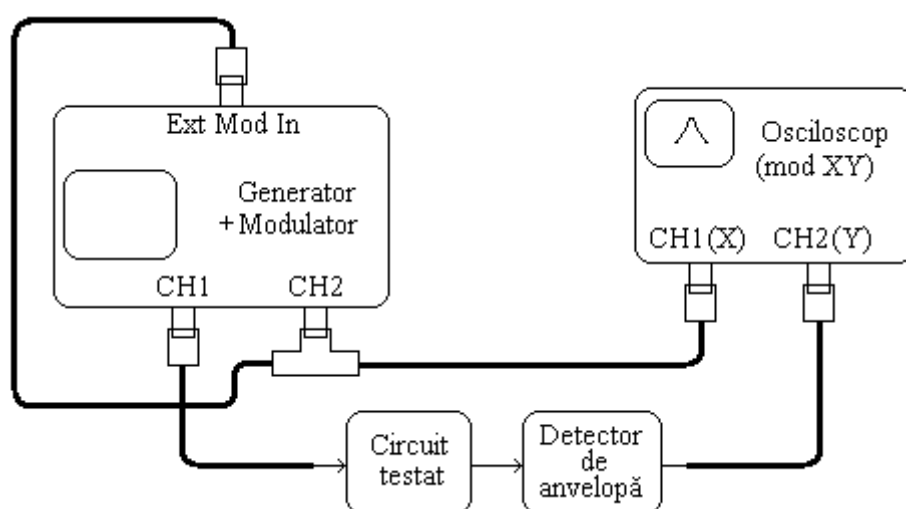


Figura 3: Montajul experimental, cu funcție de vobuloscop



Figura 4: Panoul față al generatorului OWON AG1012F

Modul de lucru

1. Se realizează circuitul cu schema din figura 3, în care generatorul cu două canale are și posibilitatea de modulare FM, cu semnal modulator din exterior. Generatorul folosit este OWON AG1012F (vezi figura 4). Osciloscopul trebuie să posedă modul XY (este mai comod de folosit un osciloscop analogic). La canalul CH2 al generatorului se montează un cuplor BNC în T, cele două cabluri merg la intrarea de semnal modulator (Ext Mod In) și la intrarea X a osciloscopului. De la canalul CH1 al generatorului un cablu merge la circuitul testat. Ieșirea din detectorul de anvelopă merge la intrarea Y a osciloscopului. Dacă circuitul testat are nevoie de alimentare, se pornește alimentarea. Se pornește osciloscopul și se trece pe modul XY. Se pornește generatorul.

2. Se selectează parametrii semnalelor de la generator.

- se alege intervalul de frecvențe, în interiorul căruia va fi examinat circuitul: f_{min} și f_{max} ;
- se calculează frecvența centrală a intervalului și deviația maximă de frecvență:

$$f_0 = \frac{f_{min} + f_{max}}{2}$$

$$Df = \frac{f_{max} - f_{min}}{2};$$

- se alege tensiunea vârf-vârf a semnalului care va fi aplicat circuitului testat, U_{in} (se presupune că impedanța de intrare în circuitul testat este mult mai mare decât impedanța de ieșire din generator, 50Ω);
- se selectează meniul canalului CH2 al generatorului (butonul CH1/2, figura 4), unde se alege: semnal triunghiular, tensiune 2Vpp, frecvența 20Hz, componentă medie nulă (offset = 0V);
- se selectează meniul canalului CH1 al generatorului (din nou, butonul CH1/2), unde se aleg parametrii semnalului purtător: semnal sinusoidal, frecvența f_0 , tensiunea vârf-vârf U_{in} , componentă medie nulă (offset = 0V);
- se apasă butonul Mod (figura 4), care aduce pe ecran meniul corespunzător modulatorului MF. Se selectează, în ordine: modulație FM, deviația de frecvență Df (corespunzătoare semnalului modulator de 1V), sursa Externă;
- se activează cele două canale ale generatorului.

3. Se selectează sensibilitatea pe cele două canale ale osciloscopului, astfel încât graficul să ocupe o zonă convenabilă. Extinderea pe orizontală corespunde cu intervalul $f_{min} \dots f_{max}$, iar extinderea pe verticală corespunde cu produsul dintre amplitudinea semnalului de intrare (jumătate din tensiunea vârf-vârf) x modulul amplificării.

4. Dacă scopul testării este acordarea unui filtru, sînt ajustate elementele reglabile din filtru, pînă cînd se obține forma dorită a caracteristicii amplificare-frecvență.

Lucrarea 14: Stabilizatoare liniare cu reacție

Obiectivele lucrării:

- evidențierea perturbațiilor semnificative și măsurarea sensibilităților stabilizatorului, față de sarcină și de alimentare
- măsurarea riplului și a răspunsului tranzitoriu, la variațiile sarcinii
- observarea protecției prin limitarea curentului.

Aparate necesare:

platformă experimentală LM723, voltmetru, ampermetru, sursă de alimentare reglabilă 16V-20V/0,6A, reostat 500Ω/0,5A, sursă de alimentare nestabilizată (alimentată de la rețea), osciloscop, consumator în impulsuri.

Breviar teoretic

Stabilizatoarele de tensiune sînt circuite care furnizează către consumator, o tensiune aproximativ constantă, în raport cu perturbațiile uzuale: curentul absorbit de sarcină, tensiunea de alimentare, temperatura ambiantă. Principalele mărimi de interes, pentru funcționarea în regim de stabilizare, sînt: tensiunea de ieșire, curentul de sarcină maxim, domeniul acceptabil al tensiunii de alimentare, domeniul acceptabil al temperaturii ambiante. În regim static, comportarea stabilizatorului, față de variațiile sarcinii, este reprezentată prin caracteristica de sarcină, adică dependența tensiunii de ieșire de curentul de sarcină. Ea este definită pentru valori constante ale tensiunii de alimentare și temperaturii. Două exemple de caracteristici de sarcină sînt date în figura 1. În ambele cazuri, limitarea curentului este introdusă pentru scop de protecție. Intervalul între curent 0 și frîngerea caracteristicii reprezintă funcționarea în regim de stabilizare. Intervalul în care tensiunea de ieșire este în scădere reprezintă funcționarea în regim de limitare.

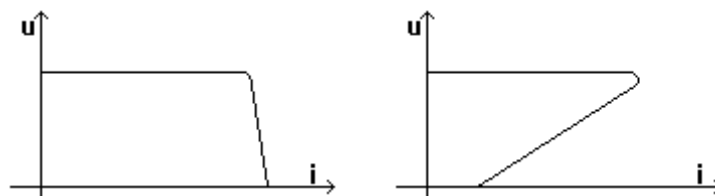


Figura 1: Caracteristici de sarcină, cu limitare abruptă (a), respectiv limitare cu întoarcere (b)

În oricare punct de funcționare, sensibilitatea față de curentul de sarcină este dată de derivata tensiunii în raport cu curentul. Din considerente de semnificație fizică, inginerii folosesc mărimea numită rezistența internă a stabilizatorului. O altă mărime, care exprimă comportarea în raport cu alimentarea, este factorul de stabilizare. Cele două mărimi apar în relațiile (1), (2) și sînt definite pentru un anumit punct de funcționare, adică pentru valori fixate ale tensiunii de alimentare, curentului de sarcină și temperaturii.

$$R_o = -\frac{dU_s}{dI_s} \quad (1)$$

$$K = 1/\frac{dU_s}{dU_a} \quad (2)$$

Pentru stabilizatoare alimentate de la rețea, perturbația indusă de alimentare se manifestă atît prin variația tensiunii medii de alimentare, cît și prin ondulația (riplul) produsă de redresor. Presupunînd că redresorul lucrează în ambele alternanțe, frecvența riplului este dublă față de frecvența alimentării (frecvența rețelei din România este 50Hz). Stabilizatoarele pot fi alimentate

din baterii, de la surse regenerabile sau de la rețeaua electrică. Cele alimentate prin transformator de rețea au structura din figura 2. Este cazul, cel mai frecvent, al stabilizatoarelor liniare. Prin opoziție, stabilizatoarele care lucrează în comutație, chiar dacă se alimentează de la rețea, nu sînt nevoite să folosească transformator de rețea, ceea ce reduce mult gabaritul și prețul. Stabilizatoarele în comutație au randament mai bun decît cele liniare, dar au riplu mai mare și regim tranzitoriu mai lung. În această lucrare, sînt evaluate performanțele stabilizatoarelor liniare.

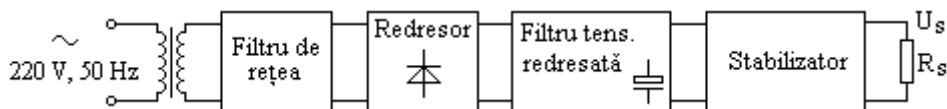


Figura 2: Structura unei surse stabilizate, alimentate prin transformator de rețea

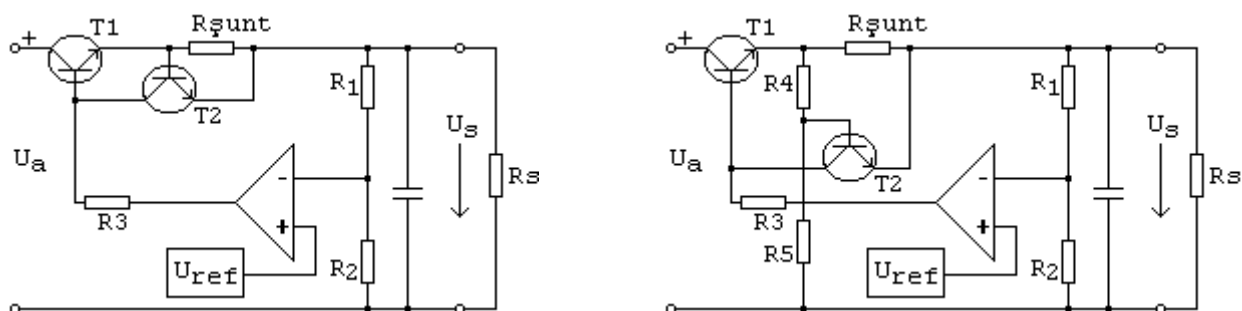


Figura 3: Stabilizator liniar, cu limitare abruptă (a), respectiv cu limitare cu întoarcere (b)

Structuri uzuale, pentru stabilizator liniar cu reacție, sînt cele din figura 3, care diferă doar prin tipul de limitare a curentului. Elementele esențiale ale stabilizatorului sînt sursa de referință, circuitul de reacție (aici R1, R2), amplificatorul de eroare și tranzistorul plasat în serie cu sarcina (aici T1). Circuitul de protecție prin limitare folosește un șunt, pentru măsurarea curentului de sarcină, și un amplificator (aici T2). Soluția cu T2 folosit ca amplificator este învechită, dar permite evaluarea performanțelor, la fel ca oricare altă soluție. Tensiunea nominală de ieșire a stabilizatorului este dată de relația (3). Valoarea maximă a curentului de sarcină, în regim de stabilizare, este aproximată în relațiile (4) și (5), pentru limitarea abruptă, respectiv cea cu întoarcere (T2 este presupus cu siliciu). Relația (6) aproximează curentul de scurtcircuit al stabilizatorului cu limitare cu întoarcere.

$$U_{s-n} = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3)$$

$$I_{s_max} \cong \frac{0,7V}{R_{\text{șunt}}} \quad (4)$$

$$I_{s_max} = \frac{1}{R_{\text{șunt}}} \left[0,6V \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) + U_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_4}{R_5} \right] \quad (5)$$

$$I_{scc} = \frac{0,7V}{R_{\text{șunt}}} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \quad (6)$$

Platforma experimentală are schema din figura 4, iar dispunerea componentelor este indicată în figura 5. Este folosit un circuit integrat dedicat (LM723), care conține sursa de referință, amplificatorul de eroare, un tranzistor serie cu sarcina și tranzistorul pentru limitare (T2, din figura 3). Întrucît curentul maxim depășește limita admisă de LM723, tranzistorul serie (T1, din figura 3), este compus din două tranzistoare în cascadă, dintre care unul se găsește în circuitul integrat, iar tranzistorul de putere mai mare se află în exterior (aici, T1, TIP48).

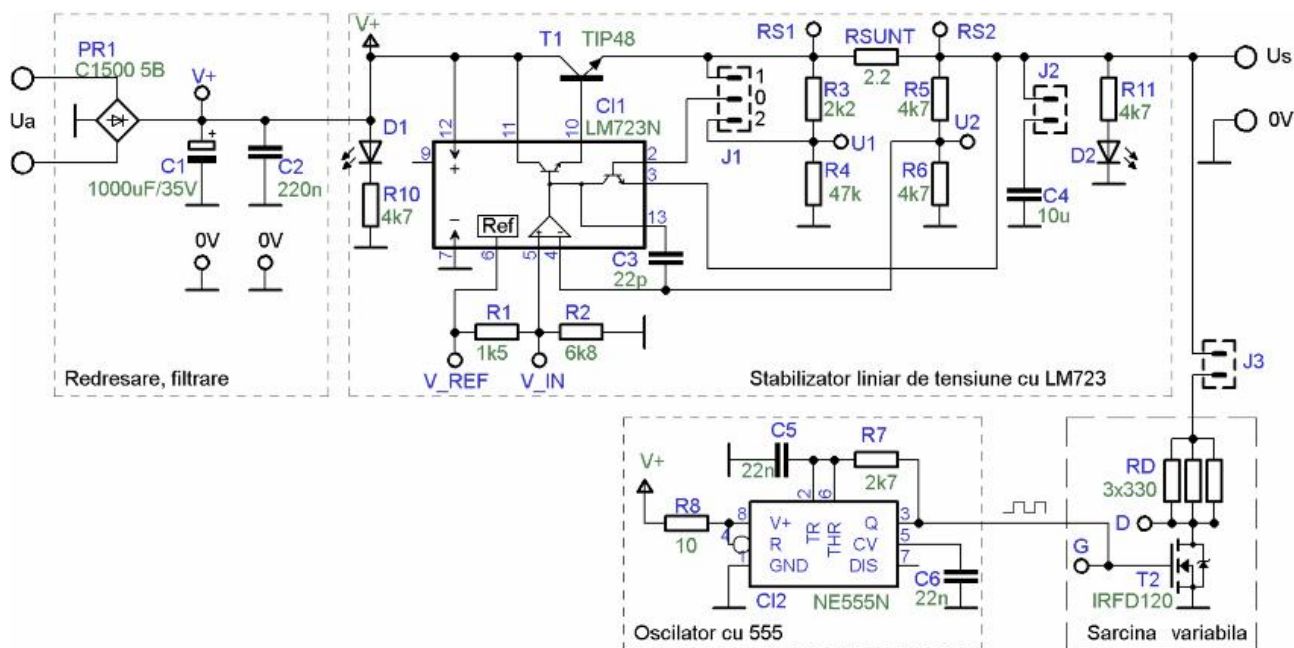


Figura 4: Schema platformei experimentale

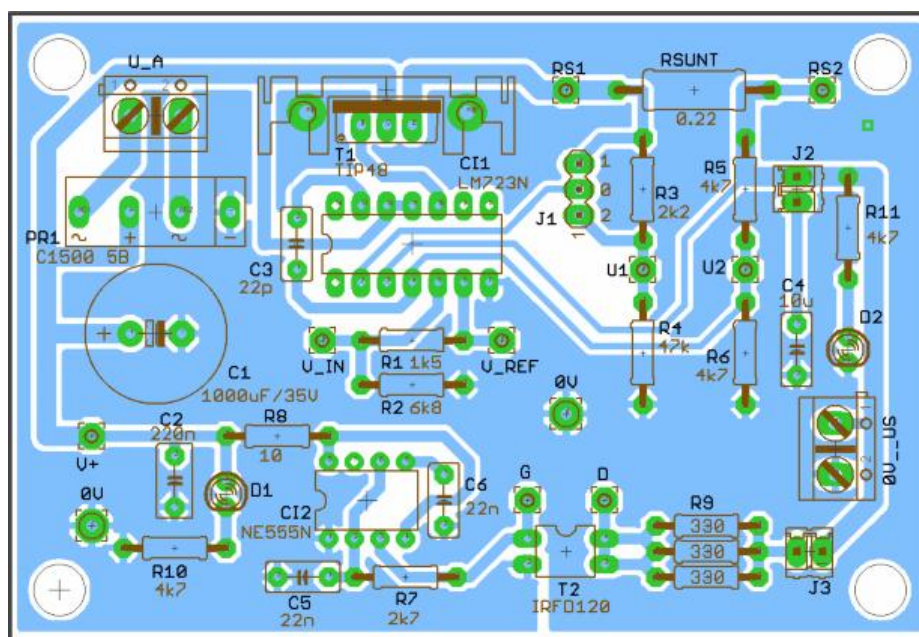


Figura 5: Dispunerea componentelor pe cablaj

Modul de lucru

1. Se identifică componentele de pe placă, bornele de alimentare, bornele sarcinii și pozițiile conectorilor J1, J2, J3. Partea de circuit care asigură sarcină în impulsuri este deconectată (J3 neconectat), iar condensatorul de ieșire este cuplat (J2 conectat). Se verifică în foaia de catalog a circuitului LM723 valoarea tipică a tensiunii de referință (aprox. 7,15V). Se reglează tensiunea sursei de alimentare la valoarea 0V, fără a alimenta montajul.

2. Scopul acestui punct este de a verifica tensiunea minimă de alimentare, pentru care funcționează generatorul tensiunii de referință și regimul de stabilizare. Se realizează configurația de stabilizator de tensiune cu limitare abruptă: J1 conectat 0-1. Se alimentează platforma, iar ieșirea se lasă în gol. Se variază tensiunea sursei, conform cu valorile din tabel ale V_+ , și se măsoară valorile V_{ref} și U_s .

Atenție: V^+ nu este tensiunea sursei de alimentare, ci tensiunea măsurată între punctul marcat V^+ și punctul de masă (marcat 0V).

V^+	V	2	4	6	7	8	9	10	11	12	14	16	18	20
V_{ref}	V													
U_s	V													

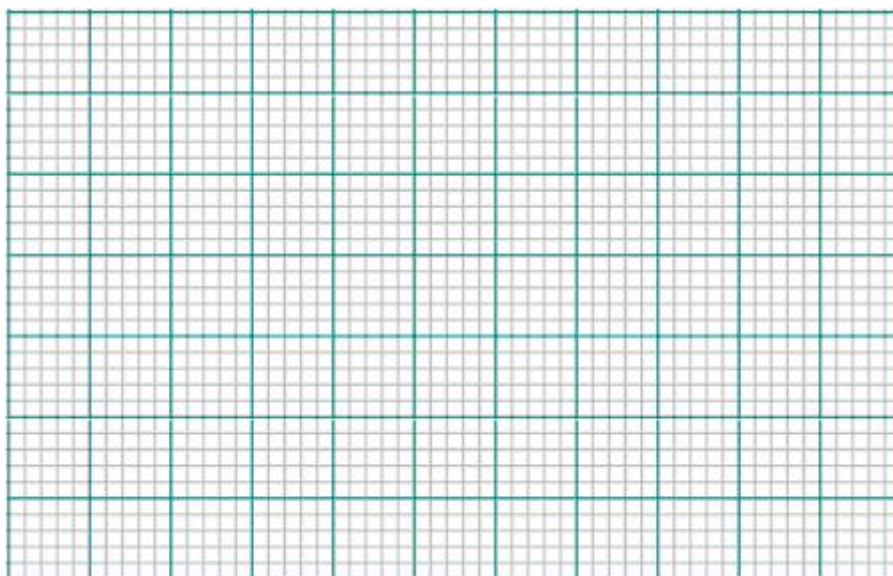
Se reprezintă grafic $V_{ref}(V^+)$ și $U_s(V^+)$. Se determină valorile nominale ale tensiunii de referință, tensiunii aplicate ca referință la pinul 5 al circuitului integrat și tensiunii de ieșire (măsurări făcute pentru $V^+ = 20V$).

$$V_{ref-nom} = \dots \quad V \quad \quad V_{in} = \dots \quad V \quad \quad U_{s-nom} = \dots \quad V.$$

Se calculează tensiunea de ieșire prezisă de teorie, din relația (3), știind că valoarea tensiunii de referință a fost înlocuită de V_{in} , iar R_1 și R_2 au fost înlocuite, respectiv, de R_4 și R_5 .

$$U_{s-teor} = \dots \quad V.$$

Se verifică dacă valoarea tensiunii de referință este egală cu cea din catalog și dacă tensiunea de ieșire este egală cu cea prezisă teoretic.



3. Scopul următoarelor puncte este ridicarea caracteristicii de ieșire (de sarcină) a stabilizatorului și determinarea parametrilor: rezistența internă, în regim de stabilizare, valorile maxime ale curentului de sarcină și puterii disipate pe tranzistor.

Se stabilește tensiunea sursei de alimentare la valoarea 18V și se conectează la ieșire o sarcină reglabilă ($500\Omega/0,5A$), înseriată cu un ampermetru (scara peste 300mA). Se măsoară valoarea tensiunii V^+ .

$$V^+ = \dots \quad V.$$

Se variază rezistența de sarcină, astfel încât să determine valorile indicate ale curentului (sau apropiate) și se măsoară tensiunea de sarcină. Măsurarea tensiunii se face cu voltmetrul digital, cu rezoluție mai bună de 1mV. În coloana liberă se notează valorile curentului și tensiunii, în momentul în care tensiunea începe să scadă semnificativ. A b

Pe linia a treia se calculează puterea disipată pe tranzistor și pe șunt: $P_T = I_s * (V^+ - U_s)$.

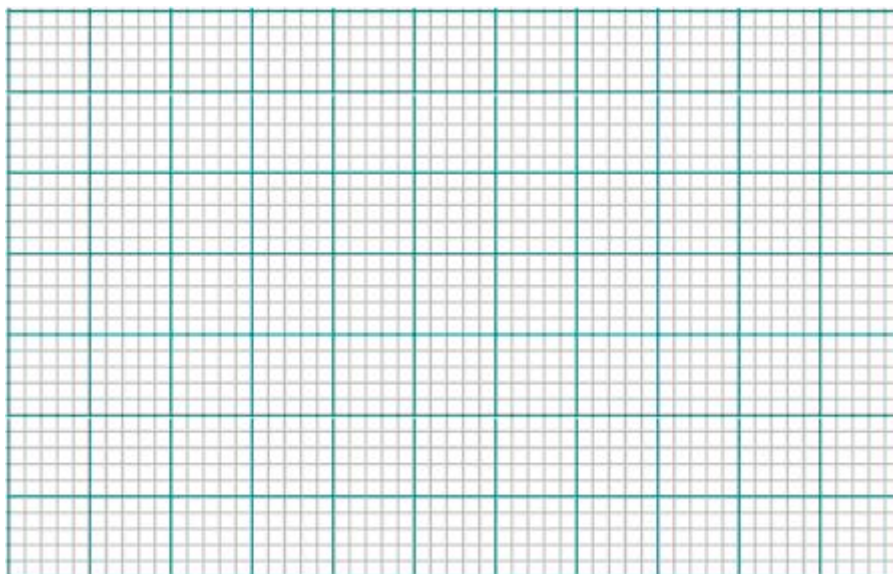
I_s	mA	25	50	100	150	200	250							
U_s	V								10	7	4	0		
P_T	W													

4. Se desenează curbele $U_s(I_s)$ și $P_T(I_s)$. Se determină: curentul maxim, în regim de stabilizare, curentul de scurtcircuit, puterea disipată pe tranzistor și șunt, la scurtcircuit.

$I_{s-max} = \dots$ mA

$I_{scc} = \dots$ mA

$P_{Tscc} = \dots$ W



Se verifică dacă valoarea maximă a curentului este egală cu cea prezisă de relația (4):

$I_{s-max-4} = \dots$ mA

Se calculează rezistența internă aproximativă a stabilizatorului, pentru regim de stabilizare și frecvențe joase, folosind relația (1), în intervalul curenților de sarcină 25 ... 200mA.

$R_o = \dots$ Ω .

De adăugat caracteristica de limitare cu întoarcere