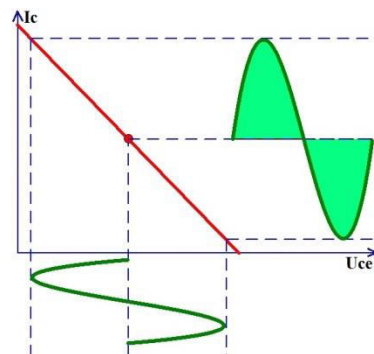
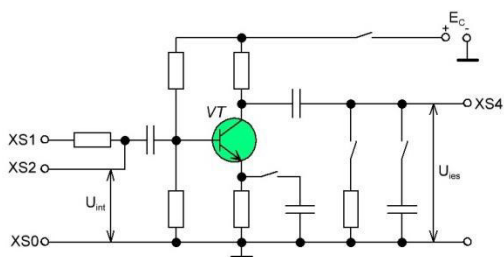


# UNIVERSITATEA TEHNICĂ A MOLDOVEI

## CIRCUITE ȘI DISPOZITIVE ELECTRONICE

### Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator



Chișinău  
2020

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ A MOLDOVEI**

**FACULTATEA CALCULATOARE, INFORMATICĂ ȘI MICROELECTRONICĂ**

**DEPARTAMENTUL MICROELECTRONICĂ ȘI INGINERIE BIOMEDICALĂ**

## **CIRCUITE ȘI DISPOZITIVE ELECTRONICE**

**Îndrumar metodic  
pentru lucrări de laborator**



**Chișinău  
Editura „Tehnica-UTM”  
2020**

CZU

Lucrarea de față reprezintă indicații metodice pentru efectuarea lucrărilor de laborator la cursul *Circuite și Dispozitive Electronice* și este destinată tuturor studenților **Facultății Calculatoare, Informatică și Microelectronică**. Acest îndrumar este dedicat studierii principiilor de bază ale funcționării circuitelor și dispozitivelor electronice moderne, oferă pe scurt informațiile teoretice necesare, determină ordinea efectuării lucrărilor de laborator și cerințele pentru оформarea raportului. Principalele prevederi în domeniul electronicii sunt stabilite într-o formă accesibilă, ținând cont de faptul că în procesul de învățare se acordă multă atenție muncii individuale a studenților.

**Autori:** prof. univ., doctor habilitat în științe tehnice Oleg Lupan  
lector universitar Nicolai Ababii  
lector universitar Pavel Metlinschii

**Redactorul responsabil:** prof.univ., dr. Victor Șontea  
**Recenzent:** conf.univ., dr. Ion Pocaznoi

## **Instrucțiuni generale privind desfășurarea lucrărilor de laborator și întocmirea rapoartelor la disciplina „Circuite și Dispozitive Electronice”**

1. Lucrările de laborator se desfășoară în paralel cu partea teoretică, în așa fel încât materialul teoretic, necesar înțelegerii unei lucrări, să fie predat înaintea efectuării lucrării respective. Studenții sunt obligați să cunoască materialul teoretic și modul de desfășurare a lucrării de laborator la care se prezintă. Pentru aceasta ei vor citi în prealabil textul lucrării din îndrumar și temele corespunzătoare din conspectele cursului sau din manualele recomandate.
2. Toți studenții prezenți în laborator efectuează aceeași lucrare, grupați la mai multe platforme. Studenții identifică montajul experimental și assemblează montajul complet. Punerea în funcțiune a circuitului se face numai după ce acesta a fost verificat de către asistentul care ghidează lucrarea de laborator. Orice defecțiune, abatere sau anomalie, apărută în cursul lucrării, va fi adusă imediat la cunoștință asistentului sau profesorului.
3. Rezultatele obținute la lucrarea de laborator se prezintă în raportul lucrării. Raportul trebuie să răspundă complet și concis cerințelor din paragraful „Conținutul raportului” și enunțul lucrării. Schemele electrice se vor prezenta conform cerințelor STAS și SUDC în vigoare. Nu se vor scrie în raport teoria lucrării, descrierea manipulării, concluzii nelegate de rezultatele obținute. Raportul pentru o lucrare de laborator se predă la începutul lucrării următoare.

## Lucrarea de laborator nr. 1

### Studiarea circuitelor electrice liniare de curent continuu și alternativ

**Scopul lucrării:** verificarea experimentală a respectării legii lui Ohm și Kirchhoff pentru circuitele electrice ramificate și neramificate de curent continuu; cercetarea raportului de amplitudă și fază dintre tensiune și curent pentru elementele  $R$ ,  $L$ ,  $C$ .

#### Noțiuni teoretice generale

Un **circuit electric** este un complex de dispozitive și obiecte conectate într-un anumit mod și care formează o cale pentru curgerea curentului electric. Procesele electromagnetice în circuitele electrice pot fi descrise cu ajutorul conceptelor de Forță Electromotoare (FEM), curent și tensiune.

Pentru analiză și calcul, circuitul electric este reprezentat sub forma unei scheme electrice care conține simbolurile elementelor sale și modurile de conectare a acestora. **Schema electrică** ilustrează o reprezentare grafică a unui circuit electric. Aceasta afișează modul în care elementele sunt conectate în circuitul electric în cauză. Un circuit electric care este echipat cu cel puțin un element electronic este numit **circuit electronic**.

Toate dispozitivele și obiectele incluse în circuitul electric pot fi împărțite în trei grupe: surse de energie electrică (alimentare); consumatori (receptoare) de energie electrică; elemente auxiliare ale circuitului.

Circuitele electrice sunt clasificate în funcție de diferite caracteristici:

- **De tipul curentului** - curent continuu, curent alternativ, sinusoidal, nesinusoidal;
- **Prin natura elementelor** - liniar (în ele toate elementele sunt liniare), neliniar (conțin cel puțin un element neliniar);
- **Prin numărul de faze** - monofazate, trifazate.

La calcule, în schema unui circuit electric se disting câteva elemente de bază.

**Ramura** circuitului electric (schemei) - o secțiune a circuitului cu același curent, constând din unul sau mai multe elemente conectate în serie.

**Nodul** circuitului electric (schemei) - locul (punctul) conexiunii a trei sau mai multe ramuri.

Conexiunea în care toate ramurile (secțiunile) schemei sunt conectate la o pereche de noduri **se numește paralelă**. În cazul de conectare paralelă, fiecare ramură este sub aceeași tensiune.

**Receptoarele pot fi conectate între ele în serie, în paralel și mixt.**

**La conectarea în serie** prin toate elementele curge același curent, de aceea rezistența segmentului cu conexiunea în serie a elementelor poate fi înlocuită cu una - echivalentă cu suma tuturor elementelor. Condiția pentru echivalența unei astfel de substituții este că în acest caz starea altor elemente care nu au fost înlocuite nu trebuie să se schimbe (curenții, tensiunile, puterile nu trebuie să se schimbe).

**La conectarea în paralel** a mai multor elemente (ramuri) la toate elementele (ramurile) se aplică una și aceeași tensiune. Rezistența echivalentă pentru conectarea în paralel a mai multor receptoare (de exemplu, pentru două) este determinată prin formula:

$$R_{\text{echiv.}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.1)$$

Circuitele în care elementele sau ramurile sunt conectate în serie și în paralel, sunt numite circuite cu o legătură mixtă de elemente.

**La o conexiune mixtă**, de exemplu, trei elemente ( $R_1$  este conectat în serie cu secțiunea paralelă,  $R_2$  și  $R_3$ ), rezistența echivalentă este determinată de formula:

$$R_{\text{echiv.}} = R_1 + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1.2)$$

**Bucula** este formată din ramuri și noduri care formează o cale închisă pentru curgerea curentului electric.

Schema cu conectarea în serie a elementelor formează o buclă și **se numește buclă individuală**. Un circuit cu o îmbinare mixtă a elementelor, în general, formează mai multe bucle și **se numește schemă multi-buclă**.

Prin calcularea (analiza) circuitului electric se înțelege găsirea curenților în toate ramurile circuitului. Toate calculele circuitelor electrice se bazează pe legile fizice, inclusiv legile lui Ohm, Kirchhoff și Joule-Lentz.

**Legea lui Ohm** stabilește o conexiune între curent, tensiune și parametrii elementelor circuitului electric și le permite să calculeze curenții prin ele.

Legea lui Ohm pentru o secțiune a unui circuit care nu conține surse FEM – curentul într-o secțiune a circuitului este direct proporțional cu tensiunea la capetele acestei secțiuni și este invers proporțional cu rezistența sa:

$$I = \frac{U}{R}. \quad (1.3)$$

Legea lui Ohm pentru un circuit complet (închis) - curentul în circuit este direct proporțional cu FEM care acționează în circuit și invers proporțional cu suma rezistenței circuitului și rezistența internă a sursei:

$$I = \frac{E}{R+r_0}. \quad (1.4)$$

### **Legile lui Kirchhoff**

**Prima lege** a lui Kirchhoff stabilește o legătură între curenții sumabili la nodul circuitului electric; suma algebrică a tuturor curenților care se sumează la nod este zero:

$$\sum_1^n I_k = 0, \quad (1.5)$$

unde:  $n$  - este numărul de ramuri conectate la nod. Echivalent este o altă formulare: suma tuturor curenților care curg în nod este egală cu suma tuturor curenților care curg din nod. Când scriem ecuații conform primei legi a lui Kirchhoff, curenții îndreptați spre nod sunt luați cu un semn, de obicei cu semnul "plus", iar curenții direcționați din nod - cu semnul "minus" sau invers.

**Legea a doua** a lui Kirchhoff stabilește relația dintre tensiunile asupra elementelor buclei circuitului electric: suma algebrică a FEM care acționează într-o buclă închisă este egală cu suma algebrică a căderii de tensiune pe toate secțiunile (elementele) buclei:

$$\sum_1^n E_k = \sum_1^m R_k I_k = \sum_1^m U_k, \quad (1.6)$$

unde:  $n$  - este numărul de surse FEM în buclă,  $m$  - numărul de elemente cu rezistența  $R_k$  în buclă,  $U_k = R_k \cdot I_k$  - tensiunea sau căderea de tensiune pe elementul buclei -  $k$ .

Pentru a scrie ecuații conform celei de-a doua legi a lui Kirchhoff, este necesar:

- a specifica direcțiile pozitive condiționate de FEM, curenților și tensiunilor;
- a alege direcția pozitivă de ocolire a buclei pentru care este scrisă ecuația;
- a scrie ecuația în care termenii în ecuație sunt luați cu semnul "plus", dacă direcțiile pozitive condiționate coincid cu direcția de ocolire a buclei, și cu semnul "minus", dacă sunt opuse.

Un rol important în verificarea corectitudinii calculelor oricăror circuite electrice îl joacă *condiția de echilibru a energiei*, care rezultă din legea conservării energiei și poate fi formulată după cum urmează:

*Suma algebrică a puterilor instantanee a tuturor surselor de energie din circuitul electric este egală cu suma algebrică a tuturor puterilor instantanee a tuturor receptoarelor circuitului:*

$$\sum_{j=1}^n E_j I_j = \sum_{i=1}^k U_i I_i, \quad (1.7)$$

unde:  $E_j$ ,  $I_j$  - tensiunea și curentul  $j$  - acelei surse;  $U_i$ ,  $I_i$  - tensiunea și curentul  $i$  - acelui element al circuitului.

Puterea oricărui element al unui circuit electric, indiferent dacă este o sursă sau un receptor, este definită ca fiind produsul curentului elementului și tensiunea pe el:  $P = U \cdot I$ . Puterea este măsurată în watt [W], deși există unități mai mici - mili și



microwatt, respectiv [mW] și [ $\mu$ W] și unități mai mari de kilowatt [kW] și megawatt [MW].

Pentru circuitele de curent continuu care conțin surse de energie și rezistoare, expresia (1.7) poate fi scrisă în următoarea formă:

$$\sum_{j=1}^n E_j I_j = \sum_{i=1}^k I_i^2 R_i. \quad (1.8)$$

Diagrama de potențial este o interpretare grafică a celei de-a doua legi a lui Kirchhoff pentru un circuit și este un grafic al distribuției potențialului de-a lungul unei bucle închise a unui circuit electric. Pentru construirea diagramei, pe axa absciselor, se pun valorile de rezistență ale secțiunilor circuitului în consecutivitatea lor de ocolire în buclă, iar pe axa ordonatei – potențialele punctelor corespunzătoare. Din diagramă, puteți găsi diferența de potențial (tensiune) între oricare două puncte selectate ale circuitului.

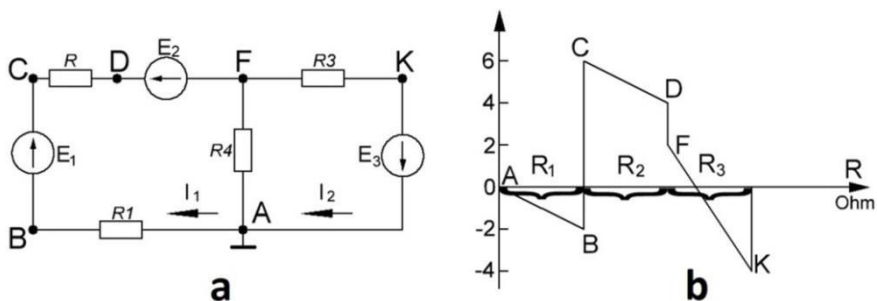


Fig.1.1. Rezistor, condensator și bobină de inductanță într-un circuit de curent alternativ

În circuitul de curent alternativ, care variază în conformitate cu legea sinusoidală (în continuare AC), se utilizează următoarele elemente și definiții: **rezistor**, rezistență activă; **inductanță**, rezistență inductivă; **capacitate**, rezistență capacitivă; **fază**, faza inițială, unghiul de schimbare a fazelor; **perioadă**, **frecvență**, frecvență unghiulară; valori instantanee, eficiente și medii ale mărimilor armonice; **rezistențe și conductibilitate** active, reactive; **putere** completă, activă, reactivă și complexă.

Valoarea actuală (rădăcină medie-pătrată) a curenților  $I$  este:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2(\omega t) dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0.707 I_m, \quad (1.9)$$

unde:  $i = I_m \sin \omega t$  - valoare instantanee,  $I_m$  - valoarea amplitudei,  $T$  - perioada curentului sinusoidal. Asemănător  $U = U_m / \sqrt{2}$ ;  $E = E_m / \sqrt{2}$ . Relația  $k_a = I_m / I = \sqrt{2}$ , se numește coeficientul amplitudinei.

Valoarea efectivă a unui curent sinusoidal se înțelege ca un curent care, într-un timp egal cu o perioadă, produce aceeași cantitate de căldură, echivalent ca acesta, curentul continuu (DC).

Valoarea medie a unui curent sinusoidal este valoarea sa medie pentru o perioadă:

$$I_m = \frac{1}{T} \int_0^T I_m \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} I_m. \quad (1.10)$$

Raportul dintre valoarea efectivă a unei funcții periodice variabile și valoarea medie se numește coeficientul formei  $k_f$ . Pentru un curent sinusoidal, coeficientul de formă:

$$k_f = \frac{I}{I_m} = \frac{I_m / \sqrt{2}}{2 I_m / \pi} = \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} = 1.11. \quad (1.11)$$

**Rezistorul** în circuitul DC și AC are în orice moment aceeași valoare a rezistenței active  $R = U / I$ . Curentul și tensiunea coincid după fază. Unghiul de deplasare a fazelor între tensiune și curent este zero, deci rezistența activă a rezistorului nu depinde de frecvență:

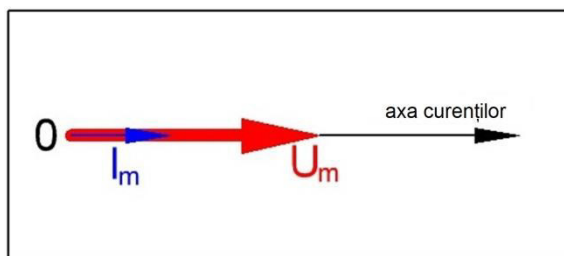


Fig.1.2. Unghiul de deplasare a fazelor între tensiune și curent în circuitele cu rezistoare

În forma simbolică (complexă), legea lui Ohm pentru valorile efective ale tuturor mărimilor în cazul general este scrisă:  $I = \frac{U}{r}$ ,

unde:  $r$  - rezistența electrică complexă a unui rezistor egală cu modulul său,  $r=R$ .

Pentru valorile efective după rezultatele măsurărilor, legea lui Ohm:

$$I \cdot R = U.$$

Valoarea medie a puterii ce poate fi disipată de rezistor:

$$P_m = U \cdot I = U_m \cdot I_m / 2. \quad (1.12)$$

**Bobina inductivă** - element al unui circuit electric de curent alternativ în care acumularea de energie are loc într-un câmp electromagnetic. Într-un circuit electric cu o bobină ideală, încălzirea rășucirilor este neglijată, deci rezistența sa activă  $r_k=0$ . Curentul se reține în fază de tensiunea cu un unghi de  $90^\circ$ :

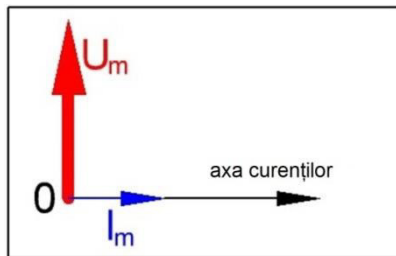


Fig.1.3. Reținerea în fază a curentului față de tensiune cu un unghi de  $90^\circ$  în circuitele cu inductanță

Rezistența electrică inductivă a bobinei ideale  $X_L = \omega L = 2\pi fL$  (se măsoară în Ohm) este direct proporțională cu frecvența. Aici  $L$  este inductanța bobinei.

Legea lui Ohm pentru valorile efective ale curentului și tensiunii electrice pentru un circuit cu o bobină inductivă ideală în formă complexă este:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{jX_L} = I \cdot e^{j(\varphi_U - 90^\circ)}, \quad (1.13)$$

unde:  $jX_L$  – complexul de rezistență inductivă reactivă. Se observă din această relație că  $\dot{U}$  sau  $U_m$  este defazat înainte cu  $\pi/2$  sau  $90^\circ$  față de intensitatea curentului  $I_m$  (Fig.1.3).

Într-un circuit, care conține o bobină, există un schimb periodic de energie între generator și bobină, fără transformarea ireversibilă a energiei electromagnetice, deci valoarea medie a puterii la o perioadă a circuitului cu bobină ideală  $P_m=0$ . În consecință, bobina inductivă este un element reactiv, iar *puterea*, echivalentă energiei de schimb, este *reactivă* (sau *imaginară*):

$$Q_L = X_L \cdot I^2, \text{ VAR.} \quad (1.14)$$

O unitate de putere, așa cum este aplicată pentru măsurarea puterii reactive, se numește volt-ampere reactiv [VAR]. Toate bobinele inductive reale au o rezistență activă  $r_k$  (echivalentul energiei termice eliberate atunci când curentul curge prin înfășurarea sârmei bobinei, firelor de plumb etc.). O astfel de bobină inductivă reală poate fi reprezentată din elementele ideale conectate în serie: o bobină inductivă ideală  $L_k$  și un element rezistiv cu rezistență activă  $r_k$ .

Cu o tensiune la terminalele unei bobine reale care se schimbă în conformitate cu legea  $u = U_m \cdot \sin(\omega t + \omega_u)$ , prin aceasta trece curentul, care se schimbă conform legii  $i = I_m \cdot \sin(\omega t + \omega_i)$ . După fază, curentul întârzie de tensiune la unghiul  $\varphi = \varphi_u - \varphi_k$ , care este întotdeauna mai mic de  $90^\circ$ , datorită prezenței rezistenței active  $r_k$  din bobină. Unghiul de deplasare a fazelor între tensiune și curent  $\varphi = \varphi_k$  este determinat din triunghiul de rezistențe prin formula:  $\varphi = \arctg \frac{X_L}{r_k}$ .

Rezistența unei bobine inductive reale într-o formă complexă este:

$$Z_k = z_k \cdot e^{j\varphi}, \quad (1.15)$$

unde:  $z_k = \sqrt{r_k^2 + X_L^2}$  - modulul complexului rezistenței totale al bobinei inductive reale;  $\varphi$  - argumentul său.

Legea lui Ohm pentru valorile efective ale curentului și tensiunii în formă complexă:  $\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z_k}$ .

Puterea activă într-o bobină inductivă reală:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi = U_r \cdot I = r_k \cdot I^2, \text{ W,} \quad (1.16)$$

unde:  $\cos \varphi$  - coeficientul de putere, care arată ce parte din energia electrică a fost transformată într-un alt tip.

Puterea reactivă în bobina inductivă:

$$Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi = U_{L_k} \cdot I = X_L \cdot I^2, \text{ VAR.} \quad (1.17)$$

**Condensator** - element al circuitului electric de curent alternativ, în care procesul de schimbare are loc prin intermediul unui câmp electric. Ca element cu capacitate, se folosește un condensator.

La aplicarea tensiunii la bornele condensatorului, care variază în conformitate cu legea  $u = U_m \cdot \sin(\omega t + \omega u)$ , de-a lungul circuitului cu condensatorul curge curent electric, care variază în conformitate cu legea  $i = I_m \cdot \sin(\omega t + \omega i)$ . Curentul depășește tensiunea după fază cu un unghi de fază de  $90^\circ$  (Fig. 1.4). Faza curentului  $\varphi_i = \varphi_u + 90^\circ$ :

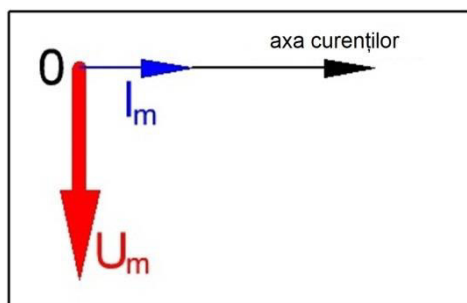


Fig.1.4. Depășirea după fază a curentului față de tensiune cu un unghi de  $90^\circ$  în circuitele cu condensatoare

Rezistența unui condensator ideal la curent alternativ este echivalentul energiei electrice schimbate între capacitate și sursă, se numește rezistența capacitivă reactivă și este determinată de formula:

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}, \quad (1.18)$$

unde:  $C$  – capacitatea condensatorului,  $\omega$  – frecvența ungiulară.

Valoarea rezistenței capacitive poate fi calculată din formula:

$X_c = U/I$ , măsurând preliminar tensiunea pe condensator -  $U$  și curentul alternativ în circuit -  $I$ .

Legea lui Ohm în formă complexă pentru valorile efective ale curentului și tensiunii pentru un circuit cu un condensator ideal:  $\dot{I} = \frac{\dot{U}}{-jX_C}$ , unde:  $(-jX_C)$  – rezistența capacitivă complexă.

Valoarea medie a puterii pentru o perioadă într-un circuit cu un condensator ideal este zero,  $P_m = 0$ .

Puterea capacitivă reactivă echivalentă energiei de schimb este notată cu  $Q_C$  și este determinată de formula:

$$Q_C = X_C \cdot I^2, (\text{VAR}). \quad (1.19)$$

### Descrierea machetei de laborator

Schemele electrice ale circuitelor studiate sunt prezentate în fig.1.5 și 1.6.

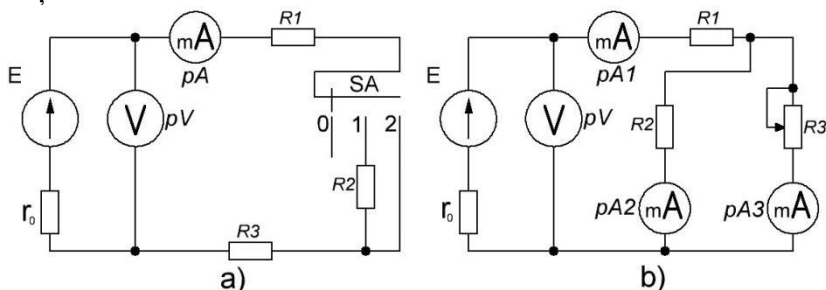


Fig. 1.5. Circuit electric liniar de curent continuu: a) cu o conexiune în serie a receptoarelor; b) cu o conexiune mixtă a receptoarelor

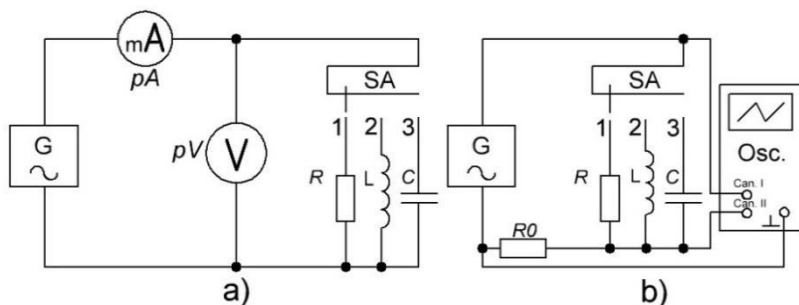


Fig. 1.6. Circuit electric de curent alternativ: a) pentru a determina parametrii elementelor  $R, L, C$ ; b) pentru a studia relațiile de amplitudine și fază dintre elementele de curent și tensiune

Pentru a măsura curentul și tensiunea în circuitele utilizate, se utilizează multimetre digitale precum DT9205 în modul de operare corespunzător. Ca sursă de *FEM* este o sursă de curent continuu de laborator cu tensiune reglată și stabilizată. În schemele din figura 1.6 se utilizează dispozitive digitale de la compania RIGOL – generator de semnale DG1032Z și osciloscopul cu două canale DS1052E. Conectarea sursei de alimentare *E* și a multimetrelor la circuite se efectuează cu ajutorul conductorilor de legătură, iar generatorul și osciloscopul cu cabluri coaxiale. La analiza rezultatelor obținute este necesar să se țină cont de erorile de măsurare ale dispozitivelor de măsurare.

## Ordinea efectuării lucrării

### Partea I. Verificarea respectării legilor lui Ohm și Kirchhoff pentru circuitele electrice neramificate și ramificate

1. Să se asambleze circuitul cu conectare în serie a receptoarelor prezentate în figura 1.5a.

Cu ajutorul multimetrului să se măsoare valorile rezistenței rezistoarelor  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ , în poziția "0" a comutatorului *SA* și să se seteze valoarea sursei *FEM* de "*E*" = 15 V prin conectarea sursei de alimentare la rețeaua de 220 V. Ca miliampermetru și voltmetru, conectați multimetre cu limite de măsurare de 200 mA și 20 V, respectiv.

2. Să se determine rezistența internă  $r_0$  a sursei *FEM* "*E*".

Pentru aceasta, măsurați valorile curenților și tensiunilor corespunzătoare în pozițiile "1" și "2" ale comutatorului *SA*.

$$I_1 = \frac{E}{R+r_0} = \frac{E}{\frac{U_1}{I_1}+r_0}, \quad R=R_1+R_2+R_3$$
 – curentul măsurat în poziția "1" a comutatorului *SA*,

$$I_2 = \frac{E}{(R_1+R_3)+r_0} = \frac{E}{\frac{U_2}{I_2}+r_0}$$
 – curentul măsurat în poziția "2" a comutatorului *SA*.

$U_1$  – tensiunea măsurată cu *SA* în poziția „1”,

$U_2$  – tensiunea măsurată cu *SA* în poziția „2”.

Din aceste relații rezultă că:

$$r_0 = \frac{U_2 - U_1}{I_1 - I_2}, \quad E = U_1 + I_1 r_0.$$

3. Să se calculeze, conform legii lui Ohm, curentul în circuit și valorile tensiunilor pe rezistențele  $R_1, R_2, R_3$  conform formulelor:

$$I = \frac{E}{R_1 + R_2 + R_3 + r_0}, \quad U_1 = IR_1, \quad U_2 = IR_2, \quad U_3 = IR_3.$$

Rezultatele calculelor să se introducă în Tabelul 1.1.

4. Să se măsoare valorile curentului  $I$  și căderea de tensiune pe rezistoarele  $R_1, R_2, R_3$  (fig 1.5a), conectând consecutiv voltmetrul în paralel cu rezistențele (SA în poziția 1). Rezultatele măsurărilor să se introducă în Tabelul 1.1.

**Tabelul 1.1**

<i>Rezistența,</i> <b>(<math>\Omega</math>)</b>		<i>Curentul,</i> <b>mA</b> <i>(calculat)</i>	<i>Tensiunea,</i> <b>V</b> <i>(calculat)</i>		<i>Curentul I în</i> <b>circuit, mA</b> <i>(măsurat)</i>	<i>Tensiunea,</i> <b>V</b> <i>(măsurat)</i>	
$R_1$			$U_1$			$U_1$	
$R_2$			$U_2$			$U_2$	
$R_3$			$U_3$			$U_3$	

5. Să se verifice executarea celei de-a doua legi a lui Kirchhoff pentru circuitul cercetat mai sus, înlocuind în ecuația legii rezultatele corespunzătoare ale măsurării tensiunilor din Tabelul 1.1.

6. Să se construiască o diagramă de potențial a circuitului cercetat din figura 1.5a.

7. Pentru a verifica fezabilitatea primei legi a lui Kirchhoff, să se asambleze circuitul cu conexiunea mixtă a receptoarelor, prezentată în Fig. 1.5b. Valorile  $E, r_0, R_1, R_2$  sunt aceleași ca și în schema din Fig. 1.5a,  $R_3$  să se stabilească la 600 ohmi. În calitate de



miliampermetre  $pA_1$ ,  $pA_2$ ,  $pA_3$ , să se conecteze un multimetru cu o limită de măsurare de 200 mA.

Să se calculeze rezistența echivalentă a întregului circuit, curentul  $I_1$  din prima ramură, căderea de tensiune  $U_1$ ,  $U_2$ , egală cu  $U_3$  și curenții corespunzători ai ramurilor a doua și a treia  $I_2$  și  $I_3$ .

$$R_{\text{echiv.}} = R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}, I_1 = \frac{E}{r_0 + R_{\text{echiv.}}}, U_1 = I_1 \cdot R_1,$$

$$U_2 = U_3 = I_1 \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}, I_2 = \frac{U_2}{R_2}, I_3 = \frac{U_3}{R_3}, U = I_1 \cdot R_{\text{echiv.}}$$

8. Să se măsoare curenții  $I_1$ ,  $I_2$  și  $I_3$ , tensiunile pe elementele din circuit  $U_1$ ,  $U_2 = U_3$  și tensiunea la bornele de intrare ale circuitului  $U$ . Rezultatele calculelor (p.7) și măsurărilor (p.8) să se introducă în Tabelul 1.2.

**Tabelul 1.2**

<b>Rezistența, (<math>\Omega</math>)</b>		<b>Curentul, mA (calculat)</b>		<b>Tensiunea, V (calculat)</b>		<b>Curentul, mA (măsurat)</b>		<b>Tensiunea, V (măsurat)</b>	
$R_1$		$I_1$		$U_1$		$I_1$		$U_1$	
$R_2$		$I_2$		$U_2$		$I_2$		$U_2$	
$R_3$		$I_3$		$U_3$		$I_3$		$U_3$	

9. Să se scrie ecuația I a legii lui Kirchhoff, substituind valorile curenților mășurați în punctul 8, să se compare rezultatele calculelor și măsurărilor.

Să se compare echilibrul de putere pentru circuitul cercetat  $P_{\text{sursei}} = P_{\text{receptoarelor}}$ :

$$E \cdot I_1 = I_1^2 \cdot (r_0 + R_1) + I_2^2 \cdot R_2 + I_3^2 \cdot R_3,$$

și să se asigure că  $P_{\text{sursei}}$  este aproximativ egal cu suma puterii receptoarelor (consumatorilor).

10. Să se construiască graficele funcțiilor:  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $P = f(R_3)$ .

Schimbând rezistența rezistorului  $R_3$  (5 ... 7 valori), să se măsoare și să se înregistreze în Tabelul 1.3 valorile curenților și tensiunilor.

**Tabelul 1.3**

<i>Măsurat</i>							<i>Calculat</i>		
$R_3$	$U$	$U_1$	$U_2$	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$U_1+U_2$	$I_2+I_3$	$P$
$\Omega$	V			mA			V	mA	mW
0									
50									
100									
150									
300									
400									
500									
600									
700									

Pentru fiecare dintre valorile stabilite ale rezistorului  $R_3$ , să se calculeze valorile indicate în Tabelul 1.3. Puterea totală consumată de receptor este determinată de formula  $P=U \cdot I$ , unde  $U$  și  $I$  sunt tensiunea și curentul la bornele de intrare ale circuitului electric.

11. Conform datelor experimentale din Tabelul 1.3, să se tragă concluzii cu privire la punerea în aplicare a primei și a doua legi ale lui Kirchhoff, precum și a echilibrului puterilor.

Să se asigure că prima și a doua lege ale lui Kirchhoff sunt respectate și anume:

$$I_1 = I_2 + I_3;$$

$$U_1 = U_1 + U_{2,3}.$$

## **Partea II. Să se cerceteze proprietățile elementelor pasive ( $R, L, C$ ) în circuitul de curent alternativ**

1. Să se studieze relația de amplitudine între curent și tensiune pentru rezistența  $R$  într-un circuit de curent alternativ.

Să se asambleze circuitul prezentat în Figura 1.6a (SA în poziția 1). Să se seteze valorile inițiale ale limitelor de măsurare ale multimetrelor de 200 mA și respectiv 20 V, care, în timpul procesului de măsurare, se aleg cele mai optime. Să se conecteze generatorul DG1032Z și cu ajutorul cablului coaxial să se conecteze

ieșirea primului canal "CHI" la circuitul cercetat. Cu ajutorul butonului "Output" se conectează ieșirea semnalului "CHI". Se setează "Sine→Freg/Period→Freg". Se introduce cifra "1" cu ajutorul tastaturii și se setează unitatea de măsură "kHz". Frecvența setată este  $f=1$  kHz. Se apasă butonul "Ampl/HiLev" și se setează "Ampl". Se introduce cifra "20" cu ajutorul tastaturii și se setează unitatea de măsură "V<sub>pp</sub>". **Valoarea tensiunii setate  $U_{pp}=2 \cdot U_m=20$  V, corespunde valorii de amplitudine  $U_m = 10$  V, iar valoarea curentă  $I=7,07$  V.** Pentru a ajusta valorile parametrilor selectați, se folosește comutatorul "◀▶" și butonul de reglare din partea dreaptă de sus a panoului.

Se determină ce valori afișează iliampermetrul și voltmetrul și se înregistrează în Tabelul 1.4.

2. Se repetă măsurările pentru bobina de inducție  $L$  (SA în poziția 2) și pentru condensatorul  $C$  (SA în poziția 3).

Se deconectează dispozitivele. Se calculează valorile  $R$ ,  $X_C$ ,  $X_L$ ,  $P$ ,  $Q$ ,  $S$  în funcție de valorile măsurate conform formulelor corespunzătoare. Se compară valorile obținute  $X_C$ ,  $X_L$  cu valorile calculate  $X_C=1/\omega C$ ,  $X_L=\omega L$ . Rezultatele măsurărilor și calculelor se înregistrează în Tabelul 1.4. Valoarea  $\varphi$  se determină în p. 3.

3. Se cercetează relațiile de fază dintre tensiune și curent pentru elementele  $R$ ,  $L$ ,  $C$ .

3.1. Se cercetează relațiile de fază dintre tensiune și curent pentru rezistorul  $R=510$  Ohm.

**Tabelul 1.4**

Elementul	$U$	$I$	$\varphi$	$Q$	$S$	$P$	$R$	$C$	$L$	$X_C$	$X_L$
	V	mA	°	VAR	VA	W	Ω	μF	mH	Ω	Ω
$R=$ __Ω											
$C=$ __nF											
$L=$ __mH											

Pentru a face acest lucru, se assemblează circuitul prezentat în figura 1.6b, poziția comutatorului SA în poziția "1". În acest circuit, rezistența  $R_0$  este conectată în serie cu elementul cercetat ( $R$ ,  $L$  sau  $C$ ) și servește la transformarea curentului în tensiune.

Ieșirea generatorului "CHI" și intrările osciloscopului "CHI" și "CH2" se conectează la circuitul studiat cu ajutorul cablurilor coaxiale. Se pornește generatorul și se setează amplitudinea tensiunii sinusoidale pe acesta  $V_{pp} = 20$  V, frecvența  $f=1$  kHz. Se pornește osciloscopul și se apasă butonul "AUTO". Pe ecran vor apărea formele de undă stabile ale semnalelor studiate. Oscilograma canalului "CHI" corespunde diagramei de timp a tensiunii, iar oscilograma canalului "CH2" – diagrama de timp a curentului în circuit cu componenta studiată.

Pentru a seta canalul 1, se apasă butonul "CHI" și rotind regulatorul "SCALE VERTICAL" se selectează dimensiunea dorită a semnalului. Se apasă butonul "POSITION VERTICAL". Utilizând regulatorul orizontal "SCALE HORIZONTAL" se alege scara optimă pe orizontală. Pentru a seta canalul 2, se apasă butonul "CH2" și, rotind regulatorul "POSITION VERTICAL", se selectează dimensiunea dorită a semnalului pentru canalul 2. Apăsând butonul "POSITION VERTICAL", se aliniază indicatorii 1 și 2 în centrul ecranului.

Pentru a determina deplasarea de timp, se efectuează setarea cursorului de pe ecran. În acest regim, pe ecran există două cursoare paralele. Instalarea lor cu ajutorul regulatorului funcțional "↻" la punctele dorite (identice) ale oscilogramelor, este posibilă măsurarea intervalului de timp și deplasarea de fază între ele.

Se apasă "Cursor→Mode→Manual→Type→X". Pe ecran va fi afișat "CurA=...". Se rotește regulatorul "↻", se aliniază cursorul "A(CurA)" cu partea superioară a oscilogramei canalului "CHI". Se apasă regulatorul "↻" și se aliniază cursorul "B(CurB)" cu cel mai

apropiat punct identic (partea superioară) a oscilogramei cananului "CH2". Pe ecran va fi afișată valoarea dorită a deplasării de timp:  $t_{\varphi} = \Delta X = \dots$  ( $\mu\text{S}$ ).

Se determină deplasarea de fază între tensiune și curent (ținând cont de semn):

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = 360^\circ t_{\varphi} / T,$$

unde  $t_{\varphi}$  - deplasarea de timp între curent și tensiune,  $T = 1/f$  - perioada.

Se determină deplasarea de fază prin măsurare directă:

Se deconectează cursorul, se apasă "Measure→Time→Phase1→2" și se scot valorile " $\varphi = \text{Phase-A}$ " sau " $\varphi = \text{Phase-B}$ ". În caz de instabilitate, se utilizează "RUN/STOP".

În raport se desenează oscilogramele  $u(t)$  și  $i(t)$ . Rezultatele măsurărilor se introduc în Tabelul 1.4

3.2. Se repetă măsurările pentru bobina de inducție  $L = \dots$  mH.

Se instalează comutatorul SA în poziția "2". La osciloscop se apasă butonul "AUTO" și se efectuează pașii necesari pentru determinarea deplasării de timp la fel ca și în p.3.1. În raport se desenează oscilogramele. Rezultatele măsurărilor se introduc în Tabelul 1.4.

3.3. Se repetă măsurările pentru condensatorul  $C = \dots$  nF.

Se instalează comutatorul SA în poziția "3". La osciloscop se apasă butonul "AUTO" și se efectuează pașii necesari pentru determinarea deplasării de timp la fel ca și în p.3.1. În raport se desenează oscilogramele. Rezultatele măsurărilor se introduc în Tabelul 1.4.

3.4. Să se construiască o diagramă vectorică a curentului și a tensiunii pentru rezistor, bobina de inducție și condensator.

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

## Conținutul raportului

1. Denumirea și scopul lucrării.
2. Schemele circuitelor electrice.
3. Tabelele cu datele experimentale.
4. Rezultatele calculelor pentru verificarea respectării legilor lui Ohm și Kirchhoff.
5. Graficile funcțiilor  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $P=f(R_3)$ , diagrama de potențial pentru schema cu conexiuni mixte de receptori.
6. Diagramele de timp (oscilograme) ale curenților și tensiunilor elementelor pasive investigate.
7. Concluzii privind rezultatele obținute.

## Întrebări de control

1. Ce este un circuit electric și electronic? Dați definiția nodului, ramurii, buclei circuitului electric și denumiți proprietățile principale ale acestuia.
2. Cum se calculează curenții în ramurile pasive paralele cu rezistențe de ramură cunoscute și curentul porțiunii neramificate?
3. Cum este posibil să determinați experimental valoarea rezistenței unei secțiuni a circuitului electric, FEM și rezistența internă a sursei?
4. Care sunt proprietățile principale ale conectării în serie și în paralel? Dați definiția unui element echivalent care înlocuiește mai multe elemente.
5. Cum se construiește ecuația echilibrului energetic? Ce reprezintă aceasta?
6. Cum se calculează curenții în ramurile pasive paralele cu rezistențe de ramificație cunoscute și curentul secțiunii neramificate?

7. Formulați și scrieți legea lui Ohm pentru o porțiune a circuitului și pentru circuitul complet.

8. Formulați prima și a doua lege ale lui Kirchhoff. Scrieți pentru ele formulele corespunzătoare.

9. Formulați regulile semnelor atunci când folosiți regulile lui Kirchhoff.

10. Ce reprezintă rezistența totală, activă, capacitivă, inductivă, reactivă? Ce legătură este între ele?

11. Care este deplasarea de fază între limitele de curent și de tensiune care pot schimba unghiul de deplasare a fazei de tensiune și curent la intrarea unei rețele pasive cu două terminale?

12. Scrieți legea lui Ohm, prima și a doua lege ale lui Kirchhoff, atât pentru valorile instantanee, cât și complexe ale curenților și tensiunilor.

13. Desenați un triunghi de rezistențe și ghidat de acesta, scrieți formulele care exprimă: a) rezistența totală a circuitului; b) rezistența activă și reactivă a circuitului; c) unghiul de deplasare a fazelor  $\varphi$  ale curentului în raport cu tensiunea.

14. Ce este șuntare?

## **Bibliografie**

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
3. O. Lupan, T. Melnic. Electronics. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
4. T. Melnic, O. Lupan, P. Metlinschii. Электроника. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2010.
5. V. Negrescul. Circuite electronice cu componente discrete. Material didactic de proiectare. - Chişinău, UTM, 2006.
6. V. Blajă. Electronica: Dispozitive şi circuite electronice : Ciclu de prelegeri / Valeriu Blajă ; Univ. Teh. a Moldovei, Fac. Energetică, Cat. Electromecanică. - Ch.: U.T.M., 2005. - 200 p. : fig. - Bibliogr. p. 195-196.
7. V. Croitoru, E. Sofron, H. N. Teodorescu. Componente şi circuite electronice: Lucrări practice /– Bucureşti: Ed. didactică şi pedagogică, 1993.
8. Ю.А. Быстров. Электронные цепи и устройства. Учебное пособие для вузов /Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. – М.: Высшая школа, 1989.
9. Ю.А. Комисаров, Г.Н. Евбокин. Общая электротехника и электроника. – М.: Химия, 2010.
10. Попов В.П. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 2007.
11. Zoltan German-Sallo, Dispozitive si circuite electronice, Editura: MATRIX ROM, ISBN: 973-755-398-0, 2008.
12. М.В. Немцов. Электротехника и электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательство МЭИ, 2003. ISBN 5-7046-0814-0
13. Пинт Э.М., Петровнина И.Н., Романенко И.И., Еличев К.А. Общая электротехника и электроника, Пенза 2016 учебник / – Пенза: ПГУАС, 2016.
14. E. Simion si a., Electrotehnica, 1993
15. A. Cretu si a., Electrotehnica si masini electrice., 1990.



## Lucrarea de laborator nr. 2

### Studierea fenomenului de rezonanță în circuitul oscilant

**Scopul lucrării:** studierea fenomenului de rezonanță a tensiunilor și rezonanței curenților în circuitul oscilant  $LC$ , determinarea frecvenței de rezonanță și a factorului de calitate al circuitului.

#### Noțiuni teoretice generale

**Circuitul oscilant** este un circuit electric format din condensatorul  $C$  și inductanța  $L$ . În funcție de metoda de conectare  $L$  și  $C$ , se disting circuitele oscilante în serie și în paralel (figura 2.1a, b). În circuitul oscilant se observă o rezonanță la o anumită frecvență, la care rezistența totală a circuitului în serie sau conductivitatea circuitului în paralel este zero.

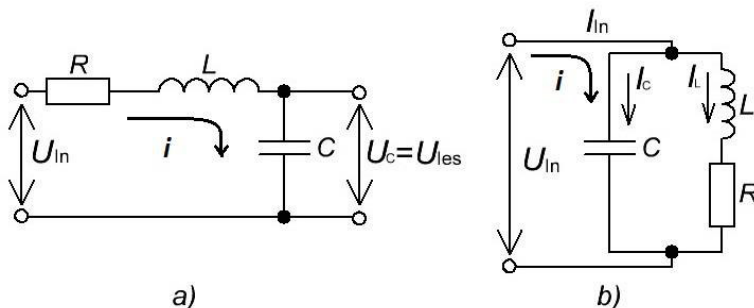


Fig. 2.1. a) circuit oscilant în serie; b) circuit oscilant în paralel

**Circuit oscilant în serie** se numește circuitul compus dintr-o inductanță  $L$  și un condensator  $C$ , conectate în serie cu sursa de semnal. De obicei, în componența circuitului oscilant se include rezistența activă  $R$ , care ține cont de rezistența pierderilor ohmice ale conductorului din care se face inductanța. Luând în considerare un circuit alcătuit dintr-o inductanță  $L$  conectată în serie, un condensator  $C$  și un rezistor  $R$  (figura 2.1a).

La alimentarea acestui circuit de la o sursă de tensiune sinusoidală  $u(t) = U_m \cdot \sin \omega t = U\sqrt{2} \sin \omega t$  în acesta va apărea un curent sinusoidal  $i(t) = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi)$ .

Rezistența totală a circuitului:

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jX, \quad (2.1)$$

unde  $X_L = j\omega L$  și  $X_C = \frac{1}{j\omega C}$  - rezistențele reactive ale inductanței și ale capacității, respectiv:  $X = (X_L - X_C)$  - componenta reactivă a rezistenței de intrare.

Sunt posibile trei cazuri:

- $X_L > X_C$ , atunci  $X > 0$  și în consecință, componenta reactivă a rezistenței de intrare are un caracter inductiv;
- $X_L < X_C$ ,  $X < 0$ , atunci componenta reactivă a rezistenței de intrare are un caracter capacitiv;
- $X_L = X_C$ , atunci  $X = 0$  și componenta reactivă a rezistenței de intrare este zero.

Respectarea condiției  $X_L = X_C$  înseamnă că componenta reactivă a rezistenței de intrare este zero, chiar dacă sunt prezente elementele reactive. Acest mod de funcționare a circuitului se numește **rezonanță**. În caz de rezonanță, rezistența la intrare este pur activă:  $Z = R$  și este minimă, curentul la intrarea circuitului coincide după fază cu tensiunea (deplasarea de fază  $\varphi = 0$ ) și după dimensiune este maximă. Amplitudinile tensiunilor pe elementele reactive sunt egale într ele:  $U_{Lrez} = U_{Crez}$ .

Rezonanța în circuitul oscilant  $LC$  are loc la o anumită frecvență unghiulară  $\omega_0$ . Frecvența  $\omega_0$ , numită **frecvența de rezonanță**, este determinată de faptul că componenta reactivă a rezistenței de intrare a circuitului este zero:

$$X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0, \quad (2.2)$$

de unde:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.3)$$

Frecvența unghiulară corespunde frecvenței ciclice:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.4)$$

și lungimea de undă:

$$\lambda_0 = \frac{c}{\omega_0} = 2\pi c\sqrt{LC}, \quad (2.5)$$

unde:  $c$  – viteza luminii.

Dacă  $\omega = \omega_0$ , atunci circuitul e setat la frecvența sursei, iar la  $\omega \neq \omega_0$  – circuitul este dezacordat. La frecvența de rezonanță, rezistența capacității este egală cu rezistența inductanței:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \rho = \frac{U_k}{I_0}, \quad (2.6)$$

unde:  $U_k$  și  $I_0$  – tensiunea și curentul în circuit, reglat la rezonanță.

Valoarea  $\rho$  se numește *impedanța caracteristică* a circuitului oscilant:

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad (2.7)$$

aceasta în sine reprezintă reactanța inductanței sau a capacității la frecvența de rezonanță.

Amplitudinile curentului și tensiunii pe elementele reactive ale circuitului la frecvența de rezonanță sunt determinate de relațiile:

$$I(\omega_0) = U_{in}/R;$$

$$U_C(\omega_0) = U_L(\omega_0) = \rho I = \left(\frac{\rho}{R}\right) U_{in} = Q \cdot U_{in}.$$

Raportul dintre tensiunea pe elementul reactiv și tensiunea pe circuit la frecvența de rezonanță se numește factorul de calitate ” $Q$ ” al circuitului:

$$Q = \frac{U_L}{U_{in}} = \frac{U_C}{E} = \frac{\rho}{R} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.8)$$

Întrucât tensiunea pe elementele reactive este de  $Q$  ori mai mare decât tensiunea de intrare, se spune că în circuitul oscilant în serie se observă o rezonanță de tensiuni ( $U_L = U_C = U_{in}$ ). Când se

utilizează circuitul oscilant, semnalul de ieșire se înregistrează de pe condensatorul  $C$  sau inductanța  $L$ .

Proprietățile selective de frecvență ale circuitului oscilant reflectă frecvența sa de amplitudine, frecvența fazei și caracteristicile de transfer. Dependența curentului în circuit sau a tensiunii pe elementele reactive față de frecvența generatorului de alimentare la o tensiune constantă a generatorului este denumită curba de rezonanță sau **caracteristica de amplitudine-frecvență** a circuitului (CAF). Pentru un circuit în serie CAF este dependența amplitudinii tensiunii de ieșire  $U_{2m}$ , care este luată de la unul dintre elementele reactive, de exemplu de la condensator, la frecvența tensiunii aplicate la intrarea circuitului, pentru  $U_{in}=U_1=const.$  CAF poate fi exprimată și în termeni de rezistențe efective:  $U_2(f)$  la  $U_1=const.$  În practică, de obicei, se utilizează caracteristica normalizată (redușă la unu):

$$K(f) = \frac{K_u}{K_{u \max}} = \frac{U_{2m \max}}{U_{2m}},$$

unde:  $K_u = \frac{K_{2m}}{K_{1m}}$  și  $K_u = \frac{U_{2m \max}}{U_{2m}}$  – coeficienții de transmisie pentru tensiune la frecvența  $f$  și frecvența de rezonanță  $f_0$ , respectiv.

Expresia pentru CAF a unui circuit în serie poate fi scrisă în forma:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{\rho} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)\right)^2}}. \quad (2.9)$$

Caracteristica de fază  $\varphi(f)$  este dependența deplasării de fază a tensiunii de ieșire a circuitului relativ cu cea de intrare față de frecvență și este descrisă de expresia:

$$\varphi = \arctg \left( \frac{R}{\rho} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right). \quad (2.10)$$

În Figura 2.2 este prezentată caracteristica de amplitudine-frecvență și caracteristica de fază-frecvență a unui circuit oscilant în serie, unde  $\Delta f$  este lățimea de bandă a circuitului.

CAF are forma unei curbe simetrice cu un maxim pronunțat la frecvența de rezonanță  $f_0$ . În regiunea unor anumite benzi de

frecvență, răspunsul circuitului liniar la acțiunea de intrare începe să scadă. În legătură cu aceasta, se utilizează **noțiunea de lățime de bandă** (sau **banda de lucru**) – regiunea frecvențelor unde coeficientul de transmisie  $K(f)$  are o valoare de cel puțin  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  din valoarea sa maximă. Valoarea  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ , prin care se determină lățimea de bandă de transmisie a circuitului liniar, care nu este introdusă accidental. Acest lucru se datorează faptului că, la limitele lățimii de bandă, modulul coeficientului de transmisie după putere, este egal cu raportul puterilor de ieșire și de intrare și se micșorează de două ori.

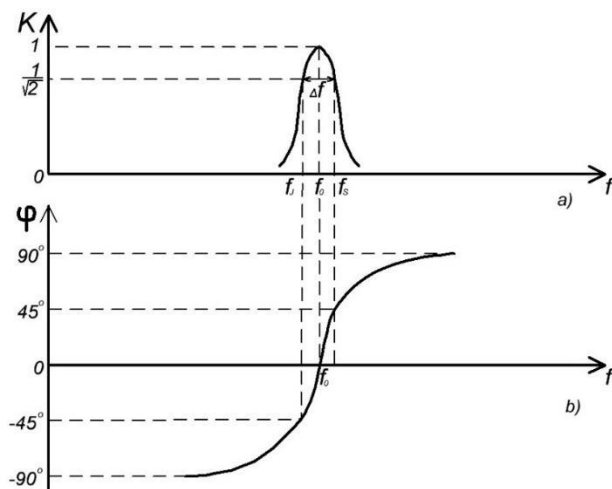


Fig. 2.2. Caracteristicile circuitului oscilant în serie:  
a) amplitudine-frecvență (CAF); b) fază-frecvență (CFF)

În Figura 2.2 lățimea de bandă a circuitului liniar se află în regiunea de la  $f_l$  de jos la  $f_s$  de sus a frecvenței ciclice și, prin urmare, lățimea de bandă este definită ca:

$$\Delta f = f_l - f_s, \quad (2.11)$$

unde:  $f_l$  - limitele frecvenței ciclice de jos și  $f_s$  - limitele frecvenței ciclice de sus. Cu cât este mai mică lățimea de bandă, cu atât este mai bună selectivitatea circuitului oscilant și cu atât mai

mare este factorul de calitate "Q", care este calculat prin formula:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}. \quad (2.12)$$

Din graficul CAF al circuitului oscilant în serie rezultă că la frecvența de rezonanță, unghiul de deplasare a fazei între tensiunile de intrare și ieșire este zero. În acest caz, tensiunile pe condensator și pe inductanță sunt egale  $U_C=U_L \neq 0$  și sunt în antifază. Pentru  $f < f_0, \varphi < 0$ , adică, rezistența circuitului este de natură capacitivă, iar tensiunea de ieșire este în urma tensiunii de intrare, iar la  $f > f_0, \varphi > 0$  - rezistența circuitului este de natură inductivă, iar tensiunea de ieșire este înaintea tensiunii de intrare.

Circuitul oscilant paralel (fig. 2.1b) constă dintr-o inductanță  $L$  și un condensator  $C$  conectate în paralel. În circuitul bobinei inductante este inclusă și rezistența activă a pierderilor  $R$ . Rezistența totală de intrare (impedanța) este:

$$Z = \frac{(R+j\omega L)\frac{1}{j\omega C}}{R+j\omega L+\frac{1}{j\omega C}} = \frac{(R+j\omega L)\frac{1}{j\omega C}}{R+j(\omega L+\frac{1}{\omega C})}. \quad (2.13)$$

La factorul de calitate  $Q \gg 1$  și prin urmare  $\rho = \omega L \gg R$  formula pentru  $Z$  obține forma:

$$Z = \frac{\frac{L}{C}}{R(1+j(\omega L-\frac{1}{\omega C}))} = \frac{\rho^2}{R(1+j(\omega L-\frac{1}{\omega C}))}. \quad (2.14)$$

Luând în considerație expresia (2.14) expresia pentru CAF a circuitului paralel obține forma:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1+(2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_0})^2}}, \quad (2.15)$$

unde:  $\Delta\omega = (\omega - \omega_0)$  - dezacordarea absolută a circuitului față de frecvența semnalului de intrare,  $Q$  – factorul de calitate,  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – frecvența de rezonanță a circuitului. Caracteristica de fază – frecvența circuitului pentru dezacordări mici este dată de:

$$\varphi = \arctg(2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_0}). \quad (2.16)$$

Din punct de vedere grafic, CAF este reprezentat de *o curbă de rezonanță*. Utilizând graficul CAF, determinăm  $\Delta f$  și  $Q$ . Amplitudinea curentului prin elementele reactive  $L$  și  $C$  ale circuitului oscilant paralel la frecvența  $f=f_0$  este de  $Q$  ori mai mare decât curentul de intrare. Prin urmare, rezonanța într-un circuit oscilant paralel este numită **rezonanța curenților**. Lățimea de bandă a circuitului paralel și factorul de calitate, precum și a circuitului în serie, sunt determinate de formulele (2.11) și (2.12).

CAF și CFF ale circuitului oscilant paralel sunt prezentate în figura 2.3a, b.

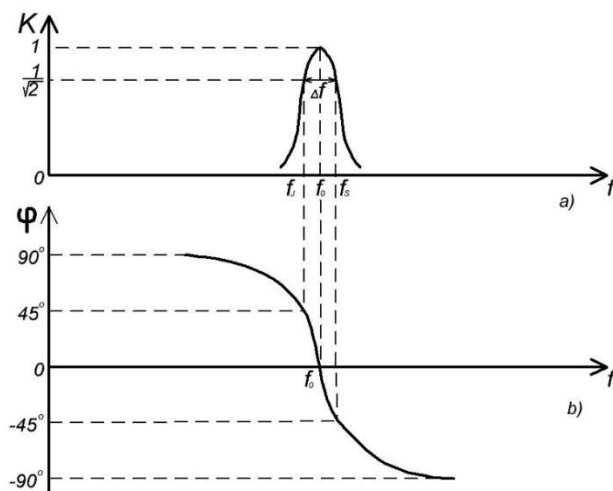


Fig. 2.3. Caracteristicile circuitului oscilant în paralel:  
a) amplitudine-frecvență (CAF); b) fază-frecvență (CFF)

**Caracteristică de transfer a unui circuit oscilant în serie.**  
Când apare un salt de tensiune  $h_C(t)$  în circuit la  $Q>1$ , apare un proces oscilant atenuat.

Caracteristica de transfer a tensiunii pe condensator are forma:

$$h_C(t) = \frac{U_C(t)}{E_0} = 1 - e^{\delta t} \left( \cos \omega_1 t + \frac{\delta}{\omega_1} \sin \omega_1 t \right), \quad (2.17)$$

unde:  $\delta = R/2L = \omega_0/2Q$  – coeficientul de atenuare,

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{(2Q)^2}}.$$

Curba caracteristicii de transfer este cuprinsă între valorile  $h_S(t)$  de sus și de  $h_I(t)$  jos:

$$h_S(t) = 1 + e^{-\delta t}; h_I(t) = 1 - e^{-\delta t}. \quad (2.18)$$

Tipul caracteristicii de transfer (fig. 2.4) depinde de factorul de calitate al circuitului. La  $Q \leq 5$  procesul de transfer are un caracter non-oscilator (aperiodic). Cu creșterea factorului de calitate, frecvența  $\omega_1$  tinde spre  $\omega_0$ , iar viteza de atenuare scade. Procesul de transfer are un caracter oscilator. Atunci numărul de perioade în care amplitudinea scade de 10 ori și este aproximativ egal cu valoarea  $Q$ .

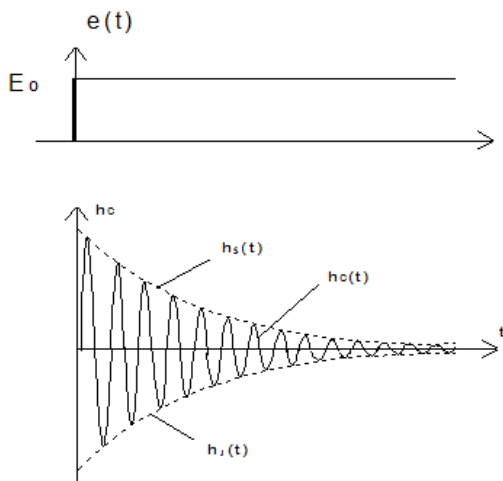


Fig. 2.4. Caracteristica de transfer a tensiunii pe capacitate a unui circuit oscilant în serie

**Proprietățile de filtrare ale circuitului oscilant.** O trăsătură importantă a circuitului este proprietatea de a extrage din suma oscilațiilor diferitelor frecvențe, acele oscilații care se află în apropierea frecvenței de rezonanță și atenuează semnalele ale căror frecvențe sunt în afara lății de bandă a circuitului. Această proprietate **se numește selectivitate de frecvență**.



Pentru un semnal de intrare cu o frecvență  $\omega_0$ , coeficientul de transmisie este  $K=Q \gg 1$ , în timp ce pentru semnale cu o frecvență în afara benzii de trecere, coeficientul de transmisie este mult mai mic. În consecință, ieșirea circuitului va fi dominată de semnale cu frecvențe situate în lățimea de bandă a circuitului, iar semnalele cu frecvențe în afara lățimii de bandă vor fi atenuate.

### Descrierea machetei de laborator

Circuitele electrice pentru cercetarea circuitului oscilant în serie și paralel sunt prezentate în Fig. 2.5 și 2.6:

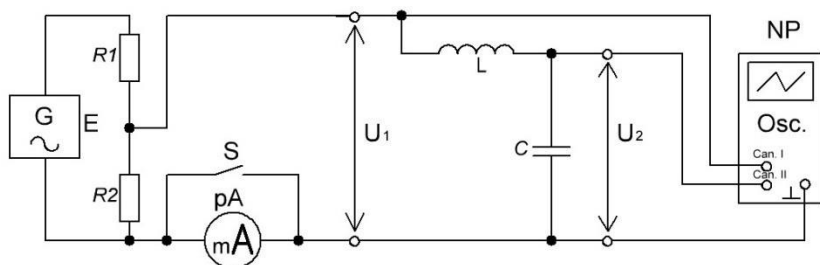


Fig. 2.5. Circuit electric pentru cercetarea caracteristicilor circuitului oscilant  $LC$  în serie

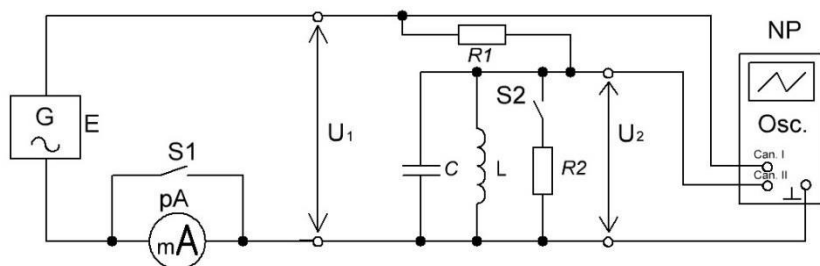


Fig. 2.6. Circuit electric pentru cercetarea caracteristicilor circuitului oscilant  $LC$  în paralel

În ambele scheme se cercetează aceleași elemente  $L$  și  $C$ . Pentru efectuarea măsurărilor, în lucrarea de laborator sunt utilizate următoarele aparate de măsurare: generatorul DG1032Z ca sursă de semnale armonice, multimetrele digitale de tip DT 9205, pentru

măsurarea valorilor efective ale curentului alternativ și tensiunii, și osciloscopul cu două canale DS1052E pentru observarea simultană și măsurarea tensiunilor la intrarea și ieșirea circuitelor studiate. Comutatoarele  $S$  din circuitul în serie și  $S_I$  din circuitul în paralel servesc la închiderea circuitelor atunci când miliampermetrele sunt deconectate. În ambele scheme, este posibilă conectarea împreună a unui osciloscop care înregistrează amplitudinile de tensiune  $U_{1m}$  și  $U_{2m}$ , precum și voltmetre pentru măsurarea tensiunilor de funcționare  $U_1$  și  $U_2$ . Divizorul de tensiune ohmic de nivel mic  $R_1$ ,  $R_2$  în circuitul în serie servește la ajustarea generatorului și a circuitului oscilant, în care sursa de semnal este un generator de tensiune. Rezistorul  $R_1$  în circuitul paralel servește la asigurarea funcționării generatorului  $G$  în regim de generator de curent.

### Ordinea efectuării lucrării

1. Se cercetează fenomenul de rezonanță a tensiunii în circuitul oscilant în serie (Figura 2.5).

1.1. Se calculează frecvența de rezonanță a circuitului  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ , caracteristica impedanței  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$  și factorul de calitate  $Q = \rho/r$ , luând în considerație valorile  $L$ ,  $r$ ,  $u$ ,  $C$ , indicate pe carcasa componentelor.

Rezultatele calculelor se introduc în Tabelul 2.1.

1.2. Se determină experimental frecvența de rezonanță a circuitului oscilant în serie  $f_0$ , factorul de calitate  $Q$  și rezistența totală  $Z_K$ . Pentru efectuarea experienței, se assemblează circuitul prezentat în Fig. 2.5, conectând în calitate de miliampermetru și voltmetru, multimetrele cu limite de măsurare de 200 mA, 2 V ( $U_1$ ) și 20 V ( $U_2$ ) în regim de curent alternativ și de tensiune, respectiv. În procesul de măsurare, limitele pentru aparatele de măsură ar trebui alese cele optime.

Se conectează la circuit cu ajutorul cablului coaxial ieșirea generatorului "CHI". Comutatorul din centrul machetei este setat în poziția "Serie", comutatorul  $S$  - în poziția de sus.

Se pornește generatorul și se aplică o tensiune sinusoidală  $U_1=0.1(0.05)$  V cu o frecvență egală cu valoarea calculată  $f_0$ . Reglând lent frecvența generatorului la  $U_1=const$ , se determină valoarea la care curentul  $I$  din circuit și tensiunea  $U_2$  de pe condensator ating valorile maxime.

Frecvența găsită se introduce în Tabelul 2.1.

**Tabelul 2.1.**

$L$	$C$	$r$	$f_0$		$\rho$	$Q$
			Calculat	Măsurat		
mH	$\mu$ F	$\Omega$	Hz		$\Omega$	-

Se măsoară la frecvența de rezonanță și se înregistrează în raport valorile efective ale curentului  $I$  în circuit și tensiunile pe inductanță  $U_L$  și pe condensator  $U_C=U_2$ (consecutiv). Se calculează valoarea  $Q=U_2/U_1$ , rezistențele reactive  $X_L = \frac{U_L}{I}$ ,  $X_C = \frac{U_C}{I} = \frac{U_2}{I}$  și rezistența totală a circuitului  $Z_K = \frac{U_1}{I} = \frac{U_L+U_C}{I}$  pe baza rezultatelor măsurate. Se compară valorile obținute  $Q$ ,  $X_L$  și  $X_C$  cu valorile teoretice:  $Q=\rho/r$ ,  $X_L=2\pi f_0 L$ ,  $X_C=1/2\pi f_0 C$ .

1.3. Să se obțină caracteristica de amplitudine-frecvență (CAF) a circuitului oscilant în serie.

Se deconectează miliampermetrul de la circuitul din p.1.2 (fig. 2.5), se închide circuitul cu comutatorul  $S$ . Se conectează la circuit intrările "CH1" și "CH2" ale osciloscopului DS1052E.

Se conectează toate dispozitivele și se aplică de la generator tensiunea sinusoidală cu o valoare  $U_1$  egală cu 0.1 (0.05) V, cu frecvența  $f=f_0$ . Pentru toate măsurările ulterioare, se menține  $U_1=const$ . Se obține caracteristica alegând valorile frecvenței generatorului în apropierea frecvenței  $f_0$  în așa mod, pentru a observa caracterul de rezonanță al caracteristicilor (a se vedea fig. 2.2a). Se efectuează măsurările tensiunilor  $U_1$  și  $U_2$  cu multimetrele DT9205 sau cu osciloscopul în regim automat:

- se apasă butonul "AUTO", pe ecran vor apărea oscilogramele tensiunilor studiate;
- în caz de instabilitate a oscilogramelor, în sistemul de pornire se apasă butonul "TRIGGER MENU→Source→CH2";
- în meniul principal se apasă butonul "Measure→Source→CH1";
- pentru măsurarea tensiunii  $U_1$  de la canalul 1 "CH1", care se afișează pe ecran, se apasă butonul "→Voltage→ $V_{rms}$ ";
- în meniul principal se apasă butonul "Measure→Source→CH2";
- pentru măsurarea tensiunii  $U_2$  de la canalul 2 "CH2", care se afișează pe ecran, se apasă butonul "→Voltage→ $V_{rms}$ ".

**Note:** 1) Calitatea oscilogramelor se îmbunătățește la conectarea filtrelor de frecvențe joase: a se apăsa butonul "CH1 (CH2)→Digital Filter→ON";

2) pentru a închide panoul de informații de pe ecran, utilizați butonul "MENU ON/OFF".

Rezultatele măsurărilor se introduc în Tabelul 2.2.

**Tabelul 2.2.**

$f, \text{Hz}$					$f_0$				
$U_2, (U_{2m}), \text{V}$									
$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{2m}}{U_{1m}}$									
$K = \frac{K_u}{K_{u\max}}$									

Să se apese butonul "RUN/STOP", să se alinieze indicatoarele 1 și 2 în centrul ecranului apăsând comutatorul "POSITION VERTICAL". În raport să se deseneze formele de undă ale tensiunilor  $u_1(t)$  și  $u_2(t)$ , la  $f = f_0$ ,  $f < f_0$  ( $f_0 - 1 \text{ kHz}$ ) și  $f > f_0$  ( $f_0 + 1 \text{ kHz}$ ). Să se estimeze calitativ și să se explice deplasarea de fază  $\varphi(f)$  între ele.

După datele din Tabelul 2.2. să se construiască graficile CAF  $K=f(f)$ ,  $K = \frac{K_u}{K_{u \max}}$  - coeficientul de transfer normalizat al tensiunii și să se determine valorile experimentale  $f_0$ ,  $\Delta f=f_J-f_S$ ,  $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$ .

2. Să se studieze caracteristica de transfer a circuitului oscilant în serie  $U_2=f(t)$  la  $U_1 = \text{const.}$

Se assemblează circuitul din fig. 2.5: comutatorul din centrul machetei în poziția "Serie", comutatorul  $S$  în poziția de jos. Se setează la generator impulsuri dreptunghiulare, cu amplitudinea  $V_{pp}=20$  V și frecvența  $f \approx f_0/50$ , la osciloscop - regim "AUTO" cu 2 canale. Cu ajutorul regulatorului "SCALE HORIZONTAL" se fac modificări în așa fel încât pe ecran să obținem o caracteristică de transfer a tensiunii de ieșire a circuitului. În raport se înregistrează oscilogramele tensiunii  $u_1(t)$  și  $u_2(t)$ . Se măsoară perioada și frecvența oscilațiilor amortizante libere în circuitul oscilant.

Din oscilograma  $u_2(t)$  se numără numărul de perioade în care amplitudinea oscilațiilor scade de 10 ori. Se compară acest număr cu factorul de calitate  $Q$  determinat în punctul 1.1.

3. Să se evalueze calitativ proprietățile circuitului oscilant.

În circuitului oscilant în serie (fig. 2.5), de la generator să se aplice impulsuri de formă dreptunghiulară cu amplitudinea tensiunii  $V_{pp}=20$ V și frecvența  $f=f_0$ . La osciloscop se setează regimul "AUTO". Se modifică lent frecvența de repetare a impulsurilor, se setează circuitul în rezonanță, obținând tensiunea maximă  $U_{2m}$ . Oscilograma de ieșire  $u_2(t)$  trebuie să aibă forma unui semnal armonic, ceea ce indică selectarea primei armonice din spectrul impulsurilor dreptunghiulare. Se micșorează frecvența de repetare a impulsurilor de 3, 5 ori și se asigură că circuitul afișează armonicile a 3-a și a 5-a (armonicile pare în impulsuri de formă dreptunghiulară lipsesc).

În raport, se desenează una sub alta oscilogramele primului, al treilea și al cincilea semnal al tensiunii de ieșire  $u_2$ , care reflectă calitativ raportul dintre amplitudinile lor.

4. Să se cerceteze fenomenul rezonanței curentului într-un circuit oscilant paralel (Figura 2.6).

4.1. Să se determine frecvența de rezonanță  $f_0$ , și rezistența  $Z_K$  a circuitului oscilant paralel. Parametrii  $L$ ,  $C$  și  $r$  sunt egali cu aceleași valori ca și în p. 1.1.

Se assemblează circuitul pentru studierea circuitului paralel (fig. 2.6), comutatorul din centrul machetei se setează în poziția "Paralel",  $S_1$ ,  $S_2$ , se deconectează; se conectează generatorul de semnale DG1032Z, multimetrele în regimul de măsurare a curentului și tensiunii alternative cu limitele 20 mA și 20 V ( $U_2$ ), respectiv. În procesul de măsurare, limitele pentru dispozitivele de măsură trebuie alese cele optime.

Se setează tensiunea generatorului  $V_{pp}=20$  V și, modificând lent frecvența generatorului în vecinătatea valorii  $f_0$ , calculată la punctul 1.1, se atinge valoarea maximă a tensiunii  $U_2$  și valoarea minimă a curentului  $I$  din circuit. De pe generator, se ia valoarea precisă  $f_0$ . În raport, se măsoară și se înregistrează valorile curenți ale curentului  $I$  în circuit și tensiunea pe inductanță și pe condensatorul  $U_2$ . După rezultatele măsurărilor, se calculează impedanța totală a circuitului la frecvența de rezonanță  $Z_K = \frac{U_2}{I}$ .

4.2. Să se obțină caracteristica de amplitudine-frecvență (CAF) a circuitului oscilant paralel  $K=U_2/U_{2m\max}=f(f)$  la  $R_S=\infty$ .

Se deconectează de la circuitul din fig. 2,6 miliampermetrul, se închide circuitul cu comutatorul  $S_1$ , comutatorul  $S_2$  se deconectează. Se conectează la circuit intrările "CH1" și "CH2" ale osciloscopului DS1052E.

Se pornește generatorul, se setează tensiunea generatorului  $V_{pp}=20$  V și frecvența semnalului sinusoidal  $f=f_0$ . Se pornește osciloscopul și se apasă pe generator butonul "Output", pe osciloscop butonul "AUTO", se alege canalul "CH2" din meniul

”Measure→Source→CH2” și se alege pentru măsurări ” $V_{rms}$ ” apăsând butonul ”Measure→Voltage→ $V_{rms}$ ”. Se obține caracteristica setând valoarea frecvenței generatorului în vecinătatea valorii  $f_0$  în așa mod încât să se dezvăluie caracterul de rezonanță al caracteristicilor și măsurând tensiunea pe circuit  $U_2=V_{rms}$  cu ajutorul osciloscopului (similar ca și în punctul 1.3). Tensiunea  $U_2$ , corespunzătoare frecvențelor setate pe generator, poate fi măsurată (pentru simplitate) cu un multimetru. Rezultatele măsurărilor se introduc în Tabelul 2.3.

**Tabelul 2.3.**

$f, \text{ Hz}$						$f_0$					
$U_2, (U_{2m}), \text{ V}$	$R_S=\infty$										
	$R_S=30 \text{ k}\Omega$										
$K=\frac{K_2}{K_{2m \max}}$	$R_S=\infty$										
	$R_S=30 \text{ k}\Omega$										

În raport se desenează oscilogramele tensiunilor  $u_1(t)$  și  $u_2(t)$  la  $f=f_0$ ,  $f < f_0$  ( $f_0 - 1 \text{ kHz}$ ) și  $f > f_0$  ( $f_0 + 1 \text{ kHz}$ ). Se estimează calitativ și se explică schimbul de fază  $\varphi(f)$  între ele.

4.3. Se studiază efectul rezistenței sarcinii  $R_S=R_2=30 \text{ k}\Omega$  pe banda de trecere și factorul de calitate a circuitului oscilant paralel.

Pentru aceasta se ridică CAF a circuitului când  $S_2$  este conectat la fel ca și în punctul 2.2. Rezultatele măsurărilor se introduc în Tabelul 2.3.

4.4. Conform datelor din Tabelul 2.3 pe unul și același grafic, se construiesc caracteristicile CAF ale circuitului oscilant paralel  $K=f(f)$  la  $R_S=\infty$  și la  $R_S=30 \text{ k}\Omega$ . Din grafic se determină valorile  $f_0$ ,  $\Delta f=f_j-f_s$ ,  $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$  la  $R_S=\infty$  și valorile  $f_0'$ ,  $\Delta f_0'$  și factorul de calitate  $Q'$  la  $R_S=30 \text{ k}\Omega$ .

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

## Conținutul raportului

1. Denumirea și scopul lucrării.
2. Schemele circuitelor electrice studiate.
3. Tabelele cu datele experimentale.
4. Rezultatele calculelor parametrilor circuitului oscilant în serie și paralel.
5. Graficele caracteristicilor de amplitudine ale circuitelor.
6. Oscilogramele tensiunilor  $U_{1m}$  și  $U_{2m}$  la frecvența de rezonanță a circuitelor studiate.
7. Analiza rezultatelor calculelor și măsurărilor.

## Întrebări de control

1. Ce curent se numește variabil?
2. Care circuit electric este numit un circuit oscilant în serie și respectiv paralel?
3. Care este condiția pentru rezonanța tensiunilor în circuitul oscilant?
4. Care este condiția pentru rezonanța curenților în circuitul oscilant?
5. În care circuit se observă rezonanța curenților?
6. Care este factorul de calitate și lățimea de bandă a circuitului oscilant. Cum sunt determinate acestea?
7. Explicați comportamentul caracteristicilor de frecvență a amplitudinii circuitului.
8. Explicați caracteristica de transfer a circuitului și proprietățile de filtrare a acestuia.



## **Bibliografie**

1. Lupan.O. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. Blajă V. Electronica: Dispozitive şi circuite electronice: Ciclul de prelegeri / Valeriu Blajă; Univ. Teh. a Moldovei, Fac. Energetică, Cat. Electromecanică. - Ch.: U.T.M., 2005. - 200 p.: fig. - Bibliogr. p. 195-196.
3. Croitoru V., Sofron E., Teodorescu H. N. Componente şi circuite electronice: Lucrări practice /– Bucureşti: Ed. didactică şi pedagogică, 1993.
4. Быстров Ю.А. Электронные цепи и устройства. Учебное пособие для вузов /Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. – М.: Высшая школа, 1989.
5. Комисаров Ю.А., Евбокин Г.Н. Общая электротехника и электроника. – М.: Химия, 2010.
6. Попов В. П. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 2007. М.В. Немцов. Электротехника и электроника: Учебник для вузов. – М.: Издательство МЭИ, 2003. ISBN 5-7046-0814-0
7. Афанасьева Н.А., Булат Л.П. Электротехника и электроника: Учебное пособие, Второе издание, Санкт-Петербург , 2009.
8. Синдеев Ю. Г. Электротехника с основами электроники, Ростов-на-Дону, Феникс, 2000.
9. Данилов И.А., Иванов П.М. Общая электротехника с основами электроники. 6-е изд.- М.: 2005. Высшая школа, 752.
- 10.Пинт Э.М., Петровнина И.Н., Романенко И.И., Еличев К.А. Общая электротехника и электроника, Пенза 2016 учебник / – Пенза: ПГУАС, 2016. E.Simion si a., Electrotehnica, 1993
- 11.A. Cretu si a., Electrotehnica si masini electrice., 1990.
- 12.(D. Dascalu, M. Profirescu, A. Rusu, I. Costea) Dispozitive şi circuite electronice - Editura: Didactica si Pedagogica, 1982.

## Lucrarea de laborator nr. 3

### Studierea caracteristicilor și a parametrilor diodelor semiconductoare

**Scopul lucrării:** de a lua cunoștință cu principiile de funcționare, caracteristicile și parametrii diodelor redresoare, diodelor Zener și a diodelor luminescente (LED). A scoate datele și a construi caracteristicile voltamperice. A determina parametrii fundamentali ai dispozitivelor respective.

#### Noțiuni teoretice generale

Diodele semiconductoare sunt dispozitive semiconductoare formate dintr-o joncțiune  $p-n$ , două contacte neredresoare metal-semiconductor și închise ermetic într-o capsulă. Funcționarea diodelor semiconductoare se bazează pe conductibilitate unilaterală a joncțiunii  $p-n$ . Joncțiunea  $p-n$  este o joncțiune între două regiuni semiconductoare cu conductibilitate de tip diferit. În funcție de scopul funcțional, diodele se împart în redresoare, diode zener, LED-uri, pulsatorii, varicap, tunel, fotodiode etc.

Diodele redresoare se folosesc la transformarea tensiunilor alternative în tensiuni continui pulsatorii. Aceste diode funcționează pe principiul conducției unilaterale a curentului, proprie joncțiunii  $p-n$ . Caracteristica voltamperică a diodei redresoare poate fi interpretată cu ajutorul relației simplificate:

$$I = I_0(e^{\frac{qU}{kT}} - 1), \quad (3.1)$$

unde:  $I_0$  – curentul rezidual (termic, de saturație);  
 $q$  – sarcina electronului;  
 $k$  – constanta Boltzman;  
 $T$  – temperatura absolută;  
 $U$  – tensiunea aplicată.

La polarizări directe ecuația are forma:

$$I = I_0 e^{\frac{U}{\varphi_T}}, \quad (3.2)$$

unde:  $\varphi_T = \frac{kT}{q}$  coeficientul termic egal cu 25,4 V.

La polarizări inverse, când tensiunea aplicată este  $-U$ , ecuația se transformă în:

$$I = -I_0. \quad (3.3)$$

Forma caracteristicii volt-amperice a diodei redresoare este prezentată în fig 3.1.

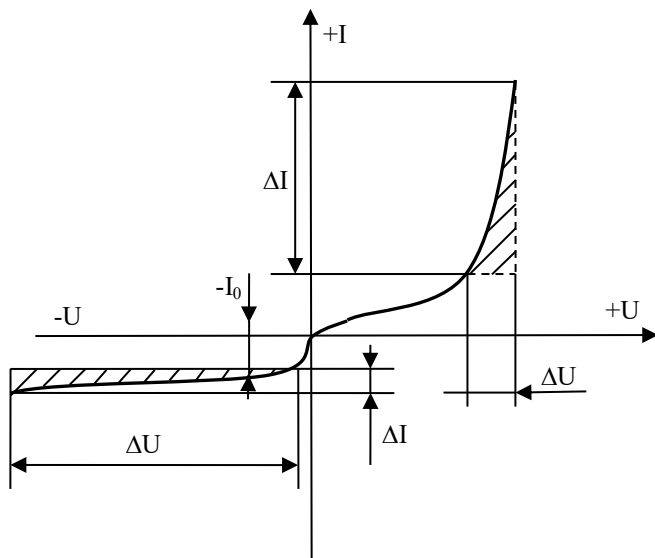


Fig. 3.1. Caracteristica volt-amperică a diodei redresoare și determinarea rezistenței diferențiale

Rezistența diferențială directă a diodei în domeniul porțiunii de lucru este mică și are valori în jurul la zeci de Ohmi:

$$R_{dif.dir.} = \frac{\Delta U_{dir.}}{\Delta I_{dir.}}. \quad (3.4)$$

Rezistența diferențială inversă a diodei este foarte mare și poate atinge valori de sute de kilohmi:

$$R_{dif.inv.} = \frac{\Delta U_{inv.}}{\Delta I_{inv.}}. \quad (3.5)$$

Rezistența diodei la curent continuu (în punctul de lucru) se determină:

$$R_0 = \frac{U}{I}. \quad (3.6)$$

$$\text{Coeficientul de redresare a diodei: } K_r = \frac{I_{dir}}{I_{inv}} \Big|_{|U|=1V} . \quad (3.7)$$

Alți paramteri ai diodei redresoare sunt:

- curentul mediu redresat,  $I_d$ ;
- curentul de vârf maxim admis,  $I_{max}$ ;
- căderea de tensiune directă corespunzătoare curentului  $I_d$ ;
- tensiunea inversă maximă;
- curentul invers pentru tensiunea inversă maximă.

Dioda Zener (stabilitronul) este o diodă semiconductoare care funcționează în regim de străpungere electrică unde curentul invers variază într-un diapazon larg, tensiunea rămânând practic constantă. Acest fapt face ca dioda Zener să fie utilizată ca stabilizator de tensiune de curent continuu.

Tensiunea stabilizată depinde de concentrația purtătorilor de sarcină (impurităților) în material și poate avea valori de la unitați de volți până la  $U_z=200$  V.

Pentru stabilizarea tensiunii de fracțiuni de volți se folosesc stabilizatoarele care funcționează la polarizări directe.

Parametrii principali ai stabiliztronului:

- curentul minim de stabilizare  $I_{zmin}$  – curentul la care începe procesul de străpungere electrică;
- curentul maxim de stabilizare  $I_{zmax}$  – curentul maxim la care încă nu are loc străpungerea termică și este determinat de puterea de

$$\text{disipație } I_{zmax} = \frac{P_{dis}}{U_z} ;$$

- curentul de stabilizare  $I_z$  - curentul determinat de sarcină;
- tensiunea de stabilizare  $U_z$  - tensiunea nominală de stabilizare care corespunde curentului de lucru  $I_z$ ;
- variația tensiunii de stabilizare  $\Delta U_z |(U_{zmax}-U_{zmin})|$ ;
- variația curentului de stabilizare  $\Delta I_z |(I_{zmax}-I_{zmin})|$ ;
- rezistența dinamică a porțiunii de lucru:  $R_{din} = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} .$

Caracteristica volt-amperică a diodei Zener este prezentată în fig. 3.2.

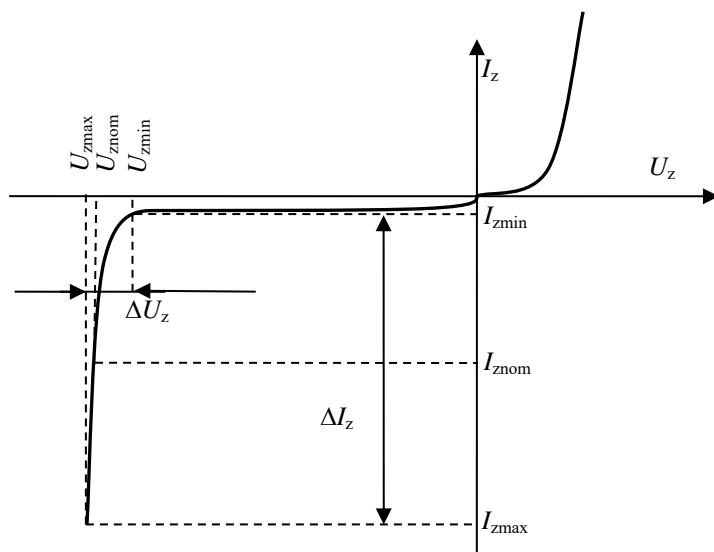


Fig. 3.2. Caracteristica volt-amperică a diodei Zener

Dioda luminiscentă (LED) se bazează pe un proces de recombinare radiativă a purtătorilor de sarcină și emisie de radiație luminoasă la aplicarea tensiunii directe. Lungimea de undă a radiației este în funcție de lățimea benzii interzise a materialului cristalului și de modul de dopare.

Caracteristica volt-amperică a LED-ului la polarizare directă este asemănătoare cu cea a diodelor redresoare, cu deosebirea că cotul curbei are loc la tensiuni mai mari ( $\sim 1,3$  V la diodele cu radiație de culoare roșie și  $\sim 2$  V pentru cele cu radiație verde).

La polarizări inverse curentul este foarte mic și cu dispozitive obișnuite de măsurat nu poate fi fixat.

## Ordinea efectuării lucrării

1. Se ia cunoștință cu schema electrică de pe machetă și cu dispozitivele de măsurat conform figurilor 3.3 și 3.4.

2. Pentru ridicarea ramurii de polarizare directă  $I_{\text{dir}}=f(U_{\text{dir}})$ :

– se assemblează schema din fig 3.3 și se instalează limitele de măsurare a dispozitivelor conform datelor din îndrumar pentru dioda respectivă sau conform instrucțiunilor asistentului sau profesorului.

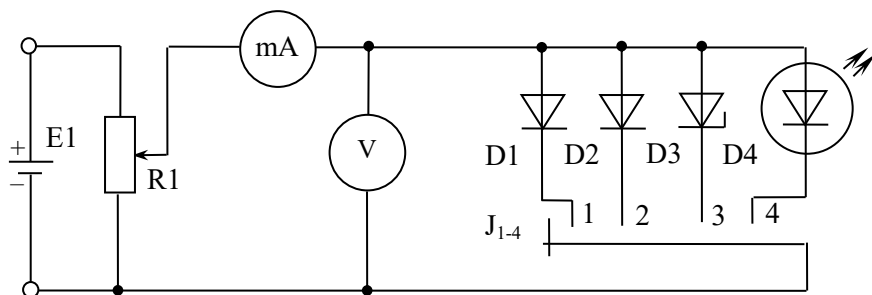


Fig. 3.3. Schema electrică pentru trasarea experimentală a caracteristicii volt-amperice la polarizare directă

Potențiometrul  $R_1$  se fixează în poziția extremă spre stânga. Cu ajutorul conecatoarelor  $J_1$ ,  $J_2$ ,  $J_3$  și  $J_4$  se alege dioda necesară. După verificarea circuitului de către asistent sau profesor se conectează sursa electrică. Cu potențiometrul  $R_1$  se reglează lent tensiunea pe diodă, instalându-se tensiunea  $U_{\text{dir}}$  și măsurându-se intensitatea curentului  $I_{\text{dir}}$ . Datele obținute pentru dioda  $D_1$  se introduc în tabelul 3.1.

**Tabelul 3.1**

$U_{\text{dir}}, \text{V}$	0	0.05	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45
$I_{\text{dir}}, \text{mA}$	$D_1$									

După determinarea datelor pentru dioda respectivă potențiometrul  $R_1$  se aduce la starea inițială. Măsurările se vor repeta pentru celelalte diode.

Datele obținute pentru diodele  $D_2$  și  $D_3$  se introduc în tabelul 3.2.

**Tabelul 3.2**

$U_{\text{dir}}, \text{V}$		0	0.1	0.3	0.5	0.6	0.65	0.7	0.75	0.8	0.85
$I_{\text{dir}}, \text{mA}$	$D_2$										
	$D_3$										

Datele obținute pentru dioda  $D_4$  se introduc în tabelul 3.3.

**Tabelul 3.3**

$U_{\text{dir}}, \text{V}$		0	0.5	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9	2
$I_{\text{dir}}, \text{mA}$	$D_4$													

După determinarea datelor pentru diodele respective potențiometrul  $R_1$  se aduce la starea inițială.

3. Pentru ridicarea ramurii de polarizare inversă  $I_{\text{inv}} = f(U_{\text{inv}})$ :

– se schimbă polaritatea tensiunii aplicate la intrarea schemei după cum este arătat în fig. 3.4. Intervalele de masurare ale aparatelor se instalează după indicarea asistentului sau profesorului ținând cont de valoarea curentului invers, în special pentru dioda Zener. Măsurările pentru diodele  $D_1$  și  $D_2$  se efectuează conform p.2 și se introduc în tabelul 3.4. Pentru stabiliton ( $D_3$ ) se recomandă a prescrie valoarea curentului invers și a măsura tensiunea. Datele se introduc în tabelul 3.5.

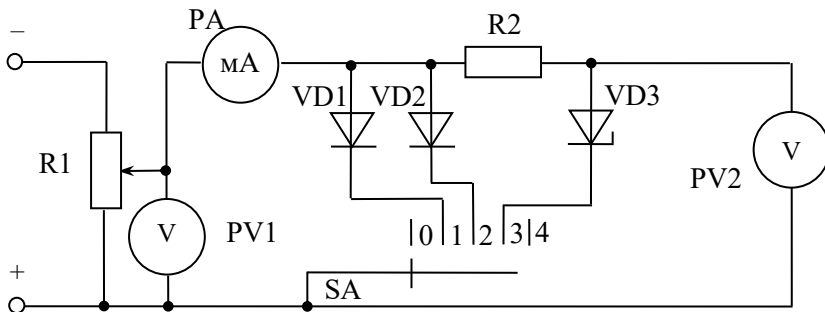


Fig. 3.4. Schema electrică pentru trasarea experimentală a caracteristicii volt-amperice la polarizare inversă

**Tabelul 3.4**

$U_{inv}, V$	0	1	3	5	10	15	20	25	30
$I_{inv}, mA$	$D_1$								
	$D_2$								

**Tabelul 3.5**

$I_{D3}, mA$				1	2	5	10	15	20	25	30	35
$U_{D3}, V$	0	5	7									

4. Se trasează caracteristicile volt-amperice pentru fiecare diodă separat. Este oportun, ca scara pentru tensiunile directe și cele inverse precum și pentru  $I_{dir}$  și  $I_{inv}$ , să fie diferită.

5. Din caracteristicile obținute se determină parametrii de bază ai diodelor:  $\phi_K$ ,  $R_0$  dir,  $R_0$  inv,  $R_{dif. dir}$ ,  $R_{dif. inv}$ , precum și pentru stabiltron:  $I_{stmin}$  și  $I_{stmax}$ .

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

### Conținutul raportului

1. Tema și scopul lucrării.
2. Schemele electrice principale.
3. Tabelele cu datele din experiment.
4. Caracteristicile statice ale fiecărei diode.
5. Rezultatele determinării și calculele parametrilor.
6. Concluzii.

### Întrebări de control

1. Denumiți tipurile de diode pe care le cunoașteți.
2. Cum arată caracteristica ideală și cea reală a diodei redresoare?
3. Cum este rezistența diferențială inversă a diodei redresoare și cea a diodei Zener?
4. Desenați caracteristica volt-amperică a diodei redresoare și scrieți ecuația matematică.
5. Enumerați tipurile de străpungeri ale joncțiunii.
6. Care este materialul semiconductor mai frecvent folosit la fabricarea diodelor Zener?



7. Cum se determină rezistența diferențială a diodei din caracteristica statică?
8. Care sunt parametrii de bază ai diodelor studiate?
9. De ce curentul invers al diodei luminescente este extrem de mic?
10. De ce dioda luminescentă nu se încălzește când luminează?
11. De ce este limitat curentul invers maximal de stabilizare la dioda Zener?
12. Cum se poate programa tensiunea de stabilizare  $U_z$  a diodei Zener în procesul de producere?
13. Cu ce se determină diferența de potențial la contactele joncțiunii p-n?
14. Explicați apariția curentului prin joncțiunea p-n când conectați dioda la polarizare directă.
15. Explicați apariția curentului prin joncțiunea p-n când conectați dioda la polarizare inversă.

## **Bibliografie**

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chișinău, R.Moldova, 2020.
2. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chișinău, Secția Redactare și Editare a U.T.M., 2008.
3. O. Lupan, T. Melnic. Electronics. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chișinău, Secția Redactare și Editare a U.T.M., 2008.
4. T. Melnic, O. Lupan, P. Metlinschii. Электроника. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chișinău, Secția Redactare și Editare a U.T.M., 2010.
5. V. Blajă. Electronica: Dispozitive și circuite electronice: Ciclu de prelegeri / Valeriu Blajă ; Univ. Teh. a Moldovei, Fac. Energetică, Cat. Electromecanică. - Ch.: U.T.M., 2005. - 200 p. : fig. - Bibliogr. p. 195-196.
6. G. Vasilescu, Ș. Lungu, Eletronica – Cahul, 1993 p.p. 52...56; 146 – 148.
7. E. Damachi, A. Tusoiu ș.a. Electronică – București: Editura didactică și pedagogică. p.p. 26...30; 89...90.
8. Ю.А. Быстров. Электронные цепи и устройства. Учебное пособие для вузов /Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. – М.: Высшая школа, 1989.
9. Ю.А. Комисаров, Г.Н. Евбокин. Общая электротехника и электроника. – М.: Химия, 2010.
10. Попов В.П. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 2007.
11. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами, Издательство: М.: ЛАЙТ Лтд, 2000.
12. Бобровников Л. З. Электроника: Учебник для вузов. 5-е изд., перераб. и доп. Издательский дом "Питер", 2004.

## Lucrarea de laborator nr. 4

### Studierea sursei de alimentație electrică de putere mică

**Scopul lucrării:** a studia procesul redresării în scheme de redresare electronice monofazate cu diode semiconductoare; a urmări influența filtrelor asupra formei și valorii tensiunii redresate.

#### Noțiuni teoretice generale

Redresoarele efectuează conversia energiei electrice de curent alternativ în energie electrică de curent de un singur sens. Această conversie este posibilă datorită elementelor neliniare pe care le conține circuitul: diode semiconductoare, care dispun de proprietăți de conducție unilaterală a curentului. Deoarece curentul obținut prin redresare este pulsatoriu, având intensitatea variabilă în timp, se folosesc filtre de netezire, care se opun variațiilor de intensitate. Între filtre și sarcină se intercalează un stabilizator de tensiune care menține constantă tensiunea în sarcină dacă variază tensiunea la intrarea redresorului sau curentul în sarcină.

Dintre criteriile de clasificare a redresoarelor vom aminti următoarele: în funcție de numărul de faze ale transformatorului sunt redresoare monofazate și polifazate. Redresoarele monofazate se împart în două categorii:

- redresoare care redresează o singură alternanță, numite și redresoare monoalternanță;
- redresoare care redresează ambele alternanțe, numite și redresoare dublă alternanță (bialternanță).

Redresoarele dublă alternanță se divizează în:

- redresoare cu priză mediană în secundarul transformatorului de rețea;
- redresoare în punte.

După tipul de elemente de redresare utilizate se disting redresoare necomandate (cu diode semiconductoare) și comandate (cu tiristoare).

Schemele electrice ale redresoarelor monofazate necomandate sunt prezentate în figura 4.1.

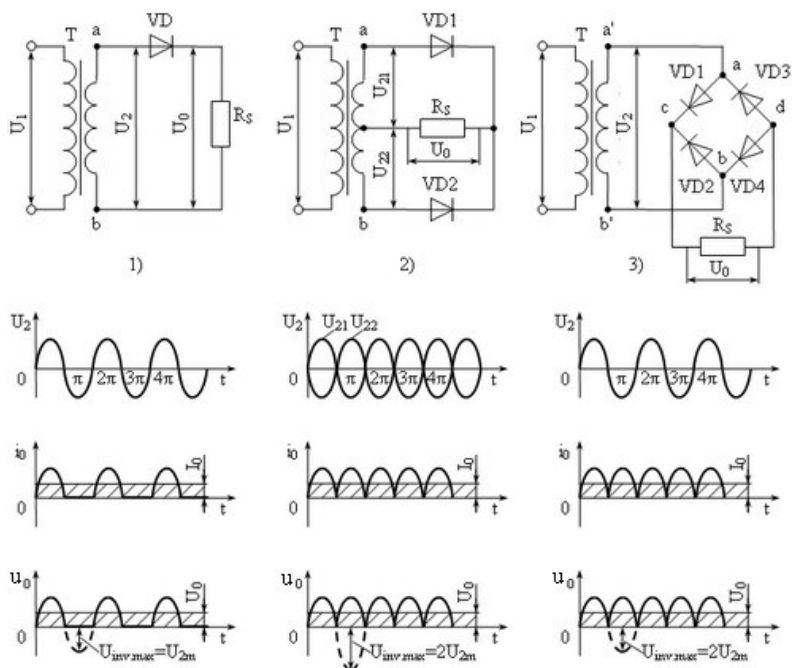


Fig. 4.1. Schemele electrice de redresoare cu diode semiconductoare și diagramele de timp ale tensiunilor și curenților:

- 1) redresor monofazat monoalternanță;
- 2) redresor monofazat dublă alternanță cu punct median în secundarul transformatorului;
- 3) redresor monofazat dublă alternanță în punte

Tensiunea la bornele de ieșire ale redresorului  $u_0$  prezintă o funcție periodică și conține componenta continuă  $U_0$  și componente alternative de diferite frecvențe (armonici de ordin superior). Acest lucru rezultă clar din dezvoltarea în serie Fourier. La redresorul monoalternanță:

$$u_0 = U_0 \left( 1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right), \quad (4.1)$$

iar la redresorul dublă alternanță:

$$u_0 = U_0 \left( 1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right). \quad (4.2)$$

Componenta continuă  $U_0$  a tensiunii pulsatorii prezintă valoarea medie a tensiunii redresate:

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \sin \omega t dt = \frac{m}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t dt = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} U_2, \quad (4.3)$$

în care:  $m$ - numărul de faze redresoare;  $U_{2m}$ - valoarea maximală (de amplitudine) a tensiunii secundarului transformatorului;

$U_2 = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}}$  - valoarea efectivă a tensiunii secundarului

transformatorului;  $\omega$ - frecvența circulară a tensiunii rețelei.

Pentru schema monoalternanță unde  $m=1$  valoarea medie a tensiunii redresate este:

$$U_0 = 0,45 U_2, \quad (4.4)$$

iar pentru schema dublă alternanță, unde  $m=2$ :

$$U_0 = 0,9 U_2. \quad (4.5)$$

Tensiunea inversă maximală pe diodă apare în timpul alternanței negative, când dioda nu conduce și este egală cu valoare maximă (de vârf) a tensiunii secundarului transformatorului:

$$U_{inv. \max.} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \pi U_0. \quad (4.6)$$

Tensiunea inversă aplicată la dioda care nu conduce în schema dublă alternanță cu punct median în bobina secundară este egală cu suma tensiunilor secundare  $U_{21}$  și  $U_{22}$ :

$$U_{inv. \max.} = 2\sqrt{2} U_2. \quad (4.7)$$

Raportul dintre valoarea efectivă a componentelor alternative ale tensiunii redresate și valoarea medie a acestora se numește factor de pulsație  $q$ . Neglijând armonicile superioare obținem expresia simplificată:

$$q = \frac{U_{(1)}}{U_0}, \quad (4.8)$$

în care  $U_{(1)}$  – amplitudinea armonicii fundamentale.

În schema redresorului monoalternanță conform (4.1), amplitudinea armonicii fundamentale are valoarea:

$$U_{(1)} = \frac{U_{2m}}{2} = \frac{\pi U_0}{2}. \quad (4.9)$$

Prin urmare:

$$q = \frac{U_{(1)}}{U_0} = 1,57. \quad (4.10)$$

În schema bialternanță amplitudinea armonicii fundamentale (vezi 4.2):

$$U_{(1)} = \frac{2}{3} U_0, \quad (4.11)$$

și

$$q = \frac{U_1}{U_0} = \frac{2}{3} = 0,67. \quad (4.12)$$

În majoritatea cazurilor redresorul este urmat de un filtru de netezire, rolul acestuia este de a atenua ondulațiile tensiunii și a reduce sau înlătura armonicele de ordin superior din semnalul util. Schemele de bază ale filtrelor de netezire sunt prezentate în figura 4.2.

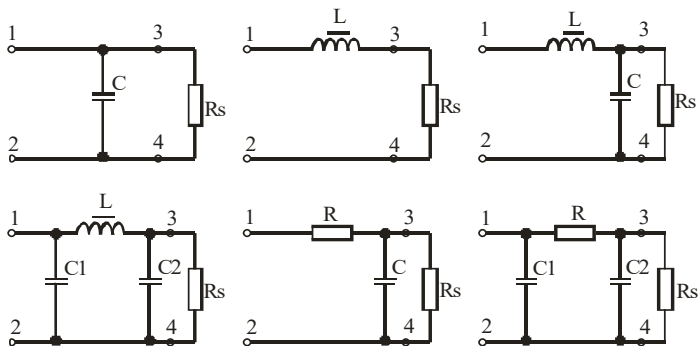


Fig. 4.2. Schemele de bază ale filtrelor de netezire:

- a) filtru tip C; c) filtru LC forma “T”; e) filtru RC forma “T”;  
b) filtru tip L; d) filtru LC forma “Π”; f) filtru RC forma “Π”

Caracterul filtrului este determinat de primul element (elementul de intrare), astfel filtrele *a*, *d*, *f* se numesc capacitive, filtrele *b*, *c* – inductive, iar filtrul *e* – rezistiv.

De obicei, în filtre, condensatoarele se conectează în paralel cu sarcina, iar inductanțele (bobinele) – în serie cu sarcina. Pentru ca filtrul să funcționeze efectiv este necesar să se realizeze condițiile:

$$X_C = \frac{1}{\omega_{(1)}C} \ll R_s, \quad (4.13)$$

$$X_L = \omega_{(1)}L \gg R_s, \quad (4.14)$$

în care  $X_C$ ,  $X_L$  - reactanța condensatorului și respectiv a bobinei;  $\omega_{(1)}$  – frecvența circulară a armonicii fundamentale;  $C$ - capacitatea condensatorului;  $L$  – inductanța bobinei.

Eficacitatea filtrelor poate fi apreciată cu ajutorul coeficientului de netezire  $S$ , care se definește ca raportul dintre factorul de pulsație la ieșirea redresorului (la intrarea filtrului)  $q_1$  și factorul de pulsație a tensiunii în sarcină (la ieșirea filtrului)  $q_2$ :

$$S = \frac{q_1}{q_2}. \quad (4.15)$$

În majoritatea filtrelor factorul de netezire poate fi apreciat din raportul:

$$S = \frac{Z_{12}}{Z_{34}}, \quad (4.16)$$

în care  $Z_{12}$  – impedența la intrarea filtrului;

$Z_{34}$  – impedența la ieșirea filtrului.

Relațiile principale de calcul la filtrele redresoarelor:

a) la filtrul capacitativ  $C$ :

$$C = \frac{1}{\omega_{(1)}X_C} \approx \frac{1}{\omega_{(1)} \cdot 0,1 \cdot R_s}; \quad (4.17)$$

b) la filtrul inductiv  $L$ :

$$S = \frac{\sqrt{(\omega_{(1)}L)^2 + R_s^2}}{R_s}. \quad (4.18)$$

Deoarece  $X_L = \omega_{(1)}L \gg R_s$  rezultă:

$$S = \frac{\omega_{(1)}L}{R_s}; L = \frac{SR_H}{\omega_{(1)}}; \quad (4.19)$$

c) la filtrul  $LC$  forma „T”:

$$S = \frac{\omega_{(1)}L - \frac{1}{\omega_{(1)}C}}{\frac{1}{\omega_{(1)}C}} = \omega^2_{(1)}LC - 1; LC = \frac{S+1}{\omega_{(1)}^2}; \quad (4.20)$$

d) la filtrul  $LC$  de forma „II”:

$$LC_1C_2 = \frac{S}{\omega_{(1)}^3 \cdot R_s}; (C_1 = C_2); \quad (4.21)$$

e) La filtrul  $RC$  forma „T”:

$$S = (0,5 \dots 0,9) \omega_{(1)}RC. \quad (4.22)$$

Filtrul cu intrare pe inductanță nu se folosește la redresoare monofazate monoalternanță din cauza eficacității sale reduse (inductanța schimbă numai faza undulației curentului față de tensiune).

Caracteristica externă a redresorului reprezintă dependența valorii medii a tensiunii redresate de valoarea medie a curentului sarcinii  $U_0 = f(I_0)$  și poate fi interpretată cu ajutorul ecuației:

$$U_0 = U_{00} - (\Delta U_d + \Delta U_T + I_0 R_f), \quad (4.23)$$

unde:  $U_{00}$  - valoarea medie a tensiunii redresate la funcționarea în gol a redresorului ( $I_0 = 0$ );  $\Delta U_d$  - valoarea medie a căderii de tensiune pe diodele care conduc;  $\Delta U_T$  - valoarea medie a căderii de tensiune pe secundarul transformatorului;  $R_f$  - rezistența activă a filtrului de netezire conectat în serie cu sarcina.

Caracteristicile externe ale diverselor redresoare monofazate dublă alternanță sunt arătate în figura 4.3.



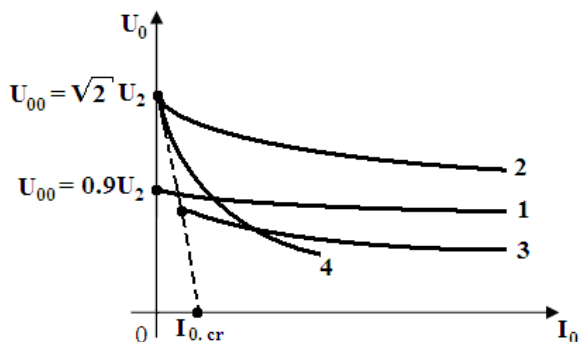


Fig. 4.3. Caracteristicile externe ale redresoarelor monofazate dublă alternanță:

1. fără filtru
2. cu filtru capacitiv  $C$
3. cu filtru „LC”
4. cu filtru RC

Toate caracteristicile prezintă curbe neliniare continuu căzătoare, panta căroră depinde de căderile de tensiune pe elementele filtrului. Pentru redresorul cu filtru  $LC$  se disting două regimuri de funcționare: regimul de curent permanent în bobină ( $I_0 \geq I_{0cr}$ ) și regimul de curent intermitent (întrerupt) în care condensatorul  $C$  afectează curentul redresat. Regimului normal îi corespunde porțiunea  $I_0 > I_{0cr}$  a caracteristicii externe.

**Stabilizatorii de tensiune** sunt folosiți pentru a stabiliza tensiunea redresată. Parametrii principali ai stabilizatorului de tensiune:

a) coeficientul de stabilizare, egal cu raportul dintre modificarea relativă a tensiunii de intrare a stabilizatorului și modificarea relativă a tensiunii de ieșire (la sarcină), atunci când rezistența de sarcină este constantă:

$$K_{st} = \frac{\Delta U_{int}/U_{ieș}}{\Delta U_{ieș}/U_{ieș}} | R_s = const. \quad (4.24)$$

b) randamentul care este raportul dintre puterea utilă în sarcină la puterea nominală de intrare:

$$\eta = \frac{P_{ieș}}{P_{int}} = \frac{U_{ieș} \cdot I_{ieș}}{U_{int} \cdot I_{int}} \quad (4.25)$$

c) impedanța de ieșire a stabilizatorului, este egală cu raportul dintre creșterea tensiunii la ieșire (la sarcină) și creșterea curentă a sarcinii:

$$R_{ieș} = \frac{|\Delta U_{ieș}|}{|\Delta I_{ieș}|} |U_{int} = const \quad (4.26)$$

unde:  $\Delta I_{ieș} = \Delta I_s = \Delta I_0$ ;  $\Delta U_{ieș} = \Delta U_s = \Delta U_0$ .

Există două tipuri principale de stabilizatori:

**Stabilizatori parametrici**, în care elementul neliniar (dioda **Zener**) și **stabilizatorii compensatorii** care sunt utilizați cel mai adesea ca element de reglare, în care elementul de reglare (tranzistorul) conectat în serie sau în paralel cu sarcina este afectat de un semnal amplificat proporțional cu abaterea tensiunii la sarcină, ceea ce duce în rezultat la o schimbare a rezistenței elementului de reglare (*ER*) și stabilizarea tensiunii.

În funcție de metoda de conectare a elementului de reglare, există **stabilizatori în serie** în care elementul de reglare și sarcina sunt conectate în serie și **stabilizatori în paralel**, în care elementului de reglare și sarcină sunt conectate în paralel.

În schema-bloc a unui stabilizator de compensare de tip secvențial, prezentat în figura 4.4, tensiunea de ieșire  $U_s$  este în mod constant comparată cu tensiunea de referință  $U_{ref}$  specificată de stabilizatorul parametric al sursei de tensiune de referință (*STR*). Când tensiunea  $U_s$  se abate de la valoarea setată, apare un semnal de eroare, egal cu diferența " $U_s - U_Z$ ", care este furnizat amplificatorului de current contunuu. Semnalul amplificat acționează asupra elementului de reglare al *ER*, schimbându-și rezistența și căderea de tensiune pe el, astfel încât tensiunea pe sarcină este  $U_s$  menținută practic neschimbată.

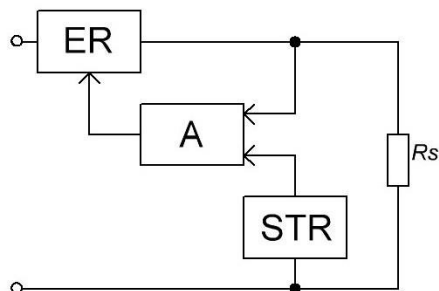


Fig. 4.4. Schema-bloc a stabilizatorului de tensiune de compensare de tip secvențial: *ER* – element de reglare; *A* - amplificator de curent continuu; *STR* - sursă de tensiune de referință;  $R_s$  – rezistență de sarcină

Stabilizatoarele de tensiune de compensare de curent continuu sunt cele mai des întâlnite dispozitive secundare de alimentare. Figura 4.5 prezintă circuitul electric al unui stabilizator de tip secvențial pe elemente discrete. Elementul de referință este un stabilizator de tensiune parametric, format dintr-o diodă Zener și rezistența  $R_2$ . Divizorul de tensiune, format din rezistențele  $R_3$  și  $R_4$  și un potențiomtru  $R_P$  cu un coeficient de transmisie  $\beta$  (este un element de măsurare).

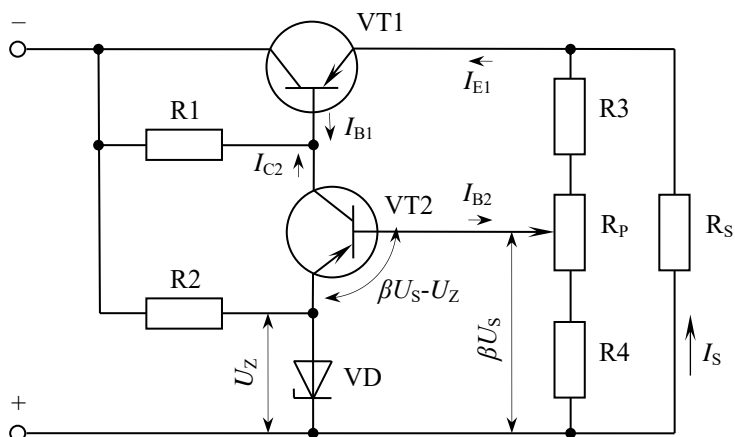


Fig. 4.5. Schema principală a unui stabilizator de tensiune compensatoriu de tip secvențial pe elemente discrete

Amplificatorul de pe tranzistorul  $VT_2$  joacă rolul unui element care compară și amplifică diferența dintre  $\beta U_S$  și  $U_Z$ , iar tranzistorul  $VT_1$  este un element de reglare. Rezistorul  $R_2$  servește la fixarea punctului static de funcționare al diodei Zener - VD, iar rezistența  $R_1$  este rezistența de sarcină pentru amplificatorul de curent continuu pe  $VT_2$ .

**Principiul de funcționare a schemei.** O creștere a tensiunii de intrare duce la o creștere a tensiunii de sarcină și  $\beta U_S$ , respectiv. Prin urmare, semnalul  $|U_{BE2}| = |\beta U_S| - |U_Z|$  va crește, de asemenea, ceea ce va duce la o creștere a curentului  $I_{C2}$  și la o cădere de tensiune pe rezistența  $R_1$ . Potențialul bazei tranzistorului  $VT_1$  va crește, în timp ce tensiunea  $U_{EB}$  și curentul  $I_{B1}$  vor scădea. Ca urmare, tranzistorul  $VT_1$  se închide, rezistența sa internă crește, căderea de tensiune pe  $VT_1$  crește și tensiunea de ieșire scade și va tinde la valoarea inițială.

## Ordinea efectuării lucrării

**Partea I.** Studiarea redresorului monofazat monoalternanță și cu dublă-alternanță cu diferite filtre de netezire.

Se ia cunoștință cu macheta lucrării, dispozitivele de măsurat și sursele de alimentare a machetei.

1. Se realizează montajul circuitului monoalternanță fără filtru (întrerupătorul de la dioda  $D_1$  se stabilește în poziția de sus pentru a deconecta această diodă din figura 4.6).

2. Cursorul potențiometrului  $R_3$  se fixează în starea extremă stânga (curentul  $I_0$  minimal). Limitele de măsurări ale multimetrelor se stabilesc la 20 V și 200 mA pentru voltmetru și respectiv ampermetru. Ca instrumente de măsurare se utilizează multimetrele de tipul DT9205. Se măsoară tensiunea  $U_0$  ce corespunde valorilor  $I_0$  înscrise în tabelul 4.1.

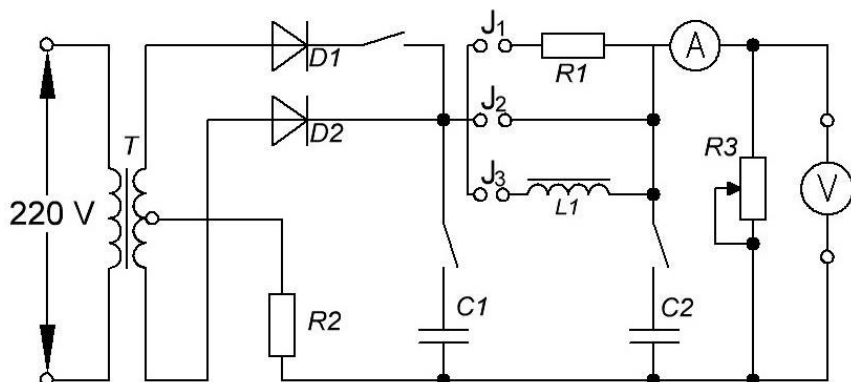


Fig. 4.6. Schema electrică a redresorului monofazat monoalternanță și bialternanță pentru înregistrarea caracteristicilor de ieșire

Pentru măsurarea tensiunii  $U_0$  a redresorului cu diferite filtre se fac următorii pași:

- redresorul cu filtru „C” (întrerupătorul de la  $C_2$  se stabilește în poziția din stânga astfel condensatorul să fie conectat);
- redresorul cu filtru „L” (se conectează jacurile  $J_3$ , întrerupătorul de la  $C_2$  se stabilește în poziția din dreapta);
- redresorul cu filtru „LC” tip „ $\gamma$ ” (întrerupătorul de la  $C_2$  se stabilește în poziția din stânga, se conectează jacurile  $J_3$ );
- redresorul cu filtru „LC” de tip „ $\pi$ ” (întrerupătoarele de la  $C_1$ ,  $C_2$  se stabilesc în poziția din stânga, se conectează jacurile  $J_3$ );
- redresorul cu filtru „RC” tip „ $\gamma$ ” (întrerupătorul de la  $C_2$  se stabilește în poziția din stânga, întrerupătorul de la  $C_1$  se stabilește în poziția din dreapta, se conectează jacurile  $J_1$ );
- redresorul cu filtru „RC” tip „ $\pi$ ” (întrerupătoarele de la  $C_1$ ,  $C_2$  se stabilesc în poziția din stânga, se conectează jacurile  $J_1$ ).

Datele obținute se înscriu în tabelele 4.1. și 4.2.

**Tabelul 4.1**

<b><math>I_0</math>, mA</b>		<b>5</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>40</b>	<b>50</b>	<b>60</b>	<b>70</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>130</b>	<b>150</b>
<b><math>U_0</math>, V</b>	Fără filtru														
	Cu filtrul C														
	Cu filtrul L														
	Cu filtru ILC forma $\gamma$														
	Cu filtrul LC forma $\pi$														
	Cu filtrul RC forma $\gamma$														
	Cu filtrul RC forma $\pi$														

Se repetă măsurările pentru redresorul monofazat dublă-alternanță cu priză mediană în secundarul transformatorului (întrerupătorul de la dioda  $D_1$  se stabilește în poziția de jos. Datele se introduc în tabelul 4.2.

**Tabelul 4.2**

<b><math>I_0</math>, mA</b>		<b>5</b>	<b>10</b>	<b>15</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>40</b>	<b>50</b>	<b>60</b>	<b>70</b>	<b>80</b>	<b>90</b>	<b>100</b>	<b>130</b>	<b>150</b>
<b><math>U_0</math>, V</b>	Fără filtru														
	Cu filtrul C														
	Cu filtrul L														
	Cu filtrul LC forma $\gamma$														
	Cu filtrul LC forma $\pi$														
	Cu filtrul RC forma $\gamma$														
	Cu filtrul RC forma $\pi$														

Se repetă măsurările pentru redresorul monofazat dublă-alternanță în punte, se realizează montajul circuitului din figura 4.6 și datele se introduc în tabelul 4.3.

**Tabelul 4.3.**

$I_0, \text{mA}$		5	10	15	20	30	40	50	60	70	80	90	100	130	150
$U_0, \text{V}$	Fără filtru														
	Cu filtrul C														
	Cu filtrul L														
	Cu filtrul LC forma $\gamma$														
	Cu filtrul LC forma $\pi$														
	Cu filtrul RC forma $\gamma$														
	Cu filtrul RC forma $\pi$														

3. Se determină rezistența internă a redresorului fără filtru și cu filtre diferite pentru același curent de sarcină mediu ( $I_{0\text{nom}}=30 \text{ mA}$ ),  $r_i = dU_0/dI_0 \approx \Delta U_0/\Delta I_0$  prin metoda triunghiului caracteristic (fig. 4.7).

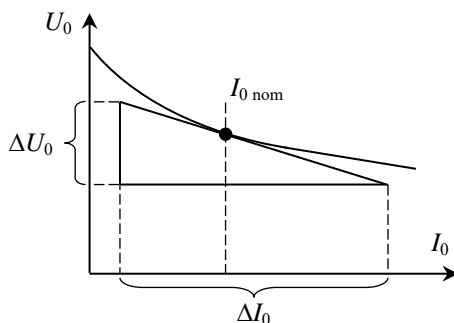


Fig. 4.7. Determinarea rezistenței interne a redresorului după caracteristica externă

4. Se desenează oscilogramele de tensiune ale înfășurării secundare a transformatorului  $u_2$ , tensiunea de sarcină redresată  $u_0$ , curentul anodului diodei  $i_a$  (căderea de tensiune pe rezistorul  $R_2$ , fig. 4.6) și căderea de tensiune pe diodă  $u_D$  pentru redresorul monofazat mono-alternanță și dublă-alternanță (întrerupătorul de la dioda  $D_1$  deconectat sau conectat, respectiv) fără filtru și cu diferite filtre la aceeași valoare a rezistenței de sarcină  $R_S (R_3+R_4)$ .

3.1. În acest scop se deconectează multimetrul de la circuitul redresorului cu dublă-alternanță fără filtru (întrerupătorul de la dioda  $D_1$  conectat), se închide circuitul cu un conductor (cheie), se conectează transformatorul  $T$  și se setează cu ajutorul rezistorului  $R_3$  valoarea curentului  $I_0=40$  mA. Intrarea canalului "CH1" se conectează la una din bobinele secundare ale transformatorului  $T$ : firul "împământare" al cablului coaxial la punctul zero "0", firul pentru semnal al cablului coaxial la intrarea circuitului la dioda  $D_1$  sau  $D_2$  (fig. 4.6), iar intrarea canalului "CH2" – conductorul "împământare" al cablului coaxial la punctul zero "0" și conductorul pentru semnal al cablului coaxial la ieșirea circuitului. Se pornește osciloscopul, se apasă butonul "AUTO" – pe ecran vor apărea oscilogramele tensiunilor  $u_{2-1}$  ( $u_{2-2}$ ) și  $u_0$ .

Se efectuează următorii pași:

1) se apasă consecutiv butoanele "CH1→Coupling→DC" și "CH2→Coupling→DC";

2) cu ajutorul comutatorului "POZITION VERTICAL" se aliniază indicatorii 1 și 2 pe aceeași linie orizontală în centrul ecranului, apăsând consecutiv butoanele "CH1" și "CH2";

3) cu ajutorul reglatorului "SCALE VERTICAL" se setează aceeași scară pentru tensiunile canalelor "CH1" și "CH2", de 5 V (vezi linia din partea de jos a ecranului);

4) cu ajutorul reglatorului "SCALE HORIZONTAL" se obțin la ecran 2-3 perioade ale oscilațiilor;



5) pentru măsurarea tensiunilor  $U_{2-1}$  ( $U_{2-2}$ ) și  $U_0$ , se apăsă butonul "RUN/STOP" și mai departe efectuând măsurările, apăsând butoanele: "Measure→Source→CH1→Voltage→ $V_{rms}$ " – pentru măsurarea  $U_{2-1}$  ( $U_{2-2}$ ) și "Measure→Source→CH2→Voltage→ $V_{avg}$ " – pentru măsurarea valoarea medie a tensiunii redresate  $U_0$ .

Pentru a deschide linia de citire se apasă de două ori butonul "MENU ON/OFF".

În raport se desenează oscilogramele tensiunilor  $u_{2-1}$  ( $u_{2-2}$ ) și  $u_0$ . Se deconectează întrerupătorul de la dioda  $D_1$  și se desenează oscilogramele tensiunilor  $u_{2-1}$  ( $u_{2-2}$ ) și  $u_0$  pentru redresorul mono-alternanță.

Pentru a primi oscilogramele curentului anodului diodei  $i_a$ , fără a deconecta intrarea canalului "CH1" de la circuitul studiat, se conectează intrarea canalului "CH2" în paralel cu rezistorul  $R_2$  (fig. 4.6) și se conectează întrerupătorul de la dioda  $D_1$ . În acest caz, împământarea cablului coaxial de la intrarea "CH2" trebuie conectat la punctul „0”. Se apasă butonul "AUTO" și se obțin oscilogramele tensiunii  $u_2$  și curentului  $i_a$ . Efectuând operații similare celor anterioare, pe osciloscop se setează oscilogramele în centrul ecranului (aceleași 2-3 perioade) și se setează scara pentru tensiune a canalelor "CH1" – 5 V și "CH2" - 500 mV.

În raport se desenează oscilogramele curentului  $i_a$ , când întrerupătorul de la dioda  $D_1$  este conectat și deconectat. În cazul unei imagini instabile pe ecran, se utilizează filtrarea semnalului apăsând butonul: "CH2→Digital Filter→ON→Filter Type" și se alege filtrul de frecvențe joase, la care frecvența de tăiere să nu fie micșorată mai jos de 400 Hz. Cu ajutorul sistemului "TRIGGER" se alege cel mai bun mod de pornire: "MENU→Source→CH1 (sau "CH2")→Mode→Slope" (sau altul).

Înainte de a măsura tensiunile și de a desena oscilogramele, se poate utiliza funcția "RUN/STOP".

Pentru obținerea oscilogramelor tensiunii pe dioda  $u_D$ , se deconectează ambele cabluri de la circuit și se conectează intrarea canalului osciloscopului "CHI" în paralel cu dioda  $D_2$ : conductorul pentru semnal al cablului coaxial la anodul diodei  $D_2$ , iar conductorul de împământare al cablului coaxial la catodul diodei  $D_2$ .

Se apasă butonul "AUTO", se reglează oscilogramele (2-3 perioade), se efectuează măsurările necesare:

"Measure→Source→CHI→Voltage→ $V_{rms}$ " și

"Measure→Time→Period→Freq".

Oscilogramele curentului  $i_a$  se desenează când întrerupătorul de la dioda  $D_1$  este conectat și deconectat.

Oscilogramele obținute se desenează una sub alta, ținând cont de polaritatea tensiunilor cercetate, de la unul și același moment de timp, începând cu indicarea scărilor tensiunilor și timpilor pe axele de coordonate.

3.2. Să se repete măsurările similare descrise în punctul 3.1 pentru redresorul cu dublă-alternanță cu filtre de netezire (după indicațiile asistentului sau profesorului), utilizând funcționalitatea necesară a osciloscopului.

5. Să se înregistreze și să se construiască dependența coeficientului de netezire a filtrului față de curentul sarcinii  $S=f(I_0)$  (după indicațiile asistentului sau profesorului).

Pentru a determina valoarea coeficientului de pulsații la ieșirea filtrului (pe sarcină)  $q_2$  la diferite valori ale curentului de sarcină  $I_0$ , la circuitul redresorului se conectează miliampermetrul de curent continuu (limita de 200 mA) și tipul de filtru de netezire specificat. Se conectează intrarea canalului "CHI" al osciloscopului la ieșirea redresorului în paralel cu rezistența de sarcină. Se pornește osciloscopul și se apasă butonul "AUTO→CHI→Coupling→AC".

Se obține și se setează oscilograma a 2-3 perioade ale tensiunii  $u_0$ , utilizând reglatorul "HORIZONTAL VERTICAL", filtrul de frecvențe joase și cel mai bun mod de pornire al sistemului "TRIGGER".

Se setează valorile necesare ale curentului  $I_0$ , luate din tabelul 4.4 și se măsoară valorile de tensiune corespunzătoare acestora  $V_{pp}$  "Measure→Source→CHI→Voltage→ $V_{pp}$ ". De asemenea, este recomandat de a se utiliza regimul "RUN/STOP". Ca valoare aproximativă a amplitudinii tensiunii a primei armonici, se ia valoarea  $U_{(1) \text{ ieș}} \approx 0.5V_{pp}$ . Valorile tensiunii  $U_0$  au fost modificate în punctul 1, tabelul 1.4. Coeficientul de pulsații la intrarea filtrului  $q_1$  se consideră ca fiind egal cu valoarea teoretică 1,57 sau 0,67 – pentru redresorul mono-alternanță sau dublă-alternanță, respectiv.

Datele obținute se introduc în tabelul 4.4.

**Tabelul 4.4. Date experimentale pentru determinarea coeficientului de netezire a filtrului la diferite valori ale curentului de sarcină**

<i>Schema redresorului; <math>q_1 =</math> ; filtrul _____</i>								
$I_0$ , mA	10	20	40	60	80	100	130	150
$U_{0 \text{ ieș}} = U_0$ , V								
$U_{1 \text{ (ieș)}} = 0.5V_{pp}$ , V								
$q_2 = U_{1 \text{ (ieș)}}/U_{0 \text{ ieș}}$								
$S = q_1/q_2$								

## **Partea II. Studiarea stabilizatorului compensator de tensiune de curent continuu**

1. Să se asambleze circuitul electric al machetei pentru a măsura caracteristicile stabilizatorului compensator în conformitate cu figura 4.8.

Pentru a efectua această experiență, se conectează un milimetru PA cu limitele de măsurare de 200 mA, voltmetrele PV<sub>1</sub> și PV<sub>2</sub> cu limitele de măsurare de 20 V și o sursă de tensiune de

curent continuu reglabilă (15 V) la circuitul stabilizator, folosind fire de conectare. Se setează rezistența variabilă din circuitul de sarcină  $R_6$  în poziția extremă din dreapta, se conectează comutatorul SA.

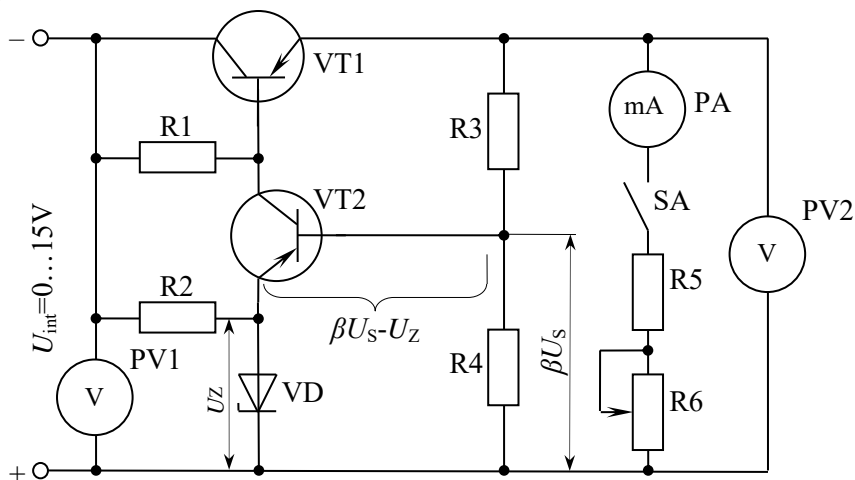


Fig. 4.8. Schema circuitului electric pentru studierea stabilizatorului compensator de tensiune de curent continuu

2. Se pornește sursa de tensiune de intrare și se setează regimul stabilizator inițial:  $U_{\text{int}} = \dots \text{ V}$ ,  $I_0 = \dots \text{ mA}$  (conform instrucțiunilor asistentului sau profesorului).

3. Se înregistrează și se construiește caracteristica de ieșire a stabilizatorului  $U_{\text{ieș}} = U_0 = f(I_0)$  la  $U_{\text{int}} = \text{const}$ , schimbând curentul de sarcină  $I_0$  cu ajutorul rezistorului  $R_6$  de la 0 până la saltul stabilizării cu pasul de 10 mA. Datele obținute se introduc în tabelul 4.5.

**Tabelul 4.5. Date experimentale pentru construirea caracteristicilor de ieșire ale stabilizatorului de tensiune**

$I_0, \text{ mA}$	0	10	20	30	40	50	...
$U_0, \text{ V}$							...

4. Folosind caracteristica de ieșire, construită conform datelor de la punctul 3, să se calculeze rezistența de ieșire a stabilizatorului  $R_{ieș} = \Delta U_{ieș} / \Delta I_0$  pentru  $U_{ieș} = const$ .

5. Să se înregistreze și să se construiască dependența tensiunii de ieșire a stabilizatorului față de tensiunea de intrare  $U_{ieș} = f(U_{int})$  la  $R_S = const$ .

În acest scop, se setează modul stabilizator inițial:  $U_{int} = \dots$  V,  $I_0 = \dots$  mA (conform instrucțiunilor asistentului sau profesorului). Se înregistrează dependența  $U_{ieș} = f(U_{int})$  la  $R_S = const$ , schimbând tensiunea de intrare de la valoarea zero cu ajutorul rezistorului  $R_1$  și sursa  $GB_1$  cu pasul de 2 ... 3 V în partea inițială a caracteristicii și prin 0,5 V în partea de stabilizare a tensiunii de ieșire la valoarea  $U_{int} = 25$  V. Datele obținute se introduc în tabelul 4.6.

**Tabelul 4.6. Dependența tensiunii de ieșire a stabilizatorului față de tensiunea de intrare la  $R_S = const$**

$U_{int}, V$										
$U_{ieș}, V$										

6. Să se determine valoarea experimentală a coeficientului de stabilizare  $K_{st}$ .

Conform caracteristicii stabilizatorului  $U_{ieș} = f(U_{int})$  la  $R_S = const$ , construită conform datelor de la punctul 5, să se determine tensiunile nominale de intrare și ieșire, precum și creșterea tensiunilor de intrare și ieșire în secțiunea de stabilizare, așa cum se arată în figura 4.9.

Să se calculeze coeficientul de stabilizare după formula (4.24):

$$K_{st} = \frac{\Delta U_{int} / U_{ieș}}{\Delta U_{ieș} / U_{ieș}} |_{R_S = const}.$$

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

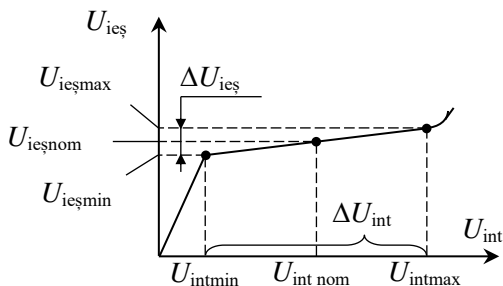


Fig. 4.9. Determinarea  $K_{st}$  după caracteristicile  $U_{ieș}=f(U_{int})$  la  $R_S=\text{const.}$

### Conținutul raportului

1. Denumirea și conținutul lucrării.
2. Schemele machetei de redresare experimentate.
3. Tabelele cu date experimentale.
4. Caracteristicile externe ale redresoarelor trasate pe același grafic, calcule, diagrame.
5. Oscilogramele ce reprezintă forma tensiunilor redresate și a tensiunii în bobina secundară.
6. Concluzii pe tema rezultatelor obținute.

### Întrebări de control

1. După ce criterii sunt clasificate diverse circuite redresoare?
2. Numiți tipurile de redresoare folosite pentru redresarea tensiunii de curent alternativ.
3. Arătați cum se obțin schemele de redresoare mono- și dublă alternanță cu diverse filtre de netezire din montajul de pe machetă.
4. Ce reprezintă caracteristica externă a redresorului și cum se explică forma ei la diverse filtre de netezire?
5. Explicați forma oscilogramelor tensiunilor redresate pentru redresoarele mono – și bialternanță.
6. Care sunt principalele dezavantaje ale redresoarelor monoalternanță?

7. Care sunt avantajele redresoarelor bialternanță în comparație cu redresoarele monoalternanță?

8. Explicați principiul funcționării circuitelor redresoare monofazate cu sarcină activă.

9. Scrieți ecuațiile pentru calculul valorii medii a tensiunii redresate  $U_0$ .

10. De ce redresoarele monoalternanță și bialternanță cu filtru  $C$  dau, în gol, aceeași tensiune redresată  $U_0$ ?

11. Cum se alege condensatorul  $C$  și inductanța  $L$  în filtrele de netezire?

12. Ce reprezintă factorul de netezire  $S$  al filtrului și cum poate fi calculat teoretic și determinat experimental?

13. Ce reprezintă rezistența interioară  $r_i$  și rezistența de ieșire a redresorului  $R_{ieș}$  și cum pot fi determinate?

14. Care sunt avantajele și dezavantajele filtrelor  $LC$  și ale filtrelor  $RC$ ?

## **Bibliografie**

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
3. V. Negrescul. Circuite electronice cu componente discrete. Material didactic de proiectare. - Chişinău, UTM, 2006.
4. V. Gabriel. Electronica. – Cahul, 1993. P.160-172; 405-410; 420-423
5. D.D. Sandu. Dispozitive şi circuite electronice.- Editura didactică şi pedagogică: Bucureşti, 1975. P. 242...254
6. P. Constantin, V. Buzuloiu, ş.a. Electronica industrială, Bucureşti: Editura didactică şi pedagogică, 1980.P. 59...68
7. M. Costin. Circuite electronice, Cluj Napoca. Institutul Politehnic. 1980. P. 20...43.
8. В.Г. Герасимова. Основы промышленной электроники. Под ред. – М.: Высшая школа, 1986. С. 224...253.
9. Ю. С. Забродин. Промышленная электроника. – М.:Высшая школа, 1982. С. 287...314.
10. Аваев Н., Наумов Ю. Основы микроэлектроники, 1991.
11. Бобровников Л. З. Электроника: Учебник для вузов. 5-е изд., перераб. и доп. Издательский дом "Питер", 2004.
12. Горбачёв Г.Н. Промышленная электроника: Учебник для вузов/Под ред. В. А. Лабунцова. — М.: Энергоатом- издат, 1988.
13. Забродин Ю.С. Промышленная электроника Учебник для вузов. — Москва: Высшая школа, 1982 — 496 с.
14. (D. Dascalu, M. Profirescu, A. Rusu, I. Costea) Dispozitive şi circuite electronice - Editura: Didactica si Pedagogica, 1982



## Lucrarea de laborator nr. 5

### Studierea tranzistoarelor bipolare

**Scopul lucrării:** ridicarea caracteristicilor statice ale tranzistorului bipolar în conexiune cu baza comună ( $BC$ ) și cu emitorul comun ( $EC$ ) și determinarea parametrilor semnalelor mici „ $h$ ”.

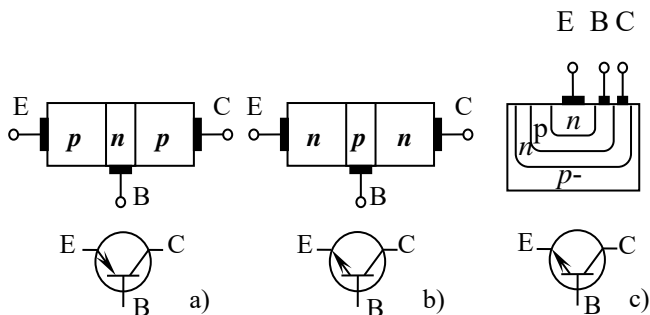


Fig. 5.1. Structura și notația convențională a tranzistoarelor bipolare:

- a) tranzistorul discret  $p-n-p$ ;
- b) tranzistorul discret  $n-p-n$ ;
- c) tranzistorul integrat planar  $n-p-n$

### Noțiuni teoretice generale

Tranzistorul bipolar prezintă un dispozitiv semiconductor cu două joncțiuni electron-gol ( $n-p$ ), formate printr-o succesiune de trei regiuni  $p-n-p$  sau  $n-p-n$  și dispune de proprietăți de amplificare a semnalului electric. Secțiunea și notația grafică a tranzistorului bipolar este arătată în figura 5.1.

Zona din mijloc a tranzistorului se numește bază ( $B$ ) și are următoarele caracteristici: este foarte îngustă (de ordinul micrometrilor sau chiar zecimi de micrometri) și are dotare cu impurități mult mai mică decât a celor laterale. O zonă extremă cu cea mai mare dotare cu impurități se numește emitor ( $E$ ), cealaltă zonă extremă se numește colector ( $C$ ). Pe fiecare dintre aceste regiuni este realizat câte un contact ohmic, pe care se sudează conductoarele terminale.

Cele două joncțiuni ale tranzistorului se numesc: joncțiunea emitorului ( $JE$ ) și, respectiv joncțiunea colectorului ( $JC$ ). Pentru a urmări procesele fizice din tranzistorul bipolar vom considera cazul tranzistorului  $p-n-p$ ; în cazul structurii  $n-p-n$  funcționarea este similară, însă se inversează rolurile golurilor și electronilor, precum și sensurile tensiunilor și curenților. În funcționare normală joncțiunea emitorului este polarizată direct, iar cea a colectorului – invers, după cum este arătat în figura 5.2.

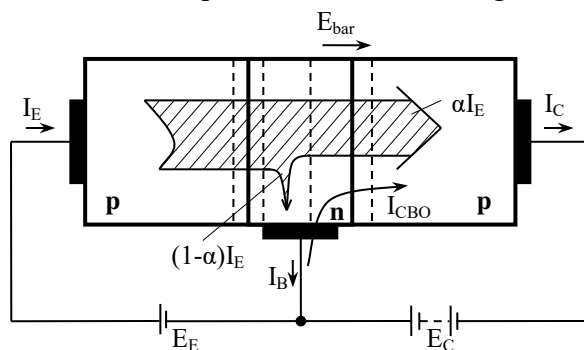


Fig. 5.2. Tranzistorul bipolar **p-n-p** la polarizarea normală și componenții de bază ai curenților

Regiunea de trecere a joncțiunii se extinde mult în zona bazei, așa încât aceasta este slab dopată cu impurități. Prin joncțiunea emitorului va exista un curent de difuziune: golurile din emitor difuzează în bază formând curentul  $I_{pE}$ , iar electronii din bază difuzează în emitor, formând curentul  $I_{nE}$ . Deoarece concentrația purtătorilor majoritari în emitor este cu mult mai mare decât a celor din bază, curentul de difuziune prin joncțiunea emitorului va fi, în cea mai mare parte, un curent de goluri, pe care îl vom nota  $I_E$ . Golurile injectate din emitor în bază devin purtători minoritari. O parte neînsemnată din aceste goluri se recombina cu electronii din bază. Sursa  $E_E$  asigură o circulație de electroni care iau locul celor recombițați cu golurile. Astfel se formează unul din componenții curentului bazei  $(1-\alpha) I_E$ . Cea mai mare parte a golurilor este transportată în colector de către câmpul intern  $E_b$  din regiunea de

sarcină spațială a joncțiunii colectorului, polarizată invers de către sursa  $E_c$ . Aceste goluri formează curentul  $\alpha I_E$  – componentul principal al curentului colectorului  $I_c$ . Parametrul  $\alpha = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_E} \approx \frac{I_C}{I_E}$  se numește **factorul static de amplificare în curent** și arată ce fracțiune din curentul de emitor ajunge în colector. Pentru tranzistoarele uzuale  $\alpha = 0,95 \dots 0.995$ .

Transferul aproape integral în colector al golurilor difuzate în bază se numește **efect de tranzistor**. Pentru obținerea acestui efect se impun următoarele condiții:

- grosimea bazei este cu mult mai mică decât lungimea de difuziune a purtătorilor minoritari (zecimi sau unități de micrometri);
- regiunile emitorului și ale colectorului au grosimi mult mai mari decât grosimea bazei;
- emitorul este mult mai puternic dopat decât baza;
- joncțiunile emitorului și colectorului sunt plane și paralele între ele;
- câmpul electric acționează în principal în limitele regiunilor de trecere.

De la sursa  $E_c$  prin joncțiunea colectorului trece curentul invers  $I_{CB0}$  (vezi fig. 5.2). În consecință, curentul colectorului se va exprima prin relația:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0}. \quad (5.1)$$

Pentru curentul bazei este autentică relația:

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{CB0}. \quad (5.2)$$

Însumând separat termenii din partea stângă ai semnelui egalității și cei din partea dreaptă obținem:

$$I_C + I_B = I_E. \quad (5.3)$$

Relația (5.3) reprezintă prima lege a lui Kirchhoff pentru tranzistorul bipolar. Trebuie accentuate următoarele: se consideră pozitivi curenții care intră în tranzistor și negativi – cei care ies.

## Regimurile de funcționare ale tranzistorului bipolar

După modul de polarizare a joncțiunilor, tranzistorul poate funcționa în diferite regimuri:

- regimul activ direct, când joncțiunea emitorului este polarizată în sens direct, iar cea a colectorului – în sens invers. Acest regim este utilizat în circuitele analogice (amplificatoare, generatoare, stabilizatoare de tensiune), unde semnalul obține o serie de valori consecutive care variază lent în timp;

- regimul de saturație, când ambele joncțiuni se polarizează în sens direct și tranzistorul devine deblocat la maximum. Se instalează un curent constant al colectorului  $I_{CSAT}$  și o cădere mică de tensiune pe ambele joncțiuni, așa-numita tensiune reziduală ( $U_{rez} \approx 0,1 \dots 1,0V$ );

- regimul de blocare, când ambele joncțiuni se polarizează în sens invers și tranzistorul devine blocat. Joncțiunile emitorului și ale colectorului sunt străbătute de curenții  $I_{EBO}$  și  $I_{CBO}$ , iar tranzistorul prezintă o rezistență foarte mare;

- regimul activ inversat, când joncțiunea emitorului este polarizată în sens invers, iar cea a colectorului – în sens direct. Acest regim este caracterizat de un coeficient de transfer al curentului foarte mic ( $\beta_I = 0,01 \dots 0,05$ ), efect ce se explică prin eficiența scăzută a joncțiunii colectorului legată cu particularitățile de construcție ale tranzistoarelor (mai ales a celor planare).

Regimurile de saturație și de blocare sunt utilizate în circuite digitale unde semnalul are numai două valori discrete: maximală sau minimală. Regimul activ inversat, de asemenea, este frecvent folosit în circuite digitale.

## Caracteristicile statice ale tranzistorului

Relațiile dintre tensiunile aplicate la terminale și curenții care circulă prin tranzistor sunt date de ecuațiile Ebers-Moll. Însă aceste ecuații sunt aproximative și pentru caracterizarea mai precisă a tranzistorului în practică se utilizează caracteristicile statice trasate experimental. Cel mai frecvent sunt utilizate două familii de caracteristici: familia caracteristicilor de intrare  $I_1=f(U_1)$  cu

$U_2 = \text{const}$  și familia caracteristicilor de ieșire  $I_2 = f(U_2)$  cu  $I_1 = \text{const}$ .

Deși tranzistorul este un dispozitiv cu trei terminale (borne) el poate fi privit în schemele practice ca un cuadripol activ la care intrarea și ieșirea au o bornă comună. În funcție de electrodul utilizat ca bornă comună, tranzistorul se poate conecta în trei scheme fundamentale: cu baza comună (BC), cu emitorul comun (EC) și cu colectorul comun (CC) după cum este arătat în figura 5.3.

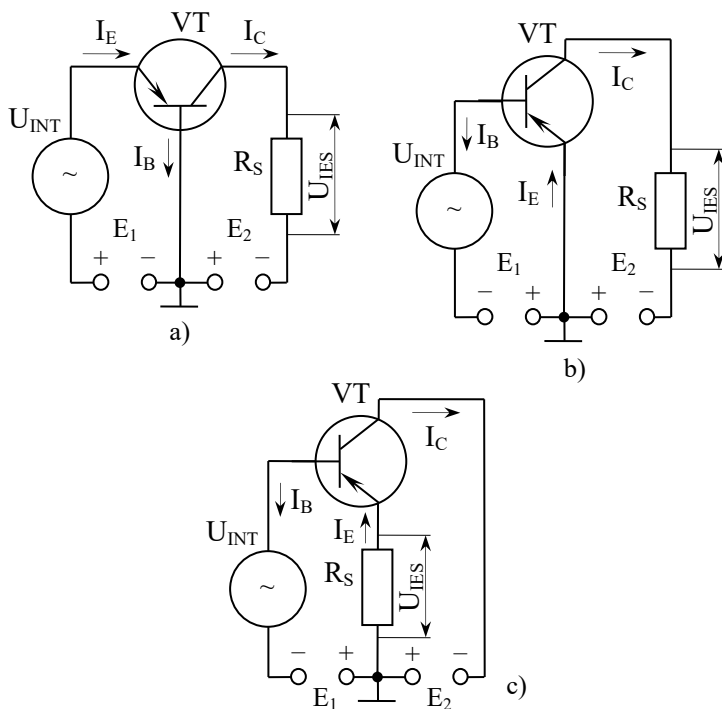


Fig. 5.3. Schemele fundamentale de conectare a tranzistorului bipolar:

- a) cu baza comună (BC)
- b) cu emitorul comun (EC)
- c) cu colectorul comun (CC)

## Caracteristicile statice în conexiune BC

Schema pentru trasarea experimentală a caracteristicilor statice ale unui tranzistor  $p-n-p$  în conexiune BC este arătată în figura 5.4.

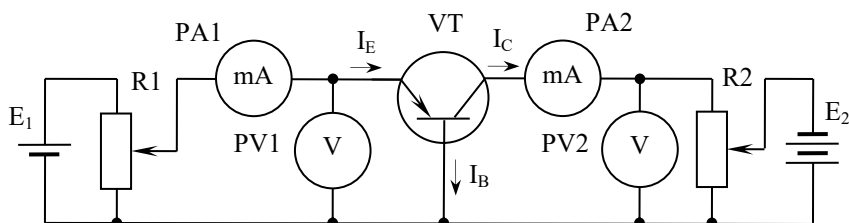


Fig. 5.4. Schema electrică pentru trasarea experimentală a caracteristicilor statice a tranzistorului bipolar în conexiunea BC

Caracteristicile de intrare sunt neliniare, reflectând variația exponențială a curentului de emitor cu tensiunea emitor-bază, corespunzătoare relației:

$$I_E = I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{qU_{EB}}{kT}\right) = I_{ES} \cdot \left(\frac{U_{EB}}{\varphi_T}\right), \quad (5.4)$$

în care:

$I_{ES}$  este curentul de saturație al joncțiunii (sau curentul termic);

$q$  – sarcina electronului;

$k$  – constanta lui Boltzmann;

$T$  – temperatura absolută;

$\varphi_T = \frac{kT}{q}$  - coeficientul termic ( $\varphi_T \approx 25mV$  la  $T = 300K$ ).

Caracteristicile sunt diferite pentru diverse valori ale tensiunii de ieșire  $U_{CB}$ , însă influența tensiunii de ieșire asupra celei de intrare este foarte mică (fig. 5.5).

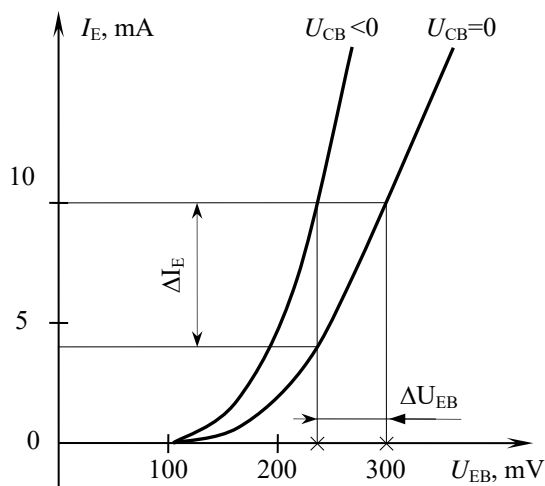


Fig. 5.5. Caracteristicile de intrare ale tranzistorului în conexiune BC

Cu ajutorul caracteristicilor statice de intrare pot fi determinați parametrii semnalelor mici  $h_{11B}$  și  $h_{12B}$ .

$$h_{11B} = \left. \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} \right|_{U_{CB}=const}, \quad (5.5)$$

$$h_{12B} = \left. \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{CB}} \right|_{I_E=const} = \frac{\Delta U_{EB}}{U_{CB1} - U_{CB2}}. \quad (5.6)$$

Parametrul  $h_{11B}$  reprezintă rezistența de intrare a tranzistorului în conexiune BC în regim de scurtcircuitare la ieșire.

Parametrul  $h_{12B}$  reprezintă factorul invers de amplificare în tensiune (factorul de reacție în tensiune) în regim de funcționare în gol la intrare.

Familia caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului în conexiune cu bază comună este reprezentată în figura 5.6.

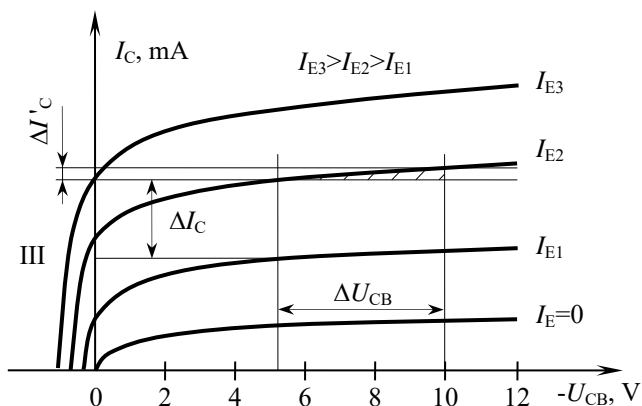


Fig. 5.6. Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului bipolar în conexiune BC

Caracteristica pentru  $I_E=0$  corespunde curentului invers de saturație  $I_C=I_{CB0}$  format de sursa de alimentare  $E_C$  cu originea în punctul zero. Celelalte caracteristici ( $I_E \neq 0$ ) se supun ecuației (5.1), de aceea la  $U_{CB}=0$  curentul colectorului are o valoare proporțională cu curentul emitorului. Pentru a readuce la zero curentul de colector este necesară aplicarea unei tensiuni directe pe jonțiunea colector-bază; fluxul de goluri injectate din colector în bază se opune fluxului de goluri injectate din emitor în bază, astfel se ajunge la situația când curentul  $I_C$  devine egal cu zero.

Din caracteristicile statice de ieșire se determină parametrii semnalelor mici  $h_{21B}$  și  $h_{22B}$ .

$$h_{21B} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{U_{CB}=\text{const}} , \quad (5.7)$$

$$h_{22B} = \left. \frac{\Delta I'_C}{\Delta U_{CB}} \right|_{I_E=\text{const}} . \quad (5.8)$$

Parametrul  $h_{21B}$  reprezintă factorul de transfer al curentului tranzistorului bipolar în conexiune BC la regimul de scurtcircuitare la ieșire. Deseori acest parametru se notează  $\alpha$ .

Parametrul  $h_{22B}$  reprezintă admitanța de ieșire a tranzistorului în conexiune BC la regimul de funcționare în gol în circuitul de intrare.



În planul acestor caracteristici se pot separa trei regiuni ce corespund diferitor regimuri de funcționare ale tranzistorului.

*Regiunea activă* (I) de funcționare a tranzistorului ca amplificator, în care curentul colectorului este slab influențat de tensiunea  $U_{CB}$ , fiind aproximativ egal cu curentul  $I_E$ . Totuși se distinge o creștere a curentului  $I_C$  datorită sporirii gradientului de concentrație a gurilor în bază și a micșorării lărgimii efective a bazei sub influența tensiunii  $U_{CB}$  (efect Early). *Regiunea de blocare* (II) corespunde unui spațiu mic cuprins între curba  $I_E=0$  și abscisă. Acestei regiuni îi corespunde un curent al colectorului foarte mic  $I_C=I_{CB0}$  și tranzistorul practic nu conduce curent. *Regiunea de saturație* (III) este situată în cadranul IV la  $U_{CE} \geq 0$  și  $I_C \neq 0$  și se caracterizează prin faptul că ambele joncțiuni sunt polarizate direct.

### Caracteristicile statice în conexiune EC

Schema pentru trasarea experimentală a caracteristicilor statice este arătată în figura 5.7

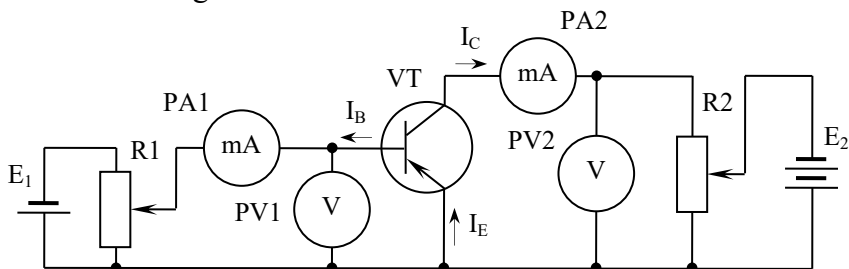


Fig. 5.7. Schema de trasare experimentală a caracteristicilor statice ale tranzistorului bipolar în conexiunea EC

Caracteristica de intrare  $I_B=f(U_{BE})$  în cazul când  $U_{CE}=0$  cu originea în punctul zero se supune legii exponențiale ca orice caracteristică a joncțiunii  $p-n$ , polarizată în sens direct. Dacă  $U_{CE} < 0$ , iar  $U_{BE}=0$  curentul de bază  $I_B = -I_{CB0}$  după cum rezultă din (5.2); dând valori crescătoare negative lui  $U_{BE}$ , valoarea curentului  $I_B$  mai întâi tinde la zero, apoi prezintă o creștere exponențială obișnuită (fig. 5.8).

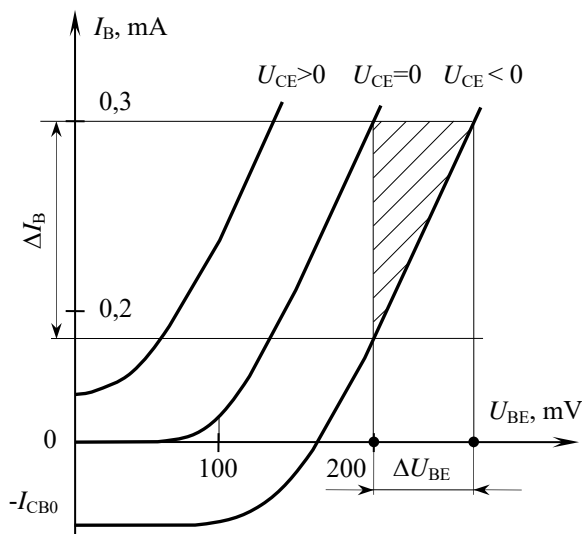


Fig. 5.8. Caracteristicile de intrare ale tranzistorului bipolar în conexiune EC

Din caracteristicile statice de intrare se determină parametrii semnalelor mici  $h_{11E}$  și  $h_{12E}$ :

$$h_{11E} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{const}}, \quad (5.9)$$

$$h_{12E} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B=\text{const}}. \quad (5.10)$$

Parametrul  $h_{11E}$  reprezintă rezistența de intrare a tranzistorului bipolar în conexiune EC când se asigură regimul de scurtcircuitare la ieșirea acestuia.

Parametrul  $h_{12E}$  reprezintă factorul invers de amplificare în tensiune al tranzistorului în conexiune EC când baza este în gol (funcționarea în gol la intrare). Caracteristicile statice de ieșire ale tranzistorului bipolar în conexiune EC au forma arătată în figura 5.9.

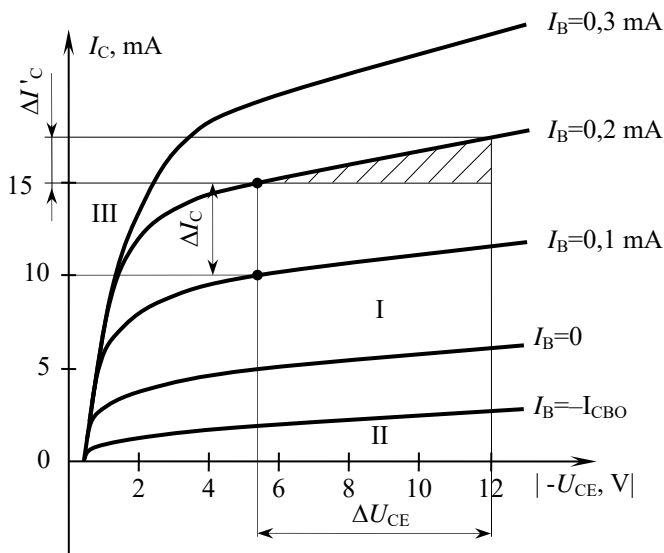


Fig. 5.9. Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului bipolar în conexiune *EC*

Regimului activ îi corespunde regiunea (I) unde caracteristicile sunt drepte paralele, având panta mai mare decât la conexiunea *BC*.

Creșterea bruscă a curentului la începutul caracteristicilor se explică din figura 5.10:

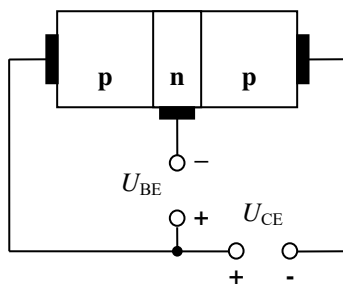


Fig. 5.10. Tensiunile aplicate la bornele tranzistorului bipolar

Tensiunea aplicată la joncțiunea colectorului se determină:

$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE}. \quad (5.11)$$

Atâta timp cât  $|U_{CE}| < |U_{BE}|$ , joncțiunea colectorului este polarizată direct, de aceea panta caracteristicilor statice este mare. Pe porțiunea de caracteristică unde  $|U_{CE}| > |U_{BE}|$  panta scade, iar caracteristicile capătă o formă liniară. Se cere menționat că, caracteristicile de ieșire nu trec prin origine, ci sunt deplasate spre dreapta pe axa tensiunilor cu valori cuprinse între 0,005...0,05 V.

Regiunea de saturație (III) este situată în primul cadran și intervine când  $|U_{CE}| \leq |U_{BE}|$ , astfel ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt polarizate direct. Aceasta contribuie la creșterea importantă a curentului în bază și diminuarea curenților  $I_E$  și  $I_C$ .

Regiunea de blocare (II) este cuprinsă între caracteristica corespunzătoare curentului  $I_B = -I_{CB0}$  și abscisă.

Cu ajutorul caracteristicilor de ieșire se determină parametrii semnalelor mici de ieșire  $h_{21E}$  și  $h_{22E}$ :

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} |_{U_{CE}=\text{const}}, \quad (5.12)$$

$$h_{22E} = \frac{\Delta I'_C}{\Delta U_{CE}} |_{I_B=\text{const}}. \quad (5.13)$$

Parametrul  $h_{21E}$  reprezintă factorul de transfer al curentului (de amplificare) tranzistorului în conexiune *EC*, când colectorul este scurtcircuitat.

Parametrul  $h_{22E}$  reprezintă admitanța de ieșire a tranzistorului în conexiune *EC*, când baza este în gol.

### Ordinea efectuării lucrării

1. Se ia cunoștință vizual de macheta lucrării și de dispozitivele de măsurat.

2. Se assemblează montajul schemei *BC* folosind conductoarele de legătură în conformitate cu schema de pe machetea. Sursa de alimentare electrică se conectează în ultimul rând numai cu permisiunea asistentului. Manetele de reglaj ale potențiometrelor  $R_1$

și  $R_2$  se vor instala în poziția extremă din stânga (rezistența maximală).

3. Se măsoară curentul de intrare al tranzistorului în dependență de tensiunea respectivă  $I_E=f(U_{EB})$ :

a) pentru cazul  $U_{CB}=0$ . În circuitul de intrare, conform schemei, se conectează miliampermetrul din partea stângă a tranzistorului "A" (limita de măsurare 200 mA) și voltmetrul din partea stângă a tranzistorului "V" (limita de măsurare 2 V) și sursa de alimentare electrică  $E_1$ . Miliampermetrul se conectează din partea dreaptă a tranzistorului "A" (limita de măsurare 200 mA), voltmetrul din partea dreaptă a tranzistorului "V" (limita de măsurare 20 V) și sursa de alimentare electrică  $E_2$ . Se reglează tensiunea  $U_{EB}$  de la 0 până la 300 mV conform tabelului 5.1 și se măsoară intensitatea curentului  $I_E$ . Datele experimentale pentru ridicarea caracteristicilor de intrare ale tranzistorului bipolar în conexiune BC se introduc în tabelul 5.1;

b) pentru cazul  $U_{CB} = -5$  V, de la sursa stabilizată la bornele de ieșire  $E_2$  ale circuitului se aplică tensiunea  $-5$  V.

Se măsoară dependența curentului  $I_E$  de tensiunea  $U_{EB}$  conform indicațiilor din punctul a). Datele experimentale pentru ridicarea caracteristicilor de ieșire în cazul  $U_{CB} = -5$  V ale tranzistorului bipolar în conexiune BC se introduc în tabelul 5.1.

**Tabelul 5.1**

$U_{EB}, \text{ mV}$		20	40	60	80	100	120	140	160	200	250	300
$I_E, \text{ mA}$	$U_{CB}=0 \text{ V}$											
	$U_{CB}=-5 \text{ V}$											

4. Se măsoară curentul în circuitul de ieșire al tranzistorului în dependență de tensiunea respectivă  $I_C=f(U_{CB})$  pentru două valori ale curentului emitorului: 5 și 10 mA. Cu ajutorul potențiometrului  $R_1$  se stabilește curentul  $I_E=5$  mA și tot timpul se menține constant. Tensiunea la ieșire se variază de la 0 până la 14 V și se măsoară

intensitatea curentului  $I_C$ . Datele experimentale pentru ridicarea caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului bipolar în conexiune  $BC$  se introduc în tabelul 5.2. Măsurările se repetă pentru  $I_E=10\text{ mA}$  și datele se introduc în tabelul 5.2.

**Tabelul 5.2**

$U_{CB}, \text{V}$		0	2	4	6	8	10	12	14
$I_C,$ mA	$I_E=$ 5 mA								
	$I_E=$ 10 mA								

La schema cu emitorul comun se măsoară curenții  $I_B=f(U_{BE})$  și  $I_C=f(U_{CE})$  conform cerințelor expuse în tabelele 5.3 și 5.4. Metodica măsurărilor este analogică celei expuse pentru schema  $BC$ . Datele experimentale pentru ridicarea caracteristicilor de intrare și ieșire ale tranzistorului bipolar în conexiune  $EC$  se introduc în tabelele 5.3 și 5.4.

**Tabelul 5.3**

$U_{BE}, \text{V}$		20	40	60	80	100	120	140	160	200	240	280
$I_B,$ mA	$U_{CE}=$ 0 V											
	$U_{CE}=$ -5 V											

**Tabelul 5.4**

$U_{CE}, \text{V}$		0	0,5	1	1,5	2	3	4	6	8	10	12
$I_C,$ mA	$I_B=$ 100 $\mu\text{A}$											
	$I_B=$ 200 $\mu\text{A}$											

5. Se ridică caracteristicile statice de intrare și de ieșire ale tranzistorului folosind datele din tabelele 5.1 – 5.4.

6. Din caracteristicile statice se determină parametrii  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$  și  $h_{22}$ , pentru ambele scheme.

7. Luând ca bază parametrii  $h_B$  se calculează parametrii  $h_E$  și se compară cu cei obținuți din experiment și cu cei din catalog.

$$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{1 + h_{21B}}; h_{12E} = \frac{h_{11B} \cdot h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B}; h_{21E} = -\frac{h_{21B}}{1 + h_{21B}}; h_{22E} = \frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}};$$

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

**Atenție!** Se va ține cont că parametrul  $h_{21B} = \alpha$  are semnul „-”.

### Conținutul raportului

1. Schema montajului experimental cu respectarea tuturor cerințelor SUDC.

2. Tabelele cu datele experimentale.

3. Caracteristicile statice de intrare și ieșire ale tranzistorului în conexiune  $BC$  și  $EC$ .

4. Valorile parametrilor  $h$  determinate din caracteristicile statice și calculate după formulele corespunzătoare.

5. Concluzii referitor la rezultatele obținute.

### Întrebări de control

1. Ce moduri de conexiune ale tranzistorului bipolar cunoașteți? Desenați schemele acestor conexiuni și explicați particularitățile lor.

2. Cum arată caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar în conexiunile  $BC$  și  $EC$ ?

3. Cum se determină parametrii  $h$  din caracteristicile statice?

4. Care este principiul de clasificare și codificare al tranzistorului bipolar? Explicați construcția tranzistorului și principiul de funcționare.

5. Ce curenți circulă în tranzistor și care sunt corelațiile între curenți?

6. Explicați caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar în conexiunea  $BC$ .

7. Desenați schema echivalentă a tranzistorului bipolar pentru componenta alternativă în parametrii  $h$ .

8. Ce regimuri de funcționare a tranzistorului bipolar cunoașteți? Arătați pe caracteristicile statice domeniile ce corespund acestor regimuri.



## **Bibliografie**

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
3. O. Lupan, T. Melnic. Electronics. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
4. T. Melnic, O. Lupan, P. Metlinschii. Электроника. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2010.
5. V. Croitoru, E. Sofron, H. N. Teodorescu. Componente şi circuite electronice: Lucrări practice /– Bucureşti: Ed. didactică şi pedagogică, 1993.
6. G. Vasilescu. Electronica. Cahul. 1993.
7. D.D. Sandu. Dispozitive şi circuite electronice. – Bucureşti: Editura didactică şi pedagogică, 1975. P. 57 – 74.
8. P. Constantin, V. Buzuloiu s.a. Electronica industrială. - Bucureşti: Editura didactică şi pedagogică, 1980. P. 22-32.
9. И.П. Жеребцов. Основы Электроники. Л: Энергоатомиздат, 1985, С. 73 – 87.
10. Б.С. Гершунский. Основы электроники и микроэлектроники. – К.: Выща шк., 1989. С. 112 – 140.
11. В.Ю. Лавриненко. Справочник по полупроводниковых приборам. – К.: Техника, 1984. – 424 с.
12. Негрескул В.В. Электроника. Лабораторный практикум. Часть 1. – Кишинэу: ТУМ, 2000, С. 29-53.
13. Бобровников Л. З. Электроника: Учебник для вузов. 5-е изд., перераб. и доп. Издательский дом "Питер", 2004.
14. Горбачёв Г.Н. Промышленная электроника: Учебник для вузов/Под ред. В. А. Лабунцова. — М.: Энергоатом- издат, 1988.
15. Забродин Ю.С. Промышленная электроника Учебник для вузов. — Москва: Высшая школа, 1982 — 496 с.
16. (D. Dascalu, M. Profirescu, A. Rusu, I. Costea) Dispozitive şi circuite electronice - Editura: Didactica si Pedagogica, 1982.

## Lucrarea de laborator nr. 6

### Studierea etajelor amplificatoare cu tranzistoare

**Scopul lucrării:** a studia funcționarea etajelor amplificatoare de tensiune de bandă largă, în cuplaj  $RC$ , echipate cu tranzistoare bipolare în conexiune  $EC$ ,  $BC$  și  $CC$  fără reacție și în conexiune  $EC$  cu reacție negativă de curent. A ridica caracteristicile de amplitudine și de frecvență pentru toate montajele și cazurile studiate.

### Noțiuni teoretice generale

Se numește **amplificator electronic** un circuit electronic ce transformă semnalul de mică putere, aplicat la intrare, într-un semnal de ieșire cu puterea, tensiunea sau curentul mult mai mare, având aceeași formă de variație în timp cu semnalul de excitație.

Dispozitivul amplificator de obicei este echipat cu element amplificator, circuite de intrare și ieșire, elemente pasive și sursă de alimentare electrică. Tranzistoarele în circuitele electronice se consideră dispozitive active, în sensul că pot comanda puterea absorbită de la sursele de alimentare ca răspuns la acțiunea semnalului de excitație (intrare) asigurând sarcinii utile o putere mai mare decât cea debitată de sursa de semnal.

Prin **elementele pasive** înțelegem bobinele, condensatoarele și rezistoarele de rezistență pozitivă care nu pot asigura amplificarea de putere, ba chiar primele două pot înmagazina energie, restituind numai o parte din aceasta datorită pierderilor interioare. De menționat că și tranzistoarele, în procesul amplificării, disipă o parte din puterea absorbită de la sursele de alimentare, în general, de la surse de curent continuu.

În fig. 6.1. dispozitivul amplificator este reprezentat prin cuadripoli activi la bornele de intrare a cărora (1, 2) se conectează sursa de excitație care poate fi o sursă de tensiune  $E_g$  cu rezistența interioară  $R_g$  pentru amplificatorul de tensiune (a) sau o sursă de curent  $I_g$  cu rezistența  $R_g$  pentru amplificatorul de curent (b). La bornele 3, 4 se conectează sarcina care disipă puterea de la amplificator și care poate avea un caracter activ sau complex.

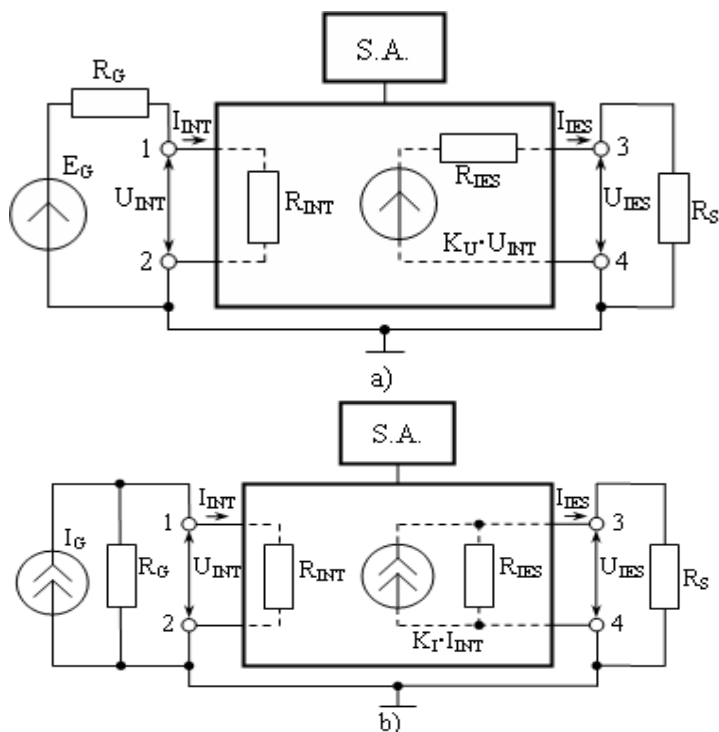


Fig. 6.1. Schemele de ansamblu ale amplificatoarelor:

- a) cu sursă de tensiune la intrare;
- b) cu sursă de curent la intrare

La intrarea și ieșirea elementului amplificator sunt prezente impedanțele de intrare ( $R_{int}$ ) și de ieșire ( $R_{ies}$ ) care determină transferul de semnal de la sursa de excitație la amplificator și respectiv de la amplificator la sarcină. De asemenea, la ieșirile elementelor amplificatoare sunt indicate sursele de tensiune  $K_u \cdot U_{int}$  și  $K_i \cdot I_{int}$ , care reflectă proprietățile de amplificare ale amplificatoarelor.

**Factorul de amplificare.** Una din mărimile importante ale amplificatorului este factorul de amplificare - raportul dintre componenta variabilă a semnalului din sarcină (răspunsului) și componenta variabilă a semnalului de intrare (excitației).

Se consideră că excitația și răspunsul sunt semnale alternative sinusoidale. Vom defini următoarele tipuri de amplificări:

- amplificare în tensiune:

$$K_u = \frac{U_{ieș}}{U_{int}} = \frac{U_{ieș} \cdot e^{j\varphi_{ieș}}}{U_{int} \cdot e^{j\varphi_{int}}} = K_u \cdot e^{j\varphi}; \quad (6.1)$$

- amplificare în curent:

$$K_i = \frac{I_{ieș}}{I_{int}} = \frac{I_{ieș} \cdot e^{j\varphi_{ieș}}}{I_{int} \cdot e^{j\varphi_{int}}} = K_i \cdot e^{j\varphi}; \quad (6.2)$$

- amplificare în putere:

$$K_p = \frac{P_{ieș}}{P_{int}}; \quad (6.3)$$

- amplificare transimpedanță

$$K_R = \frac{U_{ieș}}{I_{int}} = \frac{U_{ieș} \cdot e^{j\varphi_{ieș}}}{I_{int} \cdot e^{j\varphi_{int}}} = K_R \cdot e^{j\varphi}; \quad (6.4)$$

- amplificare transadmitanță

$$K_y = \frac{I_{ieș}}{U_{int}} = \frac{I_{ieș} \cdot e^{j\varphi_{ieș}}}{U_{int} \cdot e^{j\varphi_{int}}} = K_y \cdot e^{j\varphi}. \quad (6.5)$$

Indicii  $\varphi_{ieș}$  și  $\varphi_{int}$  se referă la fazele semnalelor de ieșire și de intrare, iar  $\varphi$  este diferența dintre aceste faze. Prin urmare, între răspuns și excitație există un defazaj (vezi expresiile 6.1, 6.2, 6.4, 6.5) de aceea amplificările corespunzătoare sunt în general complexe. Puterile  $P_{ieș}$  și  $P_{int}$  sunt puterile active în sarcină și la intrare, prin urmare, amplificarea în putere este totdeauna un număr real pozitiv.

Amplificarea transimpedanță se măsoară în aceleași unități ca orice impedanță, iar amplificarea transadmitanță se măsoară în aceleași unități ca orice admitanță. Celelalte trei amplificări sunt mărimi adimensionale.

Dat fiind că răspunsul organelor de simț ale omului, inclusiv urechea, depinde neliniar de excitație (legea Weber - Fechner), este oportună exprimarea factorilor de amplificare în unități logaritmice.

Pentru exprimarea logaritmică a amplificărilor se utilizează ca unitate de măsură decibelul ( $dB$ ). Considerând coeficienții de amplificare în modul ( $K = |K|$ ), vom nota:

$$K_u(dB) = 20 \lg K_u; \quad (6.6)$$

$$K_i(dB) = 20 \lg K_i; \quad (6.7)$$

$$K_R(dB) = 20 \lg K_R; \quad (6.8)$$

$$K_y(dB) = 20 \lg K_y; \quad (6.9)$$

$$K_p(dB) = 10 \lg K_p. \quad (6.10)$$

În cazul folosirii logaritmilor naturali, unitățile de amplificare se vor numi **neperi** ( $N_p$ ):

$$K_U(N_p) = \ln K_U; \quad (6.11)$$

$$K_I(N_p) = \ln K_I; \quad (6.12)$$

$$K_R(N_p) = \ln K_R; \quad (6.13)$$

$$K_Y(N_p) = \ln K_Y; \quad (6.14)$$

$$K_P(N_p) = 0,5 \ln K_P. \quad (6.15)$$

**Distorsiuni.** În amplificatoarele reale forma semnalului de ieșire este diferită de cea a semnalului de intrare, această schimbare de formă **se numește distorsiune**. Schimbarea formei corespunde unei modificări a compoziției spectrale a semnalului. Există două tipuri principale de distorsiuni: **lineare și neliniare**.

*Distorsiunile lineare* sunt determinate de variația modulului coeficientului de amplificare în dependență de frecvență și de variația fazei cu frecvența. Apariția acestor distorsiuni sunt legate de prezența elementelor reactive în circuit.

*Distorsiunile neliniare* sunt determinate de neliniaritatea caracteristicilor statice ale tranzistoarelor. Neliniaritatea de obicei are o importanță esențială la semnale de amplitudine mare. Distorsiunile neliniare duc la apariția în componența semnalului de ieșire a semnalelor de armonici superioare.

Aceste distorsiuni pot fi apreciate cu ajutorul coeficientului de distorsiuni neliniare  $K_d$ , definit de relația:

$$K_d = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}{I_1^2}}, \quad (6.16)$$

în care:  $n$  – numărul de ordine al armonicii superioare respective;  
 $P_1$ ,  $U_1$ ,  $I_1$  – puterea, tensiunea și curentul corespunzătoare  
armonicii fundamentale.

**Caracteristica de amplitudine (de transfer).** Caracteristica de transfer reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare la o frecvență constantă (fig. 6.2a). În intervalul de semnale uzuale de intrare de la  $U_{\text{int.min}}$  până la  $U_{\text{int.max}}$  caracteristica conține o porțiune liniară numită gamă dinamică:

$$D[\text{dB}] = 20 \lg \left( \frac{U_{\text{int.max}}}{U_{\text{int.min}}} \right). \quad (6.17)$$

Valoarea  $U_{\text{int.max}}$  este limitată de distorsiunile nelineare ce se datorează nelinearității caracteristicilor statice ale tranzistorului, iar  $U_{\text{int.min}}$  este limitată de zgomot. La amplificatoarele de bună calitate  $D_{[\text{dB}]} = 60 \dots 65 \text{ dB}$ .

**Caracteristica de frecvență** a amplificatorului reprezintă variația cu frecvență a modulului factorului maximal de amplificare. Caracteristica ideală ar reprezenta o dreaptă, paralelă cu axa *absciselor* și distanțată la o înălțime egală cu modulul factorului de amplificare (linia întreruptă (în fig. 6.2b)). La un amplificator real, în zona frecvențelor medii, factorul de amplificare  $K_0$  rămâne practic constant. Frecvența limită inferioară se numește frecvența la care factorul de amplificare scade la  $0,707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$  sau cu 3 decibeli din

valoarea sa la frecvențe medii. Analogic se definește și frecvența limită superioară  $f_{\text{max}}$ . Aceste valori corespund unei reduceri a puterii semnalului debitat la ieșire la 50% din puterea pe care o poate debita amplificatorul la frecvențe medii. Intervalul de frecvențe cuprins între  $f_{\text{max}}$  și  $f_{\text{min}}$  reprezintă banda de frecvențe de trecere a amplificatorului.

Reducerea factorului de amplificare la frecvențe joase este cauzată de elementele reactive, prezente în schemă, iar reducerea la

frecvențe înalte – de capacitățile parazite ale tranzistorului și a sarcinii, precum și de dependența factorului de amplificare al tranzistorului  $\beta$  de frecvență. La frecvențe joase și înalte armonicile ce se conțin în semnalul de intrare nu se amplifică deopotrivă și, la ieșire, semnalul este deformat. Deformarea semnalului de ieșire se manifestă prin factorul de distorsiuni lineare la frecvențele corespunzătoare.

$$M_j = \frac{K_0}{K_j} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j \tau_j)^2}} ; \quad (6.18)$$

$$M_s = \frac{K_0}{K_s} = \sqrt{1 + (\omega_s \tau_s)^2} ; \quad (6.19)$$

în care:  $M_j, M_s$  – factorii de distorsiuni la frecvențe joase și înalte;  
 $\omega_j, \omega_s$  – frecvența circulară la care se apreciază factorul de distorsiuni lineare;

$\tau_j, \tau_s$  – constanta de timp a amplificatorului la frecvențe joase și înalte.

**Caracteristica de fază** reprezintă dependența unghiului de decalaj  $\varphi$  dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare la variația frecvenței (fig. 6.2c). Valorile pozitive ale unghiului  $\varphi$  corespund depășirii, iar valorile negative – întârzierii semnalului de ieșire față de cel de intrare. În cazuri extreme ( $f \rightarrow 0$  și  $f \rightarrow \infty$ ), decalajul de fază tinde spre  $+\pi/2$  și  $-\pi/2$ . Vom menționa că prin unghiul de decalaj  $\varphi$  se subînțelege unghiul cauzat de elementele reactive ale amplificatorului (inductanțe, capacități) și nu se ia în considerare unghiul introdus de tranzistor în conexiunea *EC* care este egal cu  $180^\circ$ . În cazul când unghiul  $\varphi$  ar fi proporțional cu frecvența, fiecare din armonicile semnalului complex ar obține același defazaj, iar semnalul integral s-ar decala fără să-și distorsioneze forma (linia întreruptă din fig. 6.2c).

**Reacțiile în amplificatoare.** Prin această reacție se subînțelege procesul de transfer al semnalului din circuitul de ieșire al amplificatorului, numit semnal de reacție, în circuitul de intrare. Dacă faza semnalului de ieșire coincide cu faza celui de intrare, reacția se numește pozitivă, în caz contrar, reacția se numește negativă.

Reacția poate fi **artificială**, realizată cu scopul de a influența asupra unor parametri ai amplificatorului, și **parazită**, ce apare în rezultatul influenței spontane a circuitelor de ieșire asupra celor de intrare.

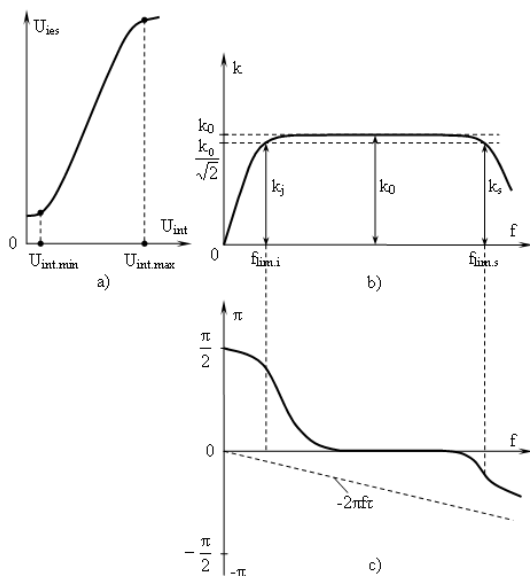


Fig. 6.2. Caracteristicile de bază ale amplificatorului:

- a) caracteristica de transfer;
- b) caracteristica de frecvență;
- c) caracteristica de fază

După modul de transfer al semnalului reacția poate fi reacție în serie, reacție în paralel, reacție în curent, reacție în tensiune, reacție mixtă. Factorii de amplificare ai amplificatoarelor cu reacție în tensiune:

$$K_{u.r.p.} = \frac{K_u}{1 - \beta K_u}; \quad (6.20)$$

$$K_{u.r.n.} = \frac{K_u}{1 + \beta K_u}, \quad (6.21)$$

în care:  $K_{u.r.p.}$ ,  $K_{u.r.n.}$  – factorii de amplificare ai amplificatorului cu reacție pozitivă și respectiv negativă;  $K_u$  – factorul de amplificare al amplificatorului fără reacție;  $\beta$  – factorul de transfer al circuitului de reacție.



Cel mai frecvent în amplificatoare este realizată reacția negativă, care conduce la ameliorarea performanțelor acestora:

a) reacția negativă are un efect favorabil asupra distorsiunilor nelineare, pe care le reduce:

$$K_{d.r.} = \frac{K_d}{1 + \beta K_u}, \quad (6.22)$$

unde:  $K_{d.r.}$ ,  $K_d$  – factorii de distorsiuni nelineare cu reacție negativă și respectiv fără reacție.

b) efectul reacției negative asupra impedenței de intrare și ieșire este determinat de tipul reacției:

$$Z_{int.serie} = Z_{int.} \cdot (1 + \beta K_u); \quad (6.23)$$

$$Z_{int.par.} = Z_{int.} / (1 + \beta K_u); \quad (6.24)$$

$$Z_{ieș.serie} = Z_{ieș.} / (1 + \beta K_u). \quad (6.25)$$

c) devierea factorului de amplificare al sistemului scade în comparație cu devierea acestuia în absența reacției:

$$\frac{dK_{u.r.n.}}{K_{u.r.n.}} = \frac{dK_u}{K_u} \cdot \frac{1}{1 + \beta K_u}. \quad (6.26)$$

La reacția negativă aprofundată, când  $\beta K_u \gg 1$  factorul de amplificare al sistemului nu depinde de performanțele amplificatorului.

$$K_r \approx \frac{1}{\beta}. \quad (6.27)$$

d) reacția negativă influențează asupra gamei de frecvență.

$$f_{lim.i.r.} = f_{lim.i.} / (1 + \beta K_u); \quad (6.28)$$

$$f_{lim.s.r.} = f_{lim.s.} (1 + \beta K_u), \quad (6.29)$$

unde:  $f_{lim.i.r.}$ ,  $f_{lim.s.r.}$  – frecvența limită inferioară și superioară ale amplificatorului cu reacție;

$f_{lim.i.}$ ,  $f_{lim.s.}$  – frecvența limită inferioară și superioară ale amplificatorului fără reacție.

Reacția pozitivă în amplificatoare este folosită mai rar. Conform relației (6.20), dacă se realizează condiția  $\beta K_u = 1$ , factorul de amplificare tinde spre infinit, amplificatorul devine instabil; în circuit apar oscilații spontane chiar și atunci când semnalul la intrare este zero. Reacția pozitivă se folosește la construirea generatoarelor de oscilații de tip RC.

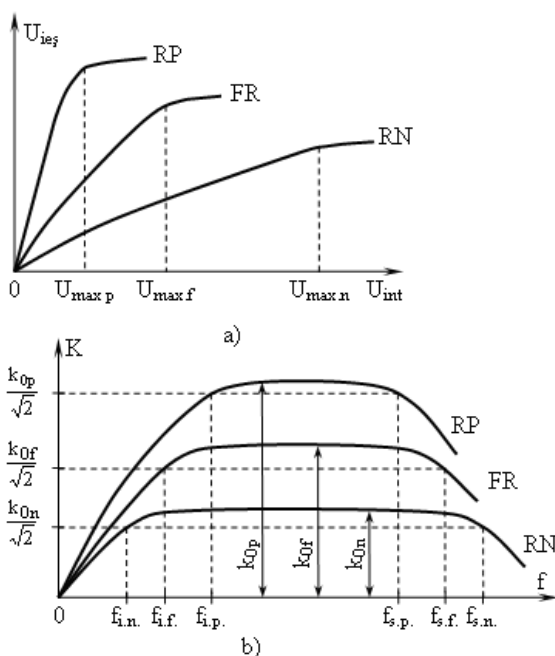


Fig. 6.3. Evoluția caracteristicilor amplificatorului sub influența reacțiilor: a) caracteristicile de transfer; b) caracteristicile de frecvență;  $k_{0p}$ ,  $k_{0f}$ ,  $k_{0n}$  – factorii de amplificare la frecvențe medii ai amplificatorului cu reacție pozitivă, fără reacție și cu reacție negativă

Influența reacțiilor asupra parametrilor de bază ai amplificatorului poate fi demonstrată prin evoluția caracteristicilor de amplitudine și de frecvență, redate în figura 6.3.

### Ordinea efectuării lucrării

1. Se ia cunoștință de macheta lucrării, dispozitivele de măsurare și sursele de alimentare a machetei.

2. Se assemblează montajul circuitului etajului amplificator cu tranzistor bipolar în conexiune cu emitorul comun (EC) conform schemei din fig. 6.4a. Se efectuează măsurările în conformitate cu punctele 3 - 6, mai întâi fără reacție și apoi cu reacție negativă în curent.

3. Se determină rezistența de intrare a etajului amplificator fără reacție (butonul de la condensatorul  $C_E$  conectat) și cu reacție negativă în curent în serie (butonul de la condensatorul  $C_E$  deconectat). Măsurările se efectuează la frecvența standard a semnalului  $f=1000\text{ Hz}$ .

Se conectează ieșirea "CHI" a generatorului de semnal DG1032 la conecțiile  $XS1$  și  $XS0$ , iar la conecțiile  $XS2$  și  $XS0$  – multimetrul digital DM3058E. Se pornește alimentarea dispozitivelor și se apasă la multimetru butoanele "AUTO" și "~V". Se setează la generator cu ajutorul tastaturii tensiunea  $V_{pp}=20\text{ mV}_{pp}$ , frecvența  $1000\text{ Hz}$  și se apasă butonul "Output 1". Treptat se majorează amplitudinea semnalului sinusoidal la ieșirea generatorului până la momentul când multimetrul va indica  $U_{int}=10\text{ mV}$ . Cu ajutorul multimetrului digital DM3058E se măsoară tensiunea generatorului  $E_g$  la jecurile  $XS1$  și  $XS0$  fără a deconecta generatorul. Se determină căderea de tensiune  $E_g - U_{int}$  pe rezistența  $R_g$  și curentul de intrare:

$$I_{int} = \frac{E_g - U_{int}}{R_g}. \quad (6.30)$$

Se calculează rezistența de intrare a etajului amplificator:

$$R_{int} = \frac{U_{int}}{I_{int}} = \frac{U_{int} \cdot R_g}{E_g - U_{int}}. \quad (6.31)$$

Rezistența  $R_{int}$  se calculează pentru două valori ale tensiunii de intrare:  $U_{int1}=10\text{ mV}$  și  $U_{int2}=50\text{ mV}$ . Măsurările pentru  $U_{int2}=50\text{ mV}$  se efectuează similar ca și pentru  $U_{int1}=10\text{ mV}$ .

4. Să se determine rezistența de ieșire a amplificatorului fără reacție negativă la frecvența semnalului  $f=1000\text{ Hz}$  la  $U_{int}=10\text{ mV}$ .

La ieșirea amplificatorului ( $XS4$  și  $XS0$ ) se conectează seria de rezistențe și intrarea multimetrului DM3058E în conformitate cu schema din figura 6.4.

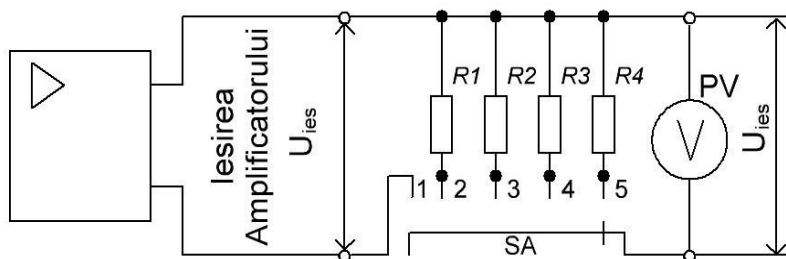


Fig. 6.4. Circuitul pentru determinarea rezistenței de ieșire a amplificatorului

De la generator se aplică tensiunea  $U_{int}$  și se măsoară tensiunea de ieșire în regim de mers în gol  $U_{ieș \text{ m.g.}}$  ( $R_S = \infty$ , deconectat). Se conectează rezistențele  $R_1, R_2, \dots$  consecutiv până când tensiunea de ieșire scade la o valoare:

$$U_{ieș} = \frac{U_{ieș \text{ m.g.}}}{2} \quad (6.32)$$

Rezistența la care s-a obținut acest rezultat este egală cu rezistența de ieșire a amplificatorului  $R_{ieș}$ .

5. Să se măsoare dependența tensiunii de ieșire a etajului amplificator cu EC de tensiunea de intrare la frecvență constantă ( $f=1000 \text{ Hz}$ ). La intrarea etajului amplificator (bornele XS2 și XS0) să se conecteze generatorul DG1032, la ieșirea etajului amplificator să se conecteze multimetrul digital DM3058E cu ajutorul cablurilor de măsurare (roșu și negru). Setând și măsurând la generator valorile tensiunii sinusoidale  $mV_{rms}=U_{int}$ , indicate în tabelele 6.1 și 6.2, să se măsoare, cu ajutorul multimetrului, valorile tensiunii de ieșire respective lor  $U_{ieș}$ .

Datele experimentale se efectuează pentru două cazuri: fără reacție și cu reacție negativă, iar datele se înscriu în tabelele 6.1 și 6.2.

**Notă:** valorile tensiunii  $U_{int}$  vor fi aproape de zero dacă se oprește generatorul de la circuit și se închide intrarea amplificatorului cu un conductor scurt.

6. Să se măsoare dependența factorului de amplificare de frecvența semnalului de intrare  $K=F(f)$  a etajului amplificator cu  $EC$  fără reacție și cu reacție negativă.

La ieșirea etajului amplificator se conectează intrarea "CHI" a oscilatorului (în loc de multimetru), se apasă butonul "AUTO". Se efectuează măsurările menținând la generator și la intrarea amplificatorului (bornele XS2-XS0) valoarea tensiunii semnalului de intrare constantă  $U_{int}=10$  mV la toate frecvențele specificate în tabelul 6.4. Pentru măsurarea tensiunii de ieșire  $U_{ies}$  (V<sub>rms</sub>) cu ajutorul osciloscopului, se efectuează setările necesare. Datele experimentale se înscriu în tabelul 6.4.

7. Punctele 2...5 se repetă pentru etajele amplificatoare în conexiune BC și CC, iar datele se înscriu în tabelele 6.3, 6.4.

**Notă:** la cercetarea caracteristicii de frecvență a etajului amplificator cu BC, de la generator se aplică o tensiune cu frecvența de 1 kHz la intrarea etajului amplificator, în așa mod în care se va instala  $U_{int}=10$  mV. Tensiunea  $U_{int}$  se va măsura cu multimetrul DM3058E. Tensiunea generatorului, setată în procesul măsurării, care poate să depășească considerabil valoarea  $U_{int}$ , nu trebuie modificată.

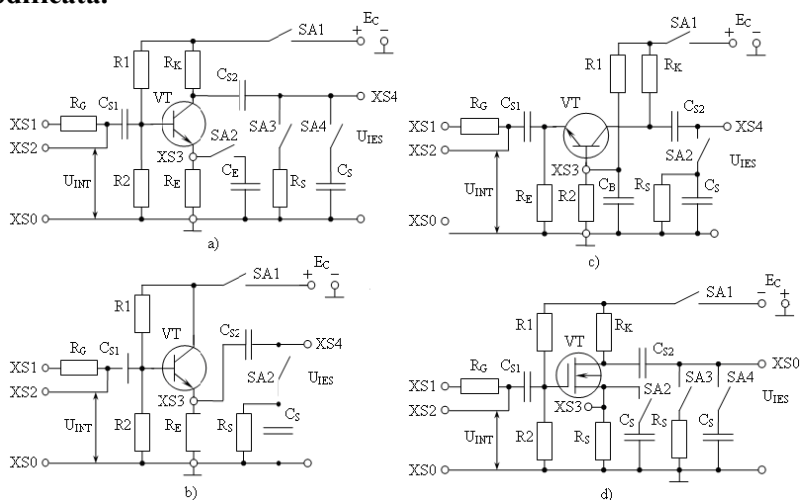


Fig. 6.5. Schemele electrice principale ale etajelor amplificatoare:

a) schema EC; c) schema BC;

b) schema CC; d) schema cu tranzistor unipolar (SC)

**Tabelul 6.1**

$U_{\text{int}}, \text{ mV}$	<b>0</b>	<b>2</b>	<b>5</b>	<b>10</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>40</b>	<b>50</b>	<b>75</b>	<b>100</b>
$U_{\text{ieş}}, \text{ mV}$										

**Tabelul 6.2**

$U_{\text{int}}, \text{ mV}$	<b>0</b>	<b>10</b>	<b>50</b>	<b>100</b>	<b>250</b>	<b>500</b>	<b>800</b>	<b>1000</b>	<b>1300</b>	<b>1500</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2500</b>
$U_{\text{ieş}}, \text{ mV}$													

**Tabelul 6.3**

$U_{\text{int}}, \text{ mV}$		<b>0</b>	<b>2</b>	<b>5</b>	<b>10</b>	<b>20</b>	<b>30</b>	<b>40</b>	<b>50</b>	<b>75</b>	<b>100</b>
$U_{\text{ieş}}, \text{ mV}$	<i>BC</i>										
	<i>EC</i>										

**Tabelul 6.4**

Frecvența $f, \text{ Hz}$		<b>10</b>	<b>60</b>	<b>100</b>	<b>200</b>	<b>400</b>	<b>800</b>	<b><math>10^3</math></b>	<b><math>5 \cdot 10^3</math></b>	<b><math>10^4</math></b>	<b><math>5 \cdot 10^4</math></b>	<b><math>10^5</math></b>	<b><math>2 \cdot 10^5</math></b>	<b><math>5 \cdot 10^5</math></b>	<b><math>10^6</math></b>	<b><math>2 \cdot 10^6</math></b>	<b><math>5 \cdot 10^6</math></b>
<i>E.C. fără reacție</i>	$U_{\text{ieş}, \text{ mV}}$																
	$K_u$																
<i>E.C. eacție negativă</i>	$U_{\text{ieş}, \text{ mV}}$																
	$K_u$																
<i>BC</i>	$U_{\text{ieş}, \text{ mV}}$																
	$K_u$																
<i>CC</i>	$U_{\text{ieş}, \text{ mV}}$																
	$K_u$																
<i>lgf</i>																	

8. Folosind datele din tabele se construiesc caracteristicile de amplitudine și de frecvență pentru fiecare etaj amplificator aparte. Se reprezintă frecvența pe axa absciselor la scară logaritmică lgf.

9. Din caracteristicile de frecvență se determină factorul de amplificare de tensiune la frecvențe medii (unde  $K_u = \text{const}$ ). Se calculează factorii de amplificare în curent și putere:

$$K_i = K_u \frac{R_{\text{int}}}{R_{\text{ies}}}; \quad K_p = K_u \cdot K_i. \quad (6.32)$$

10. Se determină lățimea de bandă  $\Delta f = f_s - f_j$ , pentru fiecare din etajele de amplificare studiate cu condiția  $M_j = M_s = 1.41$ .

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

### Conținutul raportului

1. Denumirea și conținutul raportului.
2. Schemele etajelor experimentale cu respectarea tuturor cerințelor SUDC și standardelor în vigoare.
3. Tabelele cu datele experimentale.
4. Calculele respective.
5. Caracteristicile de amplitudine și de frecvență aparte pentru fiecare tip de amplificator.
6. Concluzii pe tema rezultatelor obținute.

### Întrebări de control

1. Explicați destinația și construcția etajului amplificator și proprietățile acestuia în dependență de modul de conexiune al tranzistorului.
2. Ce reprezintă distorsiunile neliniare și de frecvență în amplificator?
3. Care este forma caracteristicilor de amplitudine și de frecvență la un amplificator de tensiune alternativă?
4. Ce este factorul de amplificare al unui amplificator și cum se exprimă acesta? De ce depinde acest factor?
5. Câte tipuri de reacție în amplificatoare cunoașteți?

6. Cum se realizează reacția negativă în etajul amplificator cu emitorul comun? La ce folosește această reacție?

7. Cum poate fi determinat factorul de amplificare în tensiune din caracteristica de amplitudine?

8. De ce la semnale de intrare relativ mari, caracteristica de amplitudine își pierde caracterul linear?

9. De ce la frecvențe joase și înalte amplificarea scade?

10. Cum se poate lărgi intervalul de frecvență al unui amplificator?

11. Comparați și explicați evoluția parametrilor de bază ai amplificatoarelor cu diferite moduri de conexiune a tranzistorului bipolar.

12. Cum se determină frecvențele limită de jos și de sus ale amplificatorului din caracteristicile de frecvență?

13. Care este conceptul punctului de operare, tensiunii de polarizare?

14. Explicați grafic funcționarea amplificatorului pentru curent alternativ.



## Bibliografie

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
3. O. Lupan, T. Melnic. Electronics. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
4. T. Melnic, O. Lupan, P. Metlinschii. Электроника. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2010.
5. V. Croitoru, E. Sofron, H. N. Teodorescu. Componente şi circuite electronice: Lucrări practice /– Bucureşti: Ed. didactică şi pedagogică, 1993.
6. G. Vasilescu. Electronica – Cahul. 1993 P.176-224.
7. P. Constantin, V. Buzuloiu, ş.a. Electronica industrială – Bucureşti: Editura didactică şi pedagogică, 1975.P.71-88.
8. D.D. Sandu. Dispozitive şi circuite electronice – Bucureşti: Editura didactică şi pedagogică, 1975.P.306-356.
9. Ю. Забродин. Промышленная электроника – М: В.Ш. 1982. С.87-137.
10. Б.С. Гершунский. Основы электроники и микроэлектроники – Киев: В.Ш. С.231-280.
11. В.В. Негрескул. Электроника. Лабораторный практикум. часть 1. – Кишинев: ТУМ С. 71-106.
12. Лачин В.И. Савелов Н.С. Электроника: учебное пособие. Ростов-на-Дону, Феникс, 2001
13. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. Издание второе. М., Лаборатория Базовых Знаний. 2001
14. Остапенко Г. С. Усилительные устройства. - М. : Радио и связь, 1989.
15. E.Simion si a., Electrotehnica, 1993
16. A. Cretu si a., Electrotehnica si masini electrice., 1990.
17. (D. Dascalu, M. Profirescu, A. Rusu, I. Costea) Dispozitive şi circuite electronice - Editura: Didactica si Pedagogica, 1982.

## Lucrarea de laborator nr. 7

### Studierea etajului diferențial de amplificare

**Scopul lucrării:** studierea structurii, principiului de funcționare, parametrilor și caracteristicilor amplificatorului diferențial de curent continuu pe baza tranzistoarelor.

#### Noțiuni teoretice generale

Amplificatorul diferențial (*AD*) este amplificatorul de curent continuu, care are două intrări și amplifică diferența de tensiune aplicată la intrări. Denumirea amplificatorului de curent continuu (*ACC*) nu înseamnă că această schemă poate amplifica doar semnal de curent continuu, frecvența de tăiere a benzii de frecvență se determină de aceiași factori, ca și în amplificatoarele de tensiune alternativă (parametrii tranzistoarelor, capacități de șunt). În *ACC* se utilizează legătura galvanică între sursa de semnal, etaje și sarcină (condensatoarele în această schemă lipsesc). Din acest motiv semnalele de frecvență joasă, infrajoasă și cu frecvența zero se amplifică fără distorsiuni.

Cu toate acestea, conexiunea galvanică creează dificultăți în asigurarea funcționării inițiale a etajelor individuale care nu sunt decuplate de curent continuu și se afectează reciproc. Pe lângă semnalul util, un semnal de perturbații trece și prin *ACC*, ceea ce duce la o modificare a tensiunii de ieșire a *ACC*, neasociată cu o modificare a tensiunii semnalului de intrare.

De sine stătător, independent de semnalul de intrare, o modificare a tensiunii de ieșire a *ACC* (prin urmare și a *AD*) sub influența diverșilor factori de destabilizare (de exemplu, modificarea tensiunii de alimentare, temperatură etc.) se numește **drift zero**. Cantitativ, mărimea derivării se determină de modificarea în timp a nivelului tensiunii de ieșire de la minim la maxim  $U_{dr.ies} = (U_{dr.max} - U_{dr.min})$  la o valoare constantă a semnalului de intrare util. Pentru o evaluare calitativă a *ACC*, se utilizează conceptul de drift zero, adus la intrarea amplificatorului, care este exprimat ca

raportul dintre tensiunea din derivă de ieșire și coeficientului de amplificare în tensiune:  $U_{dr.in}=U_{dr.ies}/K_u$ . Tensiunea minimă a semnalului de intrare, care poate fi amplificată de ACC, trebuie să depășească tensiunea aplicată la intrarea de drift.

ACC de amplificare direct, construite similar cu amplificatoarele de curent alternativ, în care cuplarea capacitivă este înlocuită de cuplaj galvanic, au o componentă constantă a tensiunii de ieșire care nu este suprapusă peste semnalul de intrare (de exemplu, tensiunea colectorului tranzistorului), care trebuie compensată astfel încât tensiunea de ieșire în absența semnalului de intrare să fie egală cu zero. Aceste amplificatoare sunt, de asemenea, caracterizate prin drift zero mare, se utilizează rar datorită stabilității scăzute a parametrilor.

Principalele modalități de reducere a driftului zero a ACC sunt stabilizarea rigidă a tensiunii de alimentare a amplificatorului, utilizarea buclei de reacție negative, utilizarea schemelor și dispozitivelor de balansare.

Dezavantajele menționate mai sus ale ACC au fost reduse semnificativ într-un amplificator diferențial, a cărui schemă principală este construită pe principiul unei punți electrice echilibrate (Fig. 7.1a).

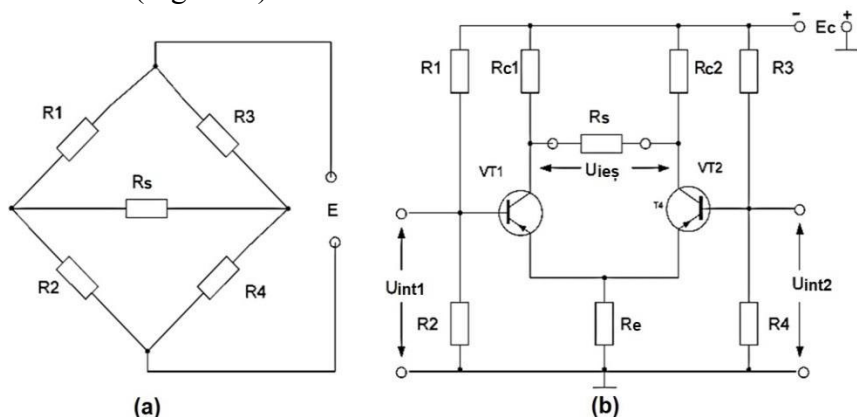


Fig. 7.1. Schema principală:  
a) puntea electrică; b) amplificator paralel-echilibrat

Dacă în circuitul punții la una dintre diagonale se conectează tensiunea sursei de alimentare  $E$ , așa cum se arată în Fig. 7.1a, și se respectă condiția de echilibru a punții  $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$ , atunci în cealaltă diagonală (pe  $R_5$ ) tensiunea va fi zero.

Un amplificator paralel-echilibrat, al cărui circuit este prezentat în fig. 7.1b, reprezintă și o punte cu patru ramuri, ale cărei două ramuri sunt rezistențele interne ale tranzistoarelor  $VT_1$ ,  $VT_2$ , iar celelalte două sunt rezistențele  $R_{C1}$  și  $R_{C2}$ . Sursa de alimentare  $E_C$  este conectată la o diagonală a punții, iar la cealaltă diagonală – rezistența de sarcină externă  $R_S$ . Divizoarele de tensiune  $R_1/R_2$  și  $R_3/R_4$  asigură tensiuni fixe la bazele tranzistoarelor, necesare pentru asigurarea funcționării lor în regim activ. Coeficientul de amplificare al diferenței de tensiune aplicată intrărilor acestui circuit este egal cu coeficientul de amplificare în tensiune al unui singur etaj amplificator cu emitor comun.

Schema de bază a amplificatorului diferențial după structură este de asemenea un circuit de punte paralel-echilibrat (Fig. 7.2).

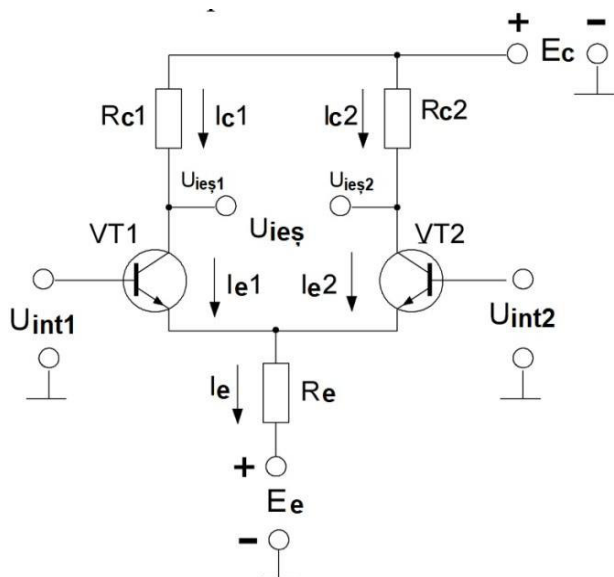


Fig. 7.2. Schema de bază a amplificatorului diferențial

Ramurile punții sunt rezistențele  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  și tranzistoarele  $VT_1$ ,  $VT_2$ . Tensiunea de ieșire se preia de pe diagonala punții (între colectoarele tranzistoarelor sau de pe colectoare). Circuitul este alimentat de la două surse de alimentare  $E_C$  și  $E_E$ , ceea ce permite a conecta surse de semnal la intrările amplificatorului diferențial, conectate cu curent continuu la masă și eliminarea circuitelor suplimentare, care specifică modul de funcționare a tranzistoarelor  $VT_1$ ,  $VT_2$ . Indiferent de prezența sau absența unui semnal de intrare, curentul emitorului  $I_E = I_{E1} + I_{E2}$  este aproape de o valoare constantă. Pentru a îmbunătăți parametrii dinamici, regimul de repaus este asigurat cu o sursă (generator) de curent stabil (*GCS*), care în cazul ideal, așa cum este cunoscut, ar trebui să aibă o rezistență internă infinit de mare. În calitate de generator de curent stabil *GCS*, de obicei, sunt utilizate circuite pe bază de tranzistori, în cel mai simplu caz, funcția *GCS* poate fi realizată de sursa de alimentare  $E_E$ , cu valoarea considerabilă a rezistenței  $R_E$ . În fig. 7.3 este reprezentată schema principală a *AD* cu un *GCS* pe tranzistorul  $VT_3$ , curentul  $I_E$ , care determină suma curenților emitoarelor  $I_{E1}$  și  $I_{E2}$  al tranzistoarelor  $VT_1$  și  $VT_2$ . În circuitul *GCS* se includ rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și sursa de alimentare  $E_E$ . Divizorul de tensiune  $R_1/R_2$  este destinat pentru alimentarea bazei tranzistorului  $VT_3$  cu tensiune fixă.

Tranzistorul  $VT_4$  este conectat în regim de diodă și îndeplinește funcția unui element de stabilizare termică (pentru a mări stabilitatea curentului  $I_E$  în dependență de modificarea temperaturii).

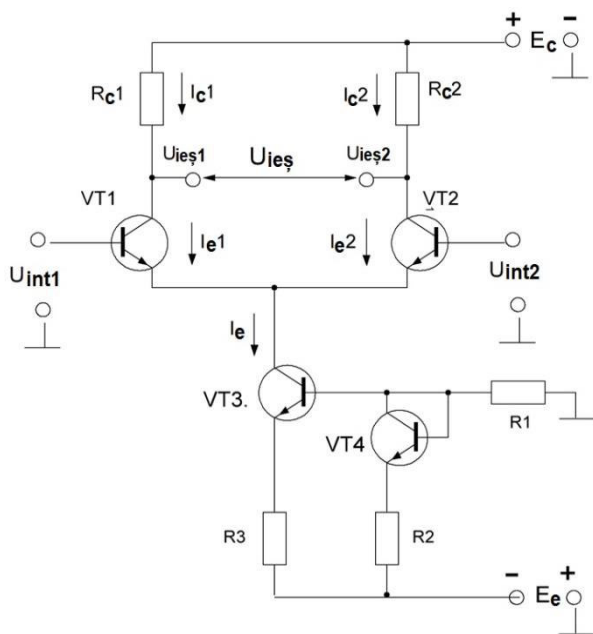


Fig. 7.3. Schema principală a AD cu GCS pe baza tranzistorului VT<sub>3</sub>

În această schemă, următoarele relații sunt valabile pentru curenți și tensiuni:  $I_{E1}=I_{E2}=I_E/2$  (datorită simetriei circuitului),  $I_{E3}\approx I_{E3}=I_{E1}+I_{E2}=I_E$ ,  $U_{BE3}+I_E\cdot R_3=I_1\cdot R_2+U_{BE4}$ , respectiv. Prin urmare, curentul GCS este egal cu  $I_E = \frac{I_1 R_2 + (U_{BE4} - U_{BE3})}{R_3}$ , unde

curentul divizorului este  $I_1 = \frac{E_E - U_{BE4}}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_E}{R_1 + R_2} = const.$

Diferența de tensiune ( $U_{BE4} - U_{BE3}$ ) este mică, deoarece parametrii tuturor tranzistoarelor circuitului AD practic sunt aceiași. Astfel, curentul  $I_E$  se setează folosind rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Stabilizarea  $I_E$  la variațiile de temperatură se realizează datorită compensării termice ( $U_{BE4} - U_{BE3}) \approx 0$  și buclei de reacție negative în curent continuu.

Într-un AD ideal, ramurile de amplificare sunt identice ( $R_{C1}=R_{C2}$ ,  $VT_1$ ,  $VT_2$  au aceiași parametri), iar curentul GCS nu

depinde de acțiunea factorilor destabilizatori. Un semnal egal cu componenta comună a tensiunilor de intrare se numește **semnal de sinfază**  $U_{\text{sinf}}$ . AD ideal elimină complet driftul zero, nu permite trecerea la ieșire a unui semnal sinfaz (de exemplu, un semnal indus parazitar), se evidențiază și amplifică un semnal diferențial slab pe fundalul unei componente sinfaze mari. Maximal de aproape de ideal este un etaj diferențial realizat pe un cristal al circuitului integrat, ale cărui elemente sunt formate într-un singur proces tehnologic cu parametri foarte apropiați.

În regim de repaus al etajului diferențial cu  $U_{\text{int1}}=U_{\text{int2}}=0$  (fig. 7.4), tensiunea de ieșire este  $U_{\text{ieș}}=U_{\text{ieș1}}-U_{\text{ieș2}}=U_{\text{C1}}-U_{\text{C2}}=0$ , prin urmare, simetria circuitului este  $U_{\text{C1}}=U_{\text{C2}}=U_{\text{BAL}}$ . În loc de rezistorul  $R_E$  (sau circuitul GCS), se utilizează denumirea convențională a sursei de curent. Așa cum se arată în figură, în absența semnalelor de intrare, în circuit curg curenții tranzistorilor, cu  $I_{\text{B1}}=I_{\text{B2}}$ ,  $I_{\text{C1}}=I_{\text{C2}}$ ,  $I_{\text{E1}}=I_{\text{E2}}$ ,  $I_{\text{E1}}+I_{\text{E2}}=I_E$ . Tranzistoarele se află în regim activ.

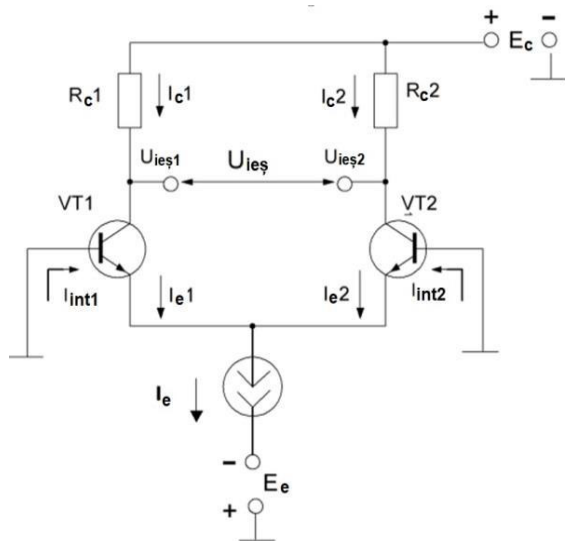


Fig. 7.4. Cascadă diferențială cu  $U_{\text{IN1}}=U_{\text{IN2}}=0$  (regimul de repaus)

În regim de amplificare a semnalului egal cu diferența de tensiune între intrările AD se numește diferențial ( $U_{\text{int}}=U_{\text{int1}} - U_{\text{int2}}$ ).

Semnalul diferențial este dat în trei moduri:

- prin alimentarea unei tensiuni  $U_{int}$  la una dintre intrări, când a doua intrare e conectată la pământ (Fig. 7.5a);
- prin alimentarea a două tensiuni  $U_{int1}$  și  $U_{int2}$  la ambele intrări ale etajului (Fig. 7.5b);
- prin alimentarea unei tensiuni  $U_{int}$  aplicate la ambele intrări.

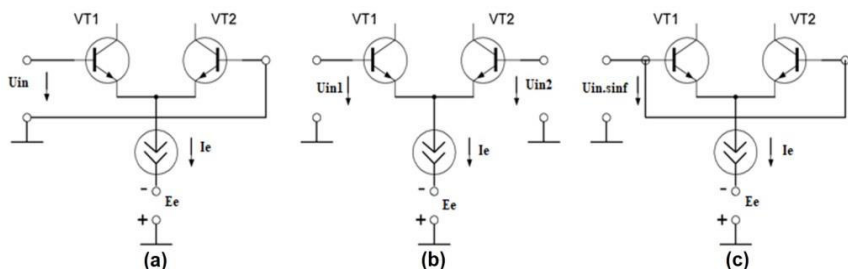


Figura 7.5. Fragmente din schema EAD care ilustrează metodele de aplicare a semnalului de intrare

Metoda de aplicare a unui semnal de sinfază este prezentată în fig. 7.5c. Dacă la bazele tranzistoarelor se vor aplica aceleași semnale („sinfaze”)  $U_{int1}=U_{int2}$ , atunci tranzistoarele vor fi deschise în aceeași măsură și potențialele colectoarelor vor fi egale, iar semnalul de ieșire va fi egal cu zero. Acest rezultat este obținut pentru orice valoare a semnalelor sinfaze. Cu toate acestea, dacă există o diferență între semnalele  $U_{int1}$  și  $U_{int2}$  („semnal diferențial”), atunci tranzistoarele vor fi în condiții diferite și diferența de potențial a colectoarelor va deveni diferită de zero.

În caz general, la intrarea AD simultan acționează componentele semnalului diferențial și de sinfază, care la ieșirea amplificatorului corespunde semnalului util (diferențial) amplificat și un semnal nesemnificativ de eroare sinfază.

În fig. 7.6a este reprezentată schema etajului diferențial și diagrama de potențial a acestuia (fig. 7.6b) în regimul de amplificare a semnalului diferențial, aplicat de la generatorul  $E_G$  cu rezistență internă  $R_G$  la baza tranzistorului  $VT_1$  și baza tranzistorului  $VT_2$  împământată. În acest caz, prin circuitul indicat în figură printr-o linie punctată, curge curentul de intrare  $I_{int}$ . Deoarece rezistențele de intrare ale



tranzistoarelor  $VT_1$  și  $VT_2$  sunt egale, la ambele baze există semnale de mărime egală și de semn opus cu tensiunile  $U_{int}/2$ .

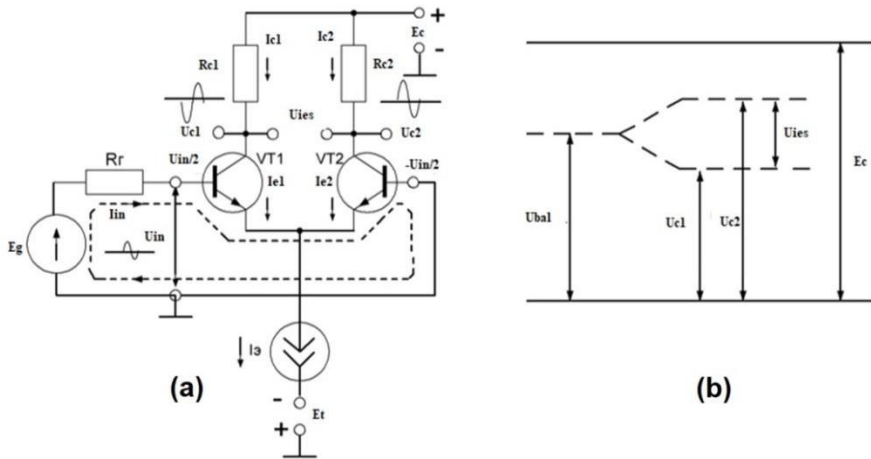


Fig. 7.6. (a) Circuitul AD la aplicarea unui semnal diferențial și  
(b) diagrama potențialelor etajului

Este evident că în acest caz tensiunea de intrare diferențială este  $U_{int.dif} = U_{int}/2 - (-U_{int}/2) = U_{int}$ . Aceasta duce la o creștere a curentului colector  $I_{C1}$  al tranzistorului  $VT_1$  cu valoarea  $\Delta I_{C1}$  și la o scădere a curentului colectorului  $I_{C2}$  cu valoarea  $\Delta I_{C2}$ . Datorită simetriei circuitului, creșterea curenților colectorilor, precum și curenții emitoarelor corespunzători, sunt egali și de semn opus:  $\Delta I_{C1} = -\Delta I_{C2}$ ,  $|\Delta I_{C1}| = |\Delta I_{C2}| = |\Delta I_C|$ ;  $\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2}$ ,  $|\Delta I_{E1}| = |\Delta I_{E2}|$ . Modificarea curenților colectorilor determină, la rândul său, apariția unor creșteri egale și în antifază ale tensiunilor pe colectoare:  $-\Delta U_{C1} = \Delta U_{C2}$ ,  $|\Delta U_{C1}| = |\Delta U_{C2}| = |\Delta U_C|$ . Atunci tensiunea de ieșire amplificată  $U_{ies} = U_{ies2} - U_{ies1}$  va fi egală cu:

$$U_{ies} = U_{C2} + \Delta U_{C2} - (U_{C1} - \Delta U_{C1}) = 2\Delta U_C = 2\Delta I_C \cdot R_C. \quad (7.1)$$

Notăm, că atunci când este aplicat un semnal diferențial la prima intrare, ieșirea 1 este inversată, iar ieșirea 2 este neinversată.

Cele mai importante caracteristici și parametri ai AD, precum și ale oricărui amplificator, sunt caracteristica de amplitudine (de transfer), coeficientul de amplificare, caracteristicile de frecvență

(CF) și fază-frecvență (CFF), rezistențele de intrare și ieșire etc.

Caracteristica de amplitudine a amplificatorului diferențial  $U_{ieș}=f(U_{int})$  reprezintă dependența tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare la aplicarea unui semnal diferențial sau sinfaz, de curent continuu sau alternativ.

În fig. 7.7 este reprezentată caracteristica de amplitudine a AD la aplicarea semnalului diferențial.

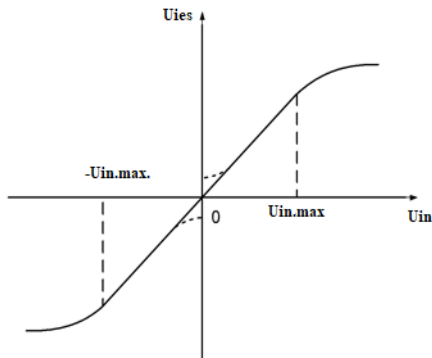


Fig 7.7. Caracteristica de amplitudine a AD la aplicarea semnalului diferențial

La  $U_{int}=0$  (punctul 0),  $U_{ieș1}=U_{ieș2}$ , deoarece curenții ramurilor sunt egali cu  $I_E/2$ . La aplicarea  $U_{int} \neq 0$ , unul dintre tranzistoare ( $VT_1$  sau  $VT_2$ ) începe să se deschidă, curentul prin el crește, dar deoarece curentul total  $I_E$  rămâne neschimbat, curentul celuilalt tranzistor scade cu aceeași valoare. Această proprietate determină simetria caracteristicilor. Pentru  $U_{int} > U_{int.max}$ , caracteristica este curbată datorită neliniarității caracteristicilor volt-amperice ale tranzistoarelor  $VT_1$ ,  $VT_2$ . Valoarea intervalului de lucru ( $2U_{int.max}$ ) este determinată de nivelul de distorsiuni neliniare admise și are un ordin de 30-100 mV. La valori și mai mari ale  $U_{int}$ , unul dintre tranzistoare trece într-o stare complet deschisă și curentul său este egal cu  $I_E$ , iar celălalt tranzistor trece într-o stare închisă. În aceste secțiuni,  $U_{ieș}$  practic nu depinde de  $U_{int}$ . AD este un limitator bun, iar dacă tensiunea de intrare la temperatura camerei depășește

100 mV, amplificatorul intră în regim de saturație (unul dintre tranzistoare trece în saturație, celălalt – în regim de blocare).

Caracteristica de amplitudine pentru un semnal de sinfază, reprezentată de dependența tensiunii de curent continuu la ieșirea nesimetrică a AD  $U_{ieș1}$  (sau  $U_{ieș2}$ ) la modificarea tensiunii sinfaze de curent continuu,  $U_{ieș1,2}=f(U_{sinf})$  și este prezentată în fig. 7.8.

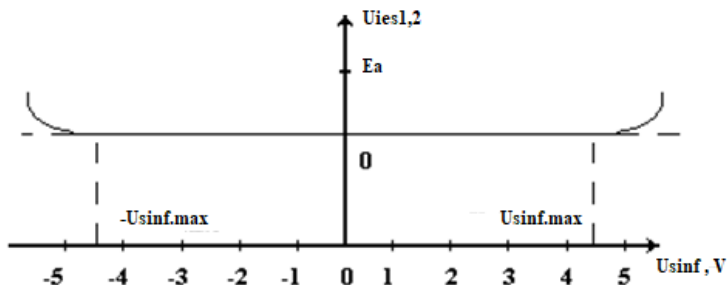


Fig 7.8. Caracteristica de amplitudine a AD pentru semnal sinfaz

La AD ideal, când tensiunile de intrare sunt egale datorită simetriei, curentul GCS ( $I_E$ ) este împărțit între ramuri strict la jumătate, tensiunile de ieșire sunt egale între ele:

$$U_{ieș1}=U_{ieș2}=E_C-\frac{I_E}{2}\cdot R_C, \text{ și nu depind de valoarea semnalului de}$$

sinfază. Semnalul de sinfază cu  $U_{sinf}$  apropiat după valoare de  $E_C$ , aduce tranzistoarele  $VT_1$  și  $VT_2$  în saturație, o parte a curentului  $I_E$  se împarte pe ramuri în circuitul de bază, curenții colectoarelor  $VT_1$ ,  $VT_2$  se micșorează, ceea ce cauzează creșterea tensiunilor  $U_{ieș1,2}$ . Scăderea  $U_{sinf}$  la o valoare aproape de  $E_G$  duce tranzistorul  $VT_3$  în regim de saturație, curentul  $I_E$  scade, ceea ce determină creșterea tensiunilor  $U_{ieș1,2}$ . Caracteristica de frecvență și fază-frecvență a AD au formă tipică pentru ACC (Fig. 7.9).

După cum arată caracteristicile, în AD lipsesc distorsiuni de frecvență și fază-frecvență în regiunea de frecvențe joase. În regiunea frecvențelor înalte, distorsiunile sunt determinate, la fel ca și în cazul oricărui amplificator, de dependența parametrilor tranzistoarelor de frecvență și prezența capacităților parazitare în sarcină și circuite de intrare.

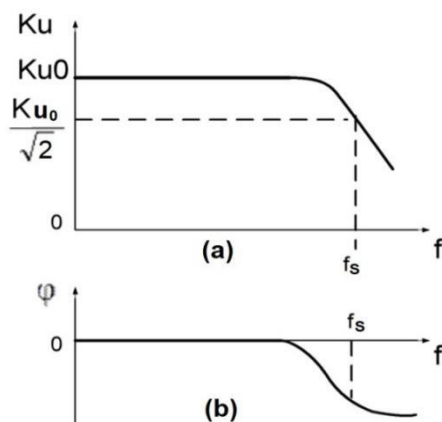


Fig. 7.9. (a) Caracteristica de frecvență; (b) caracteristica de fază-frecvență a AD

La principalii parametri AD se referă: coeficientul de amplificare al semnalului diferențial  $K_u$ , coeficientul de transfer al semnalului sinfaz  $K_{\text{sinf}}$  și coeficientul de atenuare al componentei sinfaze  $K_{\text{acs}}$ . De asemenea, prezintă un interes practic impedența de intrare și impedența de ieșire a AD.

Coeficientul de amplificare al semnalului diferențial în tensiune  $K_{uD}$  (sau  $K_u$ ) se determină după relația:

$$K_U = \frac{U_{\text{ies}}}{U_{\text{int}}} = \frac{\Delta U_{\text{ies}}}{\Delta U_{\text{int}}} = \frac{U_{\text{ies1}} - U_{\text{ies2}}}{U_{\text{int1}} - U_{\text{int2}}}. \quad (7.2)$$

Luând în calcul (7.1)  $U_{\text{ies}} = |U_{\text{ies1}}| + |U_{\text{ies2}}|$ , atunci

$$K_U = \frac{U_{\text{ies}}}{U_{\text{int}}} = \frac{|U_{\text{ies1}}| + |U_{\text{ies2}}|}{U_{\text{int}}}. \quad (7.3)$$

Așa cum se arată în fig.7.6, la aplicarea semnalului diferențial, curentul de intrare  $I_{\text{int}}$  curge prin circuitele de bază ale tranzistoarelor  $VT_1$ ,  $VT_2$ , dar nu trece prin rezistența internă mare a GCS ( $R_i$  sau  $R_E$ ). De aceea, în AD nu există buclă de reacție negativă asupra semnalului diferențial și coeficientul de amplificare

$K_u$  poate fi exprimat ca pentru un etaj simplu cu Emitor Comun (EC). În regim de mers în gol, când  $R_S = \infty$ :

$$K_U = \frac{h_{21E} R_C}{R_G + R_{int.D}}, \quad (7.4)$$

unde,  $R_G$  este rezistența internă a generatorului de semnal,  $R_{int.D}$  este rezistența de intrare a AD pentru semnalul diferențial.

$$\text{Evident, } R_{int.D} = \frac{U_{int}}{I_{int}} = 2h_{11E} = 2r_{int} = 2[r_B + (1 + \beta)r_E], \quad (7.5)$$

unde:  $h_{11E}$ ,  $r_B$ ,  $r_E$ ,  $\beta$  - **parametrii semnalelor cu amplitudine mică a tranzistorului.**

La conectarea sarcinii externe  $R_S$ , coeficientul de amplificare a semnalului diferențial scade:

$$K_U = \frac{1}{2} h_{21E} \frac{(2R_C \parallel R_S)}{R_G + R_{ies}}, \quad (7.6)$$

unde expresia din paranteze este egală cu rezistența conectării în paralel a  $2R_C$  și  $R_S$ .

Conectate în serie între ele prin curent alternative, rezistoarele  $R_{C1}$  și  $R_{C2}$  formează între bornele de ieșire o rezistență de sarcină internă de  $2R_C$ . Dacă neglijăm influența rezistențelor colectorului tranzistoarelor, atunci rezistența de ieșire a AD este:

$$R_{ies} = 2R_C \parallel r_{CE} \approx 2R_E, \quad (7.7)$$

unde  $r_{CE}$  este rezistența diferențială a  $p-n$  jonctiunii colectorului în regim blocat.

Coeficientul de transmisie al semnalului sinfaz  $K_{u.sinf}$  - este raportul dintre creșterea tensiunii de ieșire a AD și semnalul sinfaz de intrare care l-a provocat să crească:

$$K_{u.sinf} = U_{ies.sinf} / U_{int.sinf} = (|U_{ies1}| - |U_{ies2}|) / U_{int.sinf}. \quad (7.8)$$

Expresia pentru  $K_{u.sinf}$  are următoarea formă:

$$K_{u.sinf} = \frac{h_{21E} R_C \parallel R_S}{R_G + R_{int.sinf}}, \quad (7.9)$$

unde  $R_{\text{int.sinf}}$  este impedența de intrare pentru semnalul sinfaz care, pentru schema de bază a  $AD$  (fig. 7.2), este determinată de expresia:

$$R_{\text{int.sinf}} = r_B + 2(1 + h_{21E})(R_E \parallel \frac{r_{CE}}{2}) \approx 2(1 + h_{21E})(R_E \parallel \frac{r_{CE}}{2}). \quad (7.10)$$

Valoarea lui  $R_{\text{int.sinf}}$  este mult mai mare decât  $R_{\text{int.D}}$ , ceea ce se datorează acțiunii reacției inverse negative de la semnalul sinfaz. Cu cât este mai mare  $R_E$ , cu atât mai mare este  $R_{\text{int.sinf}}$  și cu atât este mai mic semnalul de ieșire al erorii sinfaze. Dar, cu mărirea rezistenței  $R_E$ , este necesară o tensiune mai mare a sursei de alimentare, ceea ce este practic inoportun. O soluție eficientă este utilizarea  $GCS$  pe baza tranzistoarelor, rezistența cărora în raport cu curentul alternativ  $R_i$  este mare, iar pentru curent continuu este mică. În schema  $AD$  cu  $GCS$  (Fig. 7.3)

$$R_{\text{itn.sinf}} = r_B + 2(1 + h_{21E})(r_{CE} \parallel r_{CE}/2) \approx (1 + h_{21E}) \frac{2}{3} r_{CE}. \quad (7.11)$$

La curenții mici ai tranzistoarelor  $VT_1$ ,  $VT_2$ , valoarea rezistenței de intrare sinfaze poate atinge  $10^1 \dots 10^2$  Mohmi. Pentru evaluarea posibilității  $AD$  de a suprima semnalul de sinfază, se utilizează coeficientul de atenuare (suprimare) al semnalului de sinfază  $K_{\text{ASS}}$ , care este egal cu raportul dintre coeficientul de amplificare de tensiune al semnalului diferențial și coeficientul de transfer al semnalului de sinfază:

$$K_{\text{ASS}} = \frac{K_u}{K_{u.\text{sinf}}}. \quad (7.12)$$

De obicei, acest coeficient este exprimat în decibeli (dB):

$$K_{\text{ASS, dB}} = 20 \lg \frac{K_u}{K_{u.\text{sinf}}}. \quad (7.13)$$

La valori tipice ale  $K_u \sim 10^1 \dots 10^2$ ,  $K_{\text{sinf}} \sim 10^{-2} \dots 10^{-3}$ , valoarea  $K_{\text{ASS}}$  ia valori în intervalul  $10^3 \dots 10^5$ , ce reprezintă 60...100 dB.

Amplificatoarele diferențiale sunt utilizate pe scară largă în electronică ca etajul de intrare a amplificatoarelor operaționale în circuitele logice, în dispozitive pentru amplificarea și măsurarea bio-semnalelor în prezența unui nivel semnificativ de zgomot etc.

## Descrierea machetei de laborator

Circuitul electric al standului de laborator este prezentat în fig. 7.10:

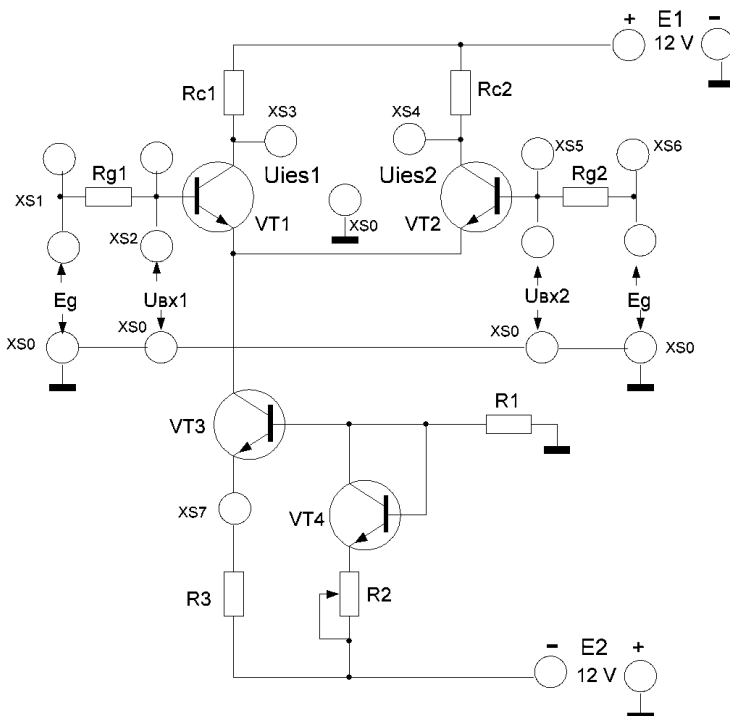


Fig. 7. 10. Schema circuitului electric al stadiului cu etaj amplificator diferențial

Acest circuit include o schemă electrică principală a etajului amplificator diferențial cu un GCS și componente auxiliare: rezistoarele  $R_{G1}$  și  $R_{G2}$ , destinate pentru determinarea rezistențelor de intrare diferențiale și sinfaze, respectiv, precum și bornele XS0 ... XS6, utilizate pentru conectarea dispozitivelor de măsurat și a surselor de tensiune de curent continuu. Rezistorul variabil  $R_2$  servește la reglarea curentului  $I_E$  a GCS. Pentru elaborarea cercetărilor se utilizează sursa de alimentare cu 2 canale reglabile în tensiune, generatorul DG1032, osciloscopul cu două canale DS1052E și un multimetru digital DM3058E.

## Pregătirea pentru lucrarea de laborator

1. A studia indicațiile metodice pentru lucrarea dată și pregătirea șablonului raportului.

2. Calcularea parametrilor pentru semnale mici ale etajului diferențial studiat conform relațiilor: (7.4), (7.5), (7.7), (7.9), (7.13), utilizând datele următoare:  $R_G=50$  Ohmi,  $R_C=1.5$  kOhmi,  $R_S=\infty$ ,  $h_{11E}=500$  Ohmi,  $h_{21E}=50$ ,  $r_{CE}=30$  kOhmi.

### Ordinea efectuării lucrării

1. Să se determine rezistența de intrare  $R_{int}$  a etajului pentru semnalul diferențial  $I_E = I_{E1}$ .

Pentru aceasta se pregătește circuitul (fig. 7.10): intrarea 2 se împământează, conectând cu un conductor bornele XS5-XS0 între ele, poziția rezistorului  $R_2$  se fixează în poziția de mijloc, care în punctele următoare 1-7 nu se modifică. Se conectează sursa de alimentare a amplificatorului  $E_1=E_2=12$  V. Se conectează ieșirea "CHI" a generatorului de semnal DG1032 la bornele XS1 și XS0, iar multimetrul digital DM3058E – la intrarea etajului amplificator cu ajutorul cablurilor de măsurare (roșu și negru) la bornele XS2 și XS0. Se pornește alimentarea dispozitivelor și se apasă pe multimetru butoanele "AUTO" și "~V". De la generator se aplică semnalul sinusoidal cu frecvența  $f=1000$  Hz, iar  $E_g$  de o astfel de valoare, la care tensiunea diferențială de intrare  $U_{int}$  măsurată cu multimetrul să fie de 10 mV. Cu ajutorul multimetrului DM3058E se măsoară între bornele XS1 și XS0 valoarea  $E_g$ , fără a deconecta generatorul. Se calculează valoarea curentului de intrare și a rezistenței de intrare utilizând formulele:

$$I_{int} = \frac{U_{int}}{R_{int}} = \frac{E_g - U_{int}}{R_{g1}}; \quad R_{int} = \frac{U_{int}}{I_{int}} = \frac{U_{int} \cdot R_{g1}}{E_g - U_{int}}$$

unde  $R_{g1}=2$  kOhmi.

2. Să se înregistreze și să se construiască caracteristica de amplitudine  $U_{ieș}=f(U_{int})$  a etajului diferențial în semnal diferențial cu  $f=1000$  Hz. Să se determine din caracteristică tensiunea maximă de intrare  $U_{int.max}$ .



Pentru a face acest lucru, se vor introduce următoarele modificări în circuit: se va conecta ieșirea ”CHI” a generatorului DG1032 la bornele XS2-XS0, cablurile de măsurare a multimetrului DM3058E - la prima intrare a amplificatorului diferențial (jacurile XS3-XS0) sau la a doua intrare a amplificatorului diferențial (bornele XS4-XS0). Se pornesc dispozitivele, instalând la generator valorile indicate în Tabelul 7.1, se măsoară cu multimetrul apăsând butoanele ”AUTO” și ”~V” tensiunile de ieșire respective  $U_{ieș1}$  și  $U_{ieș2}$ . Datele se introduc în tabelul 7.1.

**Tabelul 7.1**

$U_{int}, mV$	0	1	3	5	10	20	30	40	50	70	100	120
$U_{ieș1}, mV$												
$U_{ieș2}, mV$												
$U_{ieș}=( U_{ieș1} + U_{ieș2} ), mV$												
$K_u=U_{ieș}/U_{int}$												

3. Să se înregistreze și să se reconstruiască caracteristica de frecvență a AD,  $K_u=F(f)$ . Pentru înregistrarea caracteristicilor se va conecta intrarea canalului ”CHI” a osciloscopului la prima ieșire a AD (bornele XS3-XS0), iar intrarea canalului ”CH2” a osciloscopului – la a doua ieșire a AD (bornele XS4-XS0). Se pornesc dispozitivele. De la generator, la intrarea 1 a AD se aplică tensiune sinusoidală cu valoarea  $U_{int}=10$  mV ( $V_{rms}$ ), cu una din valorile frecvenței indicate în tabelul 7.2. La osciloscop se apasă butonul ”AUTO”. Pe ecran vor apărea oscilogramele tensiunilor de ieșire a AD, care trebuie setate. Selectând canalul necesar din meniul ”Measure→Source→CHI sau CH2”, se aleg parametrii tensiunii măsurate apăsând butonul ”Measure→Voltage→ $V_{rms}$ ” și se efectuează măsurarea. Valorile tensiunilor măsurate se afișează la ecran.

Se efectuează toate măsurările la valorile indicate în tabelul 7.2. și se construiește graficul caracteristicilor  $K_u=F(f)$ . Se determină frecvența de tăiere de sus  $f_s$  (fig. 7.9, a).

**Tabelul 7.2**

$f, \text{Hz}$	20	60	100	200	1k	2k	6k	10k	20k	60k	100k	200k	400k	600k	1M	3M	5M
$U_{ieş1}, \text{mV}$																	
$U_{ieş2}, \text{mV}$																	
$U_{ieş} = ( U_{ieş1}  +  U_{ieş2} ), \text{mV}$																	
$K_u = U_{ieş}/U_{int}$																	

4. Să se determine rezistența de intrare  $R_{int.sinf}$  a etajului amplificator diferențial pentru semnalul de sinfază la  $f=1 \text{ kHz}$  similar cu punctul 1.

Pentru aceasta, cu un conductor, se va conecta intrarea 1 cu intrarea 2 (borna XS2 cu borna XS5), generatorul DG1032 la bornele XS6–XS0 și intrarea multimetrului DM3058E la bornele XS5–XS0. De la generator se va aplica valoarea  $E_g$  de așa o valoare, la care tensiunea sinfază de intrare  $U_{int.sinf}$  măsurată cu multimetrul să fie 100 mV. Se măsoară valoarea  $E_g$ . Se calculează valoarea curentului de intrare și a rezistenței sinfaze de intrare utilizând formulele:

$$I_{int.sinf} = \frac{U_{int.sinf}}{R_{int.sinf}} = \frac{E_g - U_{int.sinf}}{R_{g2}}; \quad R_{int.sinf} = \frac{U_{int.sinf}}{I_{int.sinf}} = \frac{U_{int.sinf} \cdot R_{g2}}{E_g - U_{int.sinf}}$$

unde  $R_{g2}=500 \text{ kOhmi}$ .

5. Să se determine coeficientul de transfer al semnalului de sinfază  $K_{sinf}$ . Pentru aceasta, în circuitul din punctual 4, la  $U_{int.sinf}=100 \text{ mV}$ ,  $f=1000 \text{ Hz}$ , se măsoară tensiunile la ieșirile  $U_{ieş1}$  și  $U_{ieş2}$  cu ajutorul multimetrului DM3058E. Se calculează valoarea  $K_{u.sinf}$  după formula:

$$K_{u.sinf} = \frac{|U_{ieş1}| - |U_{ieş2}|}{U_{ieş.sinf}}$$

6. Conform rezultatelor măsurărilor din punctele 2 și 5, să se calculeze valoarea coeficientului de atenuare a semnalului de sinfază conform formulelor (7.12) și (7.13).

7. Să se determine valoarea curentului  $I_{E1}$  la care au fost efectuate toate măsurările anterioare conform punctelor 1 ... 6.

La sursa de alimentare oprită de la circuit și cu rezistorul  $R_2$ , setat anterior, cu ajutorul multimetrului se măsoară căderea de tensiune continuă  $U_{RE}$ , la alimentarea conectată a circuitului și cu rezistorul  $R_2$  setat anterior. Se calculează valoarea curentului  $GCS$   $I_{E1} = U_{R3}/R_3$ ,  $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ .

8. Să se repete toate măsurările din punctul 1...6 cu valoarea curentului generatorului  $I_{E2}$  (cu indicațiile asistentului).

Determinând valorile curentului  $I_{E2}$  similar cu punctul 7 cu altă valoare a rezistorului  $R_2$  (cu indicațiile asistentului), să se realizeze măsurările și calculele după punctul 1...6. Rezultatele cercetării caracteristicilor se înscriu sub formă de tabel, asemănător cu tabelele 7.1 și 7.2.

Se stabilește influența curentului  $GCS$  asupra caracteristicilor și parametrilor etajului diferențial.

Să se deconecteze toate dispozitivele de măsurare.

### **Conținutul raportului**

1. Denumirea și scopul lucrării.
2. Schema electrică a  $AD$  studiat.
3. Tabelele cu rezultatele experimentale.
4. Graficele caracteristicilor de amplitudine și frecvență.
5. Valorile calculate și experimentale ale parametrilor etajului diferențial studiat.

### **Întrebări de control**

1. Care amplificatoare se numesc amplificatoare de curent continuu?
2. Ce este drift de 0 a  $ACC$ , care sunt metodele de micșorare?
3. Desenați circuitul electric de bază al  $AD$ . Care este principiul construirii unui amplificator diferențial?
4. Desenați o diagramă și explicați funcționarea unui amplificator diferențial cu un singur etaj.
5. Care este scopul înlocuirii rezistorului  $R_E$  cu un tranzistor în circuitul amplificatorului diferențial? Care este principiul de funcționare al unui generator de curent stabil?

6. Ce reprezintă semnalele diferențiale și de sinfază, în ce moduri sunt aplicate la amplificatorul diferențial?

7. De ce  $AD$  amplifică semnificativ semnalul diferențial și practic nu amplifică semnalul de sinfază?

8. Desenați și explicați principalele caracteristici ale  $AD$ ?

9. Numiți și explicați parametrii principali ai amplificatorului diferențial.

## **Bibliografia**

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. O. Lupan, T. Melnic. Electronics. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
3. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
4. V. Croitoru, E. Sofron, H. N. Teodorescu. Componente şi circuite electronice: Lucrări practice /– Bucureşti: Ed. didactică şi pedagogică, 1993.
5. В.И. Лачин. Электроника: учебное пособие /В.И. Лачин, И.С. Савелов. - изд. 7-е-Ростов н/Д.: Феникс, 2009, 709с.
6. В.П. Попов. Основы теории цепей. – М.: Высшая школа, 2007.
7. Ю.М. Гусев. Электроника.- М.: Высш. школа, 1991.
8. В.А. Прянишников. Электроника (Курс лекций).-Санкт-Петербург: Корона принт,2000; 2010, 416с.
9. Т. Мельник, О. Лупан, П. Метлинский. Электроника. Методические указания к лабораторным работам. Ч I. ТУМ, 2008.
10. М.Х. Джонс Электроника - практический курс. Пер. с англ. М.: Постмаркет, 1999.
11. Негреску В.В. Электроника на дискретных элементах. Лаб. практикум ч.1, ТУМ, 2000.
12. Бобылев Ю. Физические основы электроники, Мо. 2003.
13. Попов А. П., Степанов В. И. Физические Основы Электроники, Учебное пособие, Издательство СибАДИ 2004.
14. (D. Dascalu, M. Profirescu, A. Rusu, I. Costea) Dispozitive şi circuite electronice - Editura: Didactica si Pedagogica, 1982.
15. E.Simion si a., Electrotehnica, 1993
16. A. Cretu si a., Electrotehnica si masini electrice., 1990.

## Lucrarea de laborator nr. 8

### Studierea autogeneratoarelor de oscilații sinusoidale

**Scopul lucrării:** familiarizarea cu principiile de construcție și funcționare a autogeneratoarelor de tip  $RC$  și  $LC$ , cercetarea caracteristicilor acestora și determinarea parametrilor de bază.

#### Noțiuni teoretice generale

Un generator electronic este un dispozitiv care transformă energia unei surse de curent continuu în energia oscilațiilor neamortizate de o anumită formă și frecvență. Conform principiului apariției oscilațiilor, se disting generatoare cu excitație externă (independentă) și generatoare de autoexcitare (auto-generatoare). Dacă la ieșirea autogeneratorului se formează o tensiune alternativă după formă apropiată de cea sinusoidală, atunci se referă la autogeneratoare cu oscilații armonice (sinusoidale). Dacă forma tensiunii de ieșire este apropiată de forma dreptunghiulară, dinți de ferăstrău sau alta, atunci un astfel de dispozitiv se referă la generatoare de oscilații de relaxare.

În funcție de frecvențele generate, generatoarele de oscilații armonice se împart în cele de frecvențe joase (0,01 ... 100 kHz), frecvențe înalte (0,1 ... 100 MHz) și frecvențe ultra-înalte (peste 100 MHz). Autogeneratoarele includ în construcția sa elementul activ și cuadripolul selectiv în frecvență. În calitate de elemente active, se pot utiliza diode, care au o secțiune de rezistență negativă pe caracteristica volt-amperică, tranzistoarele sau amplificatoarele operaționale. În calitate de cuadripol selectiv în frecvență sunt utilizate circuitele de rezonanță  $LC$ ,  $RC$ ,  $RL$  și rezonatorii de cuarț.

Schema-bloc a autogeneratorului este prezentată în fig. 8.1a, sub forma unui sistem închis, cu buclă de reacție pozitivă. În această schemă:

- 1 – amplificator pentru a compensa pierderile de energie în circuitul selectiv și circuitul cu buclă de reacție;
- 2 – circuit selectiv (în autogeneratoarele  $RC$  –circuit de fazaj

sau de frecvență, în autogeneratoarele  $LC$  – circuit oscilant). Aceste circuite determină frecvența la care lucrează autogeneratorul;

3 – circuitul cu buclă de reacție pozitivă (BRP).

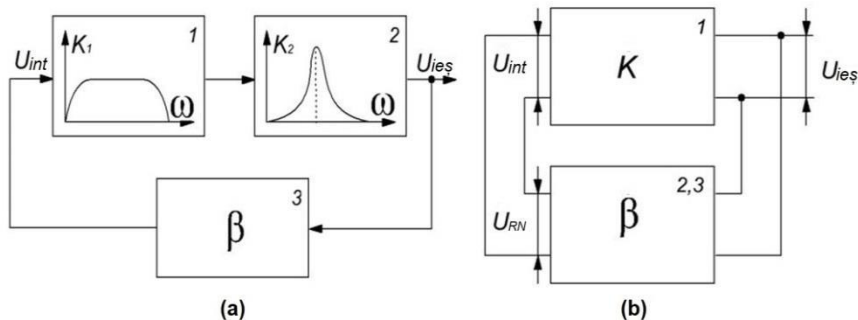


Fig. 8.1. Schema-bloc a autogeneratorului: (a) amplificator selectiv  $RC$  sau rezonant  $LC$ ; (b) circuit selectiv cu buclă de reacție pozitivă (BRP)

De regulă, în autogeneratoare se utilizează suplimentar și un circuit cu buclă de reacție negativă, dar numai cu scopul de a îmbunătăți caracteristicile autogeneratorului.

În autogeneratoarele reale, blocul 1 și blocul 2 pot fi combinate (Fig. 8.1a), adică va fi implementat un amplificator selectiv  $RC$  sau rezonant  $LC$ , sau blocul 2 și blocul 3, adică va fi introdus un circuit selectiv cu buclă de reacție pozitivă (BRP) dependent de frecvență (Fig. 8.1b).

Neapărat se va ține cont care sunt condițiile pentru apariția și existența oscilațiilor într-un sistem închis al autogeneratorului prezentat în fig. 8.1b.

Tensiunea, ridicată la ieșirea legăturii cu bucla de reacție:

$$U_{BR} = \beta \cdot U_{ies} \quad (8.1)$$

Tensiunea la ieșirea generatorului luând în considerare (8.1):

$$U_{ies} = K \cdot U_{BR} = K \cdot \beta \cdot U_{ies} \quad (8.2)$$

Toate mărimile din expresiile (8.1) și (8.2) sunt mărimi complexe (depind de frecvență).

Conform expresiei (8.2), oscilațiile stabilite pot exista în circuit cu condiția ca produsul:

$$\dot{K} \cdot \dot{\beta} = K \cdot \beta \cdot e^{j(\varphi_k + \varphi_\beta)} = 1, \quad (8.3)$$

unde  $\dot{K}$  și  $\dot{\beta}$  sunt imaginare, iar  $K$  și  $\beta$  sunt valori reale.

Din expresia (8.3) rezultă două condiții, numite condiții de generare:

a) echilibrul de amplitudine:

$$K \cdot \beta \geq 1; \quad (8.4)$$

b) echilibrul de fază:

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi \cdot n, \quad (8.5)$$

unde  $n = 0, 1, 2$ .

În autogenerator, condițiile (8.4) și (8.5) trebuie să se îndeplinească numai la una și aceeași frecvență definită, specificată de circuitul cu bucla de reacție dependentă de frecvență.

Condiția pentru echilibrul amplitudinilor necesită ca coeficientul de transfer total în circuitul închis cu buclă de reacție să fie mai mare decât "1", pentru apariția și creșterea amplitudinii oscilațiilor, și egal cu "1", pentru starea de echilibru.

Condiția pentru echilibrul de fază necesită ca deplasarea totală a fazei în circuitul închis cu buclă de reacție să fie egală cu "0" grade sau să fie multiplu de "2π". Atunci sistemul va fi cuprins de bucla de reacție pozitivă.

Se disting două regimuri de excitare a generatoarelor „fin” și „dur”. În regimul „fin”, amplificarea buclei este mai mare decât unitatea ( $K \cdot \beta > 1$ ), în momentul pornirii tensiunii de alimentare. Orice zgomot sau perturbare din sistem determinat de factori aleatorii este amplificat și prin circuitul buclei de reacție alimentat la intrarea amplificatorului de fază, care coincide cu faza semnalului de intrare, iar valoarea acestui semnal suplimentar este mai mare decât perturbația care i-a provocat apariția. În consecință, tensiunea de ieșire crește, ceea ce duce la creșterea semnalului de intrare și așa mai departe. În rezultat, o perturbație generată aleatoriu duce la o creștere continuă a semnalului de ieșire. Coeficientul de amplificare



începe să scadă odată cu creșterea amplitudinii oscilațiilor. La respectarea condiției  $K \cdot \beta = 1$ , amplitudinea autooscilațiilor se stabilizează. În regimul „dur” de excitație, pentru apariția autooscilațiilor este necesar să se aplice de la generator un semnal extern („push” de tensiune), nu mai mic de o anumită valoare.

### **Autogeneratoare LC**

Generatoarele *LC* sunt utilizate pe scară largă la frecvențe peste 50 kHz, dar devin destul de masive la frecvențele joase ale gamei audio, unde sunt necesare inductanțe mari. Generatoarele *LC* au o stabilitate relativ ridicată a frecvenței de oscilații, dispozitivele funcționează cu modificări semnificative ale parametrilor tranzistoarelor și oferă oscilații care au un coeficient armonic scăzut.

Există un număr mare de circuite diferite pentru autogeneratoarele *LC*, care pot fi reduse la varietatea de trei cele mai simple scheme: buclă de reacție cu transformator, buclă de reacție inductivă sau buclă de reacție cu autotransformator și condensator.

Bucla de reacție inductivă și capacitivă este creată prin secționarea uneia dintre ramurile circuitului oscilator și conectarea unui punct comun de legătură cu emitorul. La astfel de tipuri de bucle de reacție, circuitele autogeneratoarelor sunt numite cu trei puncte în conformitate cu numărul de puncte care leagă circuitul oscilator cu secțiunea de amplificare. Circuitul în trei puncte se realizează fie prin secționarea ramurii capacitive a circuitului (circuit capacitiv în trei puncte), fie prin secționarea ramurii inductive (circuit inductiv în trei puncte). Circuitul inductiv în trei puncte, cunoscut în literatura de specialitate sub denumirea de **circuit Hartley**, are avantajele unei reglări și ajustări mai simple, dar nu asigură un nivel ridicat de stabilitate a frecvenței pe care îl poate oferi un circuit capacitiv în trei puncte, numit și **circuit Kolpitz**.

Circuitul în trei puncte al unui autogenerator *LC* cu buclă de reacție capacitivă este prezentat în fig. 8.2.

Schema electrică conține un amplificator cu o treaptă pe bază de tranzistoare cu emitor comun (*EC*) și circuitul oscilant. Bucla de

reacție la intrarea amplificatorului este determinată de pe condensatorul  $C_2$ . Tensiunile pe condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  în raport cu punctul lor comun sunt în antifază și, prin urmare, bucla de reacție creată în circuit este pozitivă. Adâncimea buclei de reacție pozitivă  $\beta = U_{BR}/U_{ieș} = U_{BE}/U_{CE}$  este determinată de raportul dintre capacitățile  $C_2$  și  $C_1$ . În acest caz  $U_{BE}$  și  $U_{CE}$  sunt amplitudinile componentelor variabile. Echilibrul de amplitudine este asigurat cu următoarele relații ale parametrilor în circuit  $C_1/C_2 \approx h_{11B} \cdot h_{22B}$ . Rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_E$  și condensatorul  $C_E$  sunt utilizate pentru a asigura regimul necesar de lucru și stabilizarea termică a amplificatorului în curent continuu. Rezistorul  $R_C$  asigură regimul dinamic de funcționare a tranzistorului și, respectiv, coeficientul de amplificare necesar al amplificatorului. Frecvența de rezonanță a circuitului oscilant este determinată de inductanța  $L$  și capacitatea totală  $C = C_1 // C_2$ . Frecvența de generare este aproximativ egală cu frecvența de rezonanță a circuitului oscilant:

$$f_G \approx f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (8.6)$$

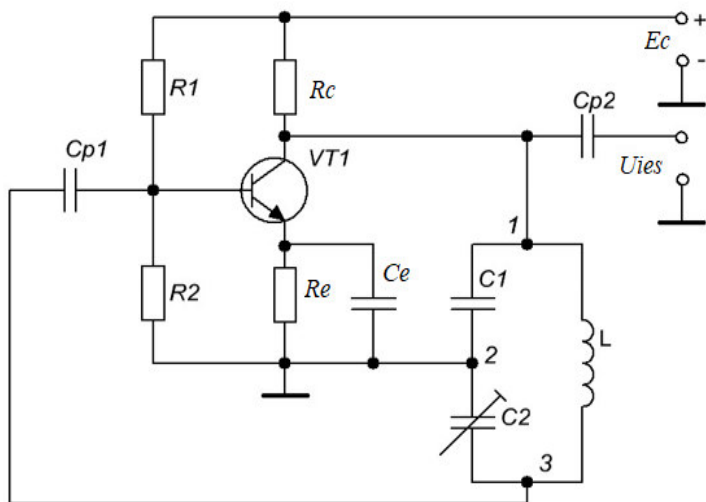


Fig. 8.2. Schema electrică principală a autogeneratorului LC a lui Kolpitz

Oscilațiile în autogenerator apar după cum urmează: la pornirea sursei de alimentare, în circuitul colectorului și prin circuit începe a curge curent. Indiferent de faptul că alimentarea este efectuată de la o sursă de curent continuu, curentul real prin circuit și tranzistorul rămâne constant. Acesta are o componentă variabilă, a cărei amplitudine este mică și este argumentată de proprietățile de zgomot ale tranzistorului, precum și modificările de fluctuație a valorilor rezistoarelor, condensatoarelor și inductanțelor utilizate în circuit. Spectrul acestei componente variabile este foarte larg. În el se conțin toate frecvențele de la 0 Hz la  $\infty$  Hz, inclusiv frecvența  $f_0$ , la care este reglat circuitul oscilator. Cu un factor de calitate  $Q$  suficient de mare ( $Q=10 \dots 100$ ), circuitul dintr-un spectru larg de frecvențe va selecta un semnal cu o frecvență egală cu rezonanța sa  $f_0$ , care corespunde primei etape - stadiul de apariție a oscilațiilor.

Componenta curentului de circuit cu o frecvență  $f_0$  datorată filtrării în circuitul paralel va fi de  $Q$  ori mai mare decât toate celelalte componente ale spectrului. Curentul de circuit creează o tensiune în circuit cu o frecvență  $f_0$ , o parte din care  $U_{C2}=U_{BR}$  este furnizată la intrarea amplificatorului, este amplificată la urmă și de asemenea este aplicată pe circuit. Așa cum deplasarea totală a fazei într-o buclă închisă  $BRP$  este egală cu "0" grade, atunci semnalul amplificat din circuit va fi în fază cu semnalul inițial. Ele se sumează și amplitudinea totală a oscilațiilor crește.

Amplitudinea crescută a tensiunii pe condensatorul  $U_{C2}$  din nou trece la intrarea amplificatorului, se amplifică, se aplică pe circuit și se sumează din nou cu semnalul care se află acolo. Aceasta duce la o creștere suplimentară ulterioară a amplitudinii oscilațiilor și așa mai departe.

În sistem cresc oscilațiile cu acea frecvență la care este reglat circuitul, deoarece numai la această frecvență coeficientul de amplificare este maxim și există condițiile cele mai favorabile pentru sumare. În așa mod, în sistem se observă o a doua etapă - stadiul de creștere a amplitudinii de oscilații, așa cum se arată în fig. 8.3.

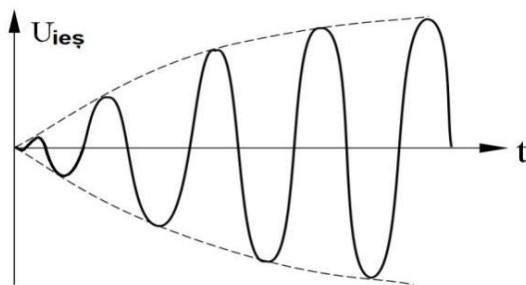


Fig. 8.3. Procesul de creștere a amplitudinii de oscilații în generator la regimul de excitație „fin”

Pe măsură ce amplitudinea crește, se surprinde o gamă mai largă de caracteristici ale tranzistorului. Și întrucât amplitudinea tensiunii alternative în amplificator nu poate depăși valoarea tensiunii sursei de alimentare, tranzistorul intră în regimul de limitare, unde proprietățile sale de amplificare scad brusc, și creșterea suplimentară a amplitudinii se oprește. Sistemul intră în stare de echilibru, unde amplitudinea oscilațiilor devine constantă.

Funcționarea tranzistorului în regimul de limitare duce la o deformare a formei semnalului de ieșire argumentată prin prezența unor armonici superioare. Utilizarea unui circuit cu un factor de calitate ridicat, permite filtrarea armonicilor superioare. De aceea, semnalul de ieșire va avea o formă apropiată de cea sinusoidală.

### ***Autogeneratoare RC***

În intervalul de frecvențe joase, caracteristicile tehnice ale generatoarelor *RC* sunt reduse semnificativ, deoarece inductanța și capacitatea circuitului oscilant cresc. Aceasta duce la o creștere a rezistenței ohmice a bobinei și a curentului de scurgere a condensatorului, la o scădere a factorului de calitate al circuitului oscilant și la stabilitatea frecvenței autogeneratorului. Din acest motiv, în autogeneratoarele de oscilații armonice cu interval de frecvență joasă se utilizează lanțuri selective de frecvență din elementele *R* și *C* și, în funcție de deplasarea de fază creată de aceștia la frecvența cuasi-rezonantă, amplificatoare inversate sau

neinversate. Spre deosebire de frecvența rezonantă  $\omega_0$  a circuitului oscilant pentru lanțurile  $RC$  selective de frecvență, frecvența  $\omega_0$  se numește frecvență **cuasi-rezonantă**. Astfel de autogeneratoare sunt numite **autogeneratoare RC**. După dimensiuni și caracteristicile de masă în intervalul de frecvență de la fracții de Hertz la zeci, până la sute de kHz, acestea au avantaj semnificativ față de generatoarele  $LC$ . Schema structurală a autogeneratorului  $RC$  este similară cu schema structurală a unui autogenerator de tip  $LC$  (Fig. 8.1). Pentru ca generatorul  $RC$  să genereze o singură componentă armonică din întregul spectru de frecvențe posibil, condiția pentru autoexcitarea generatorului trebuie să fie executată la această frecvență.

Conform principiului construcției, autogeneratoarele  $RC$  pot fi împărțite în două grupe de bază:

- autogeneratoare *cu rotație de fază* a semnalului în circuitul cu buclă de reacție pozitivă până la  $\pm 180^\circ$  la frecvența cuasi-rezonantă  $\omega_0$ ;
- autogeneratoare *fără rotație de fază*, în care deplasarea de fază a semnalului în circuitul cu buclă de reacție pozitivă este egală cu zero la frecvența cuasi-rezonantă  $\omega_0$ .

### ***Generator RC cu circuit selectiv Wien***

La construirea generatoarelor  $RC$  se utilizează pe larg circuitul selectiv Wien (puntea Wien), al cărui circuit este prezentat în fig. 8.4a.

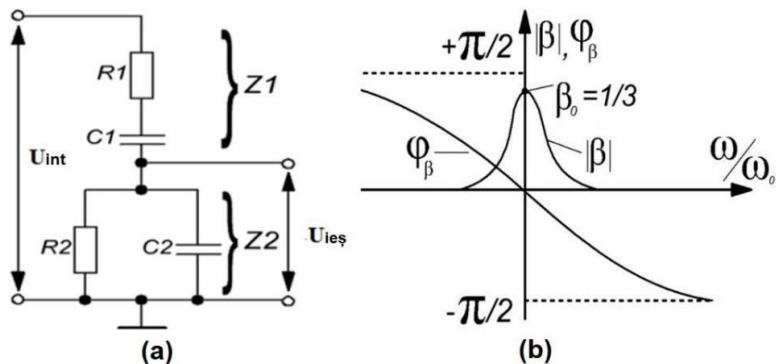


Fig. 8.4. Circuitul electric (a) și caracteristicile amplitudinii și frecvenței de fază (b) a punții Wien

Puntea Wien este formată din două legături: prima legătură constă din conexiunea în serie a  $R_1$  și  $C_1$  și are rezistența:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1},$$

a doua legătură este din conexiunea paralelă dintre  $R_2$  și  $C_2$  și are rezistența:

$$Z_2 = \frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}.$$

Coeficientul de transfer al punții Wien și, respectiv, legătura BRP în autogenerator este determinată de expresia:

$$\dot{\beta} = U_{ieș}/U_{int} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Z_2}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}. \quad (8.7)$$

După înlocuirea  $Z_1$  și  $Z_2$  și transformărilor, expresia are următoarea formă:

$$\dot{\beta} = \frac{R_2 C_1}{\omega(R_2 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_1) - j(1 - \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2)}. \quad (8.8)$$

Partea imaginară dispare la frecvența cuasi-rezonantă  $\omega_0$ , când:

$$1 - \omega^2 R_1 C_1 R_2 C_2 = 0, \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}. \quad (8.9)$$

Pentru:  $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.10)$$

Graficele dependențelor  $\beta(\omega)$  și  $\varphi_\beta(\omega)$  sunt prezentate în fig.8.4b. După cum se observă din aceste grafice, la frecvența  $\omega_0 = 1/RC$ , coeficientul de transmisie are valoarea maximă de  $\beta_0 = 1/3$ , iar deplasarea de fază este 0:  $\varphi_\beta = 0$ .

La construirea generatoarelor RC cu un circuit Wien este necesar, în conformitate cu expresiile (8.4) și (8.5), să se asigure condițiile  $K_0=1/\beta_0=3$  și  $\varphi_K=0$ , care sunt realizate cu ajutorul unui amplificator neinversor. Schema principală a unui astfel de generator pe bază de un amplificator operațional într-o conectare neinversată este prezentată în fig. 8.5.

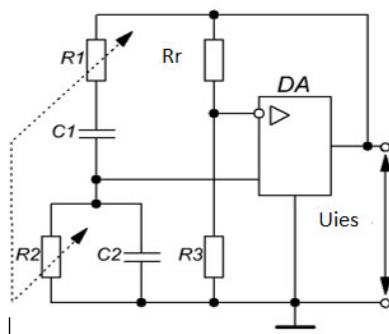


Fig. 8.5. Schema electrică principală a autogeneratorului de tip RC cu o punte Wien

Circuitul generatorului este format dintr-un amplificator operațional DA, cuprins de bucla de reacție pozitivă dependentă de frecvență, utilizând puntea Wien. Reglarea frecvenței semnalului de ieșire a generatorului se realizează, de regulă, prin utilizarea unui potențiomtru dublu, înlocuind rezistențele  $R_1$  și  $R_2$ , și prin comutarea perechilor de condensatoare  $C_1$  și  $C_2$ , pentru diferite intervale de frecvență.

Pentru realizarea condiției  $K_0=3$ , este necesar să se respecte relația  $R_3=2R_{BR}$ , dar amplificatorul operațional asigură un coeficient de amplificare mult mai mare, iar pentru a-l reduce, la amplificator este conectată suplimentar bucla de reacție negativă a tensiunii (circuitul  $R_{BR}$ ,  $R_3$ ). În practică, e necesar să se modifice ușor acest raport, astfel încât  $K$  să fie puțin mai mare decât 3. Această modificare este necesară pentru autoexcitarea generatorului. Oscilațiile apărute vor fi despărțite și limita amplitudinii semnalului va avea loc când se va ajunge la  $U_{ieș,max DA}$ . În acest caz, datorită neliniarității caracteristicii de transfer a DA, va fi setată automat valoarea  $K=3$ .

Circuitul Wien are proprietăți selective slabe. Dacă  $AD$  este permis să intre în modul de limitare, atunci componentele armonice superioare, care apar ca urmare a acestui lucru, vor trece la ieșirea autogeneratorului. Forma tensiunii de ieșire va fi deformată și vor apărea distorsiuni neliniare mari. Pentru a reduce aceste distorsiuni, în circuitul generatorului este introdus fie un circuit de control automat al amplificării (CAA), care menține  $K=3$ , sau un circuit neliniar cu buclă de reacție negativă, care „netezește” fracturile bruște în caracteristica de transfer a  $DA$ .

Unul dintre cei mai importanți indicatori ai generatorului este stabilitatea frecvenței oscilațiilor generate la schimbarea factorilor de destabilizare. Acești factori sunt:

- variația temperaturii mediului înconjurător;
- modificarea umidității și a presiunii atmosferice;
- variația tensiunii surselor de alimentare;
- modificarea sarcinii autogeneratorului;
- îmbătrânirea elementelor în timp;
- efecte mecanice (lovituri, vibrații etc.).

Pentru evaluarea cantitativă a stabilității frecvenței se utilizează **conceputele de instabilitate absolută și relativă**. *Instabilitatea absolută* a frecvenței este egală cu diferența de frecvență înainte și după expunerea la factorul de destabilizare  $\Delta f = f_2 - f_1$ , *instabilitatea relativă* a frecvenței este determinată de formula:  $\Delta f/f = (f_2 - f_1)/f$ . Instabilitatea relativă a frecvenței face posibilă compararea generatoarelor care operează în diferite intervale de frecvență. Una dintre cauzele principale ale instabilității frecvenței este modificarea schimbărilor de fază în legăturile individuale ale autogeneratorului.

Adevărata instabilitate relativă de frecvență realizabilă a generatoarelor este de  $10^{-4}$ , ceea ce nu satisface cerințele majorității dispozitivelor radiotehnice. Ridicarea stabilității frecvenței generatoarelor se realizează prin utilizarea rezonatoarelor de cuarț (instabilitatea este de  $10^{-6} - 10^{-9}$ ).



## Descrierea machetei de laborator

Macheta de laborator este formată din două circuite studiate – autogeneratorul de tip *RC* și *LC*. Circuitul electric al machetei este prezentat în fig. 8.6.

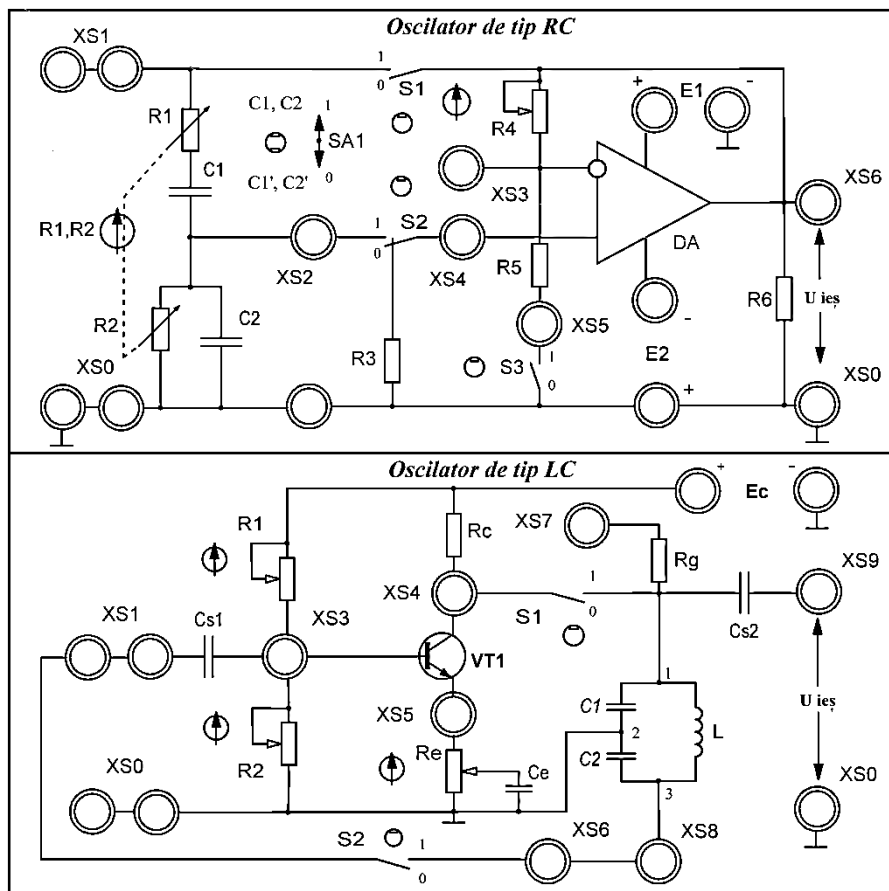


Fig. 8.6. Circuitele electrice ale machetei pentru studierea autogeneratoarelor de tip *LC* și *RC*

Autogeneratorul de tip *RC* se bazează pe amplificatorul operațional *DA* și circuitul Wien selectiv *RC*, ce servește pentru crearea buclei de reacție pozitivă dependentă de frecvență. Puntea

Wien este formată dintr-un rezistor variabil dublu cu rezistențele  $R_1=R_2=R$  și două condensatoare cu capacități egale  $C_1=C_2=C$ . Rezistoarele variabile duble  $R_1$  și  $R_2$  sunt utilizate pentru reglarea lentă a frecvenței generatorului. Comutatorul  $SA_1$  permite conectarea în circuitul punții Wien a unei alte perechi de condensatoare  $C_1'=C_2'$ , ca urmare frecvența de generare se schimbă treptat. Rezistoarele  $R_4$  și  $R_5$  formează un circuit cu buclă de reacție negativă independent de frecvența  $BRN$ , la care rezistorul  $R_4$  permite reglarea coeficientului de amplificare a amplificatorului (în apropierea valorii  $3 \leq K \leq 3$ ) și transferarea circuitului studiat din regim de generare în regim de amplificare selectivă și invers. Întrerupătoarele  $S_1$  și  $S_2$  sunt proiectate pentru a deconecta puntea Wien de la amplificator la studierea independentă a caracteristicilor acestora.

Autogeneratorul de tip  $LC$  este un circuit capacitiv în trei puncte bazat pe un tranzistor  $n-p-n$  bipolar și un circuit oscilant de tip  $LC$  (Fig. 8.6). Rezistoarele  $R_1$  și  $R_2$  sunt utilizate pentru selectarea regimului optimal de funcționare a tranzistorului. Rezistența variabilă  $R_e$ , a cărei rezistență poate fi parțial sau complet schimbată de condensatorul  $C_e$ , servește la schimbarea adâncimii buclei de reacție negativă și, respectiv, la coeficientul de amplificare al amplificatorului. Întrerupătoarele  $S_1$  și  $S_2$  sunt proiectate pentru a deconecta circuitul oscilant  $LC$  de la amplificator, la necesitatea studierii separate a lor.

Ambele circuite ale autogeneratorului sunt alimentate de o sursă de alimentare cu două canale de tensiune continuă de 15 V identice, care sunt conectate la conectoarele corespunzătoare ale machetei, ținând cont de polaritatea necesară. Pentru realizarea studiilor necesare ale autogeneratoarelor, se utilizează un generator de măsurare de semnal DG1032, osciloscopul DS1052E și un multimetru digital DM3058E.

## Pregătirea pentru lucrarea de laborator

1. Studiarea îndrumarului pentru lucrarea dată.
2. Pregătirea unui formular de raport în care să fie prezentate circuitele electrice principale ale generatoarelor studiate, ținând cont de standarde, tabelele cu mărimile necesare. Se vor lua în considerare locul pentru formule, rezultatele calculelor și măsurărilor, precum și pentru oscilograme.
3. Se vor calcula frecvențele cuasi-rezonante ale punții Wien pentru patru cazuri:
  - 1)  $R_1=R_2=R_{1,2\min}=3.6\text{ k}\Omega$ ,  $C_1=C_2=22\text{ nF}$ ;
  - 2)  $R_{1,2\min}$ ,  $C_1'=C_2'=230\text{ nF}$ ;
  - 3)  $R_{1,2\max}=12\text{ k}\Omega$ ,  $C_1'=C_2'$ ;
  - 4)  $R_{1,2\max}$ ,  $C_1=C_2$  după formula (8.11):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}}. \quad (8.11)$$

4. Se calculează valoarea frecvenței de rezonanță a circuitului oscilant  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}}$ , coeficientul buclei de reacție pozitiv  $\beta = U_{BR}/U_{ieș} = C_1/C_2$  și coeficientul de amplificare critic  $K_{cr} = 1/\beta$  în absența buclei de reacție interne în amplificator (indicatorul rezistorului  $R_e$  se setează în poziția maximal de stânga).

5. Schemele studiate ale autogeneratoarelor se simulează prealabil în Proteus.

## Ordinea efectuării lucrării

### Partea I. Studiarea autogeneratorului de tip RC

1. Să se obțină figurile Lissajous pentru tensiunile sinusoidale de intrare și ieșire ale punții Wien la frecvențele  $f \approx f_0$ ,  $f < f_0$  și  $f > f_0$  pentru  $R_{1,2\min}$  și  $C_1$ ,  $C_2$ . Se va trage o concluzie despre proprietățile de frecvență de fază ale punții Wien. Valoarea  $f_0$  este calculată în punctul 3 din "Pregătirea pentru lucrarea de laborator".

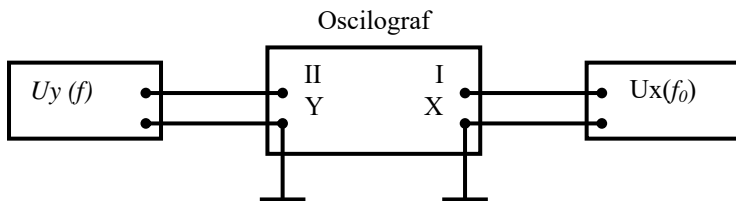


Fig. 8.7. Circuit pentru măsurarea frecvenței semnalului sinusoidal prin metoda figurilor Lissajous

În acest scop, în circuitul studiat (Fig. 8.6), se setează întrerupătoarele  $S_1$  și  $S_2$  în poziția "0", comutatorul  $SA_1$  în poziția "1", rezistoarele  $R_1$ ,  $R_2$  - în poziția maximală din stânga. Se conectează ieșirea "CHI" a generatorului DG1032 și canalul "CHI" al osciloscopului DS1052E la bornele de intrare ale punții  $XS1$  și  $XS0$ , canalul "CH2" - la bornele  $XS2$  și  $XS0$ . Se pornește osciloscopul și generatorul (regimul "AUTO"). Se aplică la intrarea punții Wien tensiunea sinusoidală  $U_{int}=3$  V cu frecvența  $f \approx f_0$ . Se corectează, cu ajutorul reglatorului scării verticale "SCALE", imaginea în așa mod, în care amplitudinea semnalelor fiecărui canal să fie aproximativ egală. Se apasă butonul "MENU" în zona orizontală "HORIZONTAL" pentru a intra în meniu. Se apasă butonul funcțional "Time Base" pentru selectare X-Y. Pe ecranul osciloscopului va apărea figura Lissajous. Se obține imaginea dorită cu ajutorul reglatoarelor verticale "SCALE" și "POSITION". Reglând lent frecvența generatorului DG1032, se obțin, pe ecranul osciloscopului, figurile Lissajous la diferite frecvențe. Se desenează figurile Lissajous în raport, comparându-le cu figurile din 8.8. Figura Lissajous la  $\varphi=0^\circ$  corespunde valorii experimentale a frecvenței cuasi-rezonante  $f_0$ .

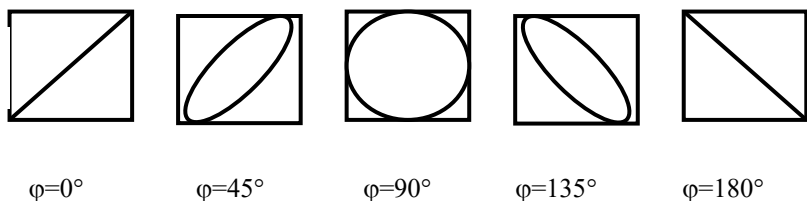


Fig. 8.8. Figurile Lissajous la  $f=f_0$  și egalitate tensiuni de deviere  $U_x=U_y$

2. Se înregistrează datele și se construiește caracteristica amplitudine-frecvență (CAF) a punții Wien  $U_{ieș}=f(f)$ , cu  $U_{int}=const$  și  $R_{1,2 \min}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ .

Se conectează ieșirea generatorului DG1032 la bornele de intrare a punții XS1-XS0, iar conductoarele de semnal (roși și negru) ale multimetrului DM3058E - la bornele de ieșire ale punții XS2-XS0. Se pornesc dispozitivele de măsurare, se apasă la multimetru butoanele "AUTO" și "~V" și se aplică la intrarea punții Wien tensiunea  $U_{int}=3$  V de la generatorul DG1032. Pentru obținerea CAF, se modifică frecvența generatorului, micșorând sau măbind în dependență de valoarea  $f=f_0$ , (vezi fig. 8.4, b) și se măsoară tensiunile respective  $U_{ieș}$  cu ajutorul multimetrului DM3058E. Rezultatele măsurărilor se introduc în tabelul 8.1.

**Tabelul 8.1. Datele măsurărilor CAF ale punții Wien**

$f, \text{Hz}$					$f=f_0=$				
$U_{ieș}, \text{mV}$									
$\beta=U_{ieș}/U_{int}$					$\beta_0=\beta_{\max}=$				

Cu ajutorul graficului construit, se vor specifica valorile frecvenței cuasi-rezonante  $f_0$  și coeficientul de transfer al circuitului Wien:

$$\beta_0=\beta_{\max}=U_{ieș}/U_{int} \text{ la } f=f_0.$$

3. Să se înregistreze datele și să se construiască CAF  $U_{ieș}=f(f)$  la  $U_{int}=const$  al amplificatorului selectiv cu puntea Wien la  $R_{1,2 \min}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ .

În circuitul generatorului (Fig. 8.6), se setează întrerupătoarele  $S_1$ ,  $S_2$  și  $S_3$  în poziția 1, se aplică tensiunea de alimentare la AO de  $E= \pm 15$  V. Se conectează canalul "CH1" al osciloscopului la bornele XS3-XS0, iar canalul "CH2" – la bornele XS6-XS0 (se setează regimul de măsurare "AUTO"). Reglând adâncimea BRN cu rezistorul  $R_4$ , se obțin mai întâi oscilații sinusoidale de o formă nedistorsionată și se măsoară tensiunile  $U_{int}=U_{int}^*$  și  $U_{ieș}=U_{ieș}^*$ . Apoi se obține o defalcare exactă a generației ( $U_{ieș} \approx 0$ ), cu ajutorul rezistorului  $R_4$ , adică se trece circuitul în regimul de amplificare. Se deconectează  $S_3$  ("0") și se conectează generatorul DG10321 a

bornele XS5-XS0. Se setează pe generatorul DG1032 frecvența  $f=f_0$  și tensiunea sinusoidală cu amplitudinea  $U_{\text{int}}$  astfel încât  $U_{\text{ieș}}=U_{\text{ieș}}^*$ . În caz de apariție a distorsiunilor, este necesar a micșora puțin  $U_{\text{int}}$ . Modificând frecvența semnalului de intrare, asemănător punctului 2, se măsoară, cu ajutorul osciloscopului (canalul "CH2"), valorile corespunzătoare ale  $U_{\text{ieș}}$ . Se oprește sursa de alimentare, se deconectează generatorul DG1032 de la circuitul studiat. Rezultatele măsurărilor se introduc în tabelul 8.2.

**Tabelul 8.2. Rezultatele măsurărilor CAF ale amplificatorului selectiv**

$f, \text{ Hz}$					$f=f_0=$				
$U_{\text{ieș}}, \text{ mV}$									

După graficul construit CAF se determină factorul de calitate  $Q$  al amplificatorului după formula:  $Q=f_0/2\Delta f$ , unde  $f_0$  este frecvența cuasi-rezonantă corespunzătoare la  $U_{\text{ieș max}}$ ,  $2\Delta f$  este lățimea de bandă a amplificatorului, determinată de pe caracteristică la nivelul de  $0,707 \cdot U_{\text{ieș max}}$  (vezi Fig. 8.9).

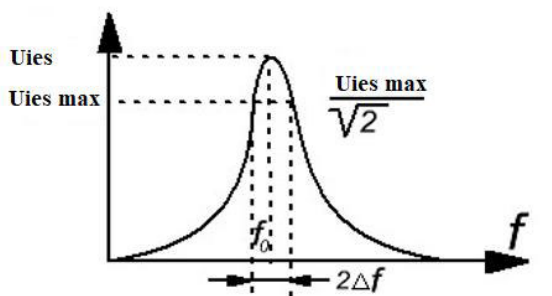


Fig. 8.9. Caracteristica amplitudine-frecvență

4. Conform punctelor 2 și 3, să se verifice dacă condiția echilibrului amplitudinilor se respectă, calculând valoarea numerică a produsului  $K_{\text{CR}} \cdot \beta_0$  la frecvența de generare  $f_G=f_0$ , unde  $K_{\text{CR}}=U_{\text{ieș}}^*/U_{\text{int}}^*$ .

5. Să se determine intervalele de reglare a frecvenței  $\Delta f$  și a tensiunii de ieșire a generatorului  $RC$  studiat pentru patru variante ale valorilor componentelor punții Wien, specificate în punctul 3 al secțiunii „Pregătirea pentru lucrarea de laborator”.

Frecvența de oscilații se reglează lent cu ajutorul rezistoarelor variabile  $R_{1,2}$  și, treptat, prin comutarea condensatoarelor  $C_1$ ,  $C_2$  și  $C_1' = C_2'$  folosind  $SA_1$ .

În circuitul generatorului (Fig. 8.6), se setează întrerupătoarele  $S_1$ ,  $S_2$  și  $S_3$  în poziția 1, se aplică tensiunea de alimentare a  $AO$  de  $E = \pm 15$  V. Se conectează canalul „CH1” al osciloscopului la bornele  $XS3$ - $XS0$ , iar canalul „CH2” – la bornele  $XS6$ - $XS0$ . Reglând adâncimea  $BRN$  cu ajutorul rezistorului  $R_4$ , se obține generarea oscilațiilor sinusoidale stabile fără distorsiuni neliniare vizibile. Se desenează oscilogramele tensiunii de ieșire  $U_{ieș}$  și  $U_{int.inv}$  la intrarea inversoare a  $AO$  la adâncime diferită a  $BRN$  (la valori de limită ale rezistorului  $R_4$ , la care circuitul generează oscilații). Pentru măsurarea frecvenței semnalului, la osciloscop se apasă, în regimul „AUTO”, butoanele „Measure→Source→CH2→Time→Freq”. Rezultatele măsurării frecvenței se vor afișa la ecran.

Se determină limitele valorilor frecvențelor de generare ale tensiunilor de ieșire pentru cele 4 variante indicate.

## **Partea a II-a. Studiarea autogeneratorului de tip LC**

1. Să se determine valoarea experimentală a frecvenței de rezonanță a circuitului oscilant  $f_0$ .

În circuitul generatorului de tip  $LC$  (Fig. 8.6), se deconectează  $S_1$  și  $S_2$ , se conectează generatorul DG1032 la bornele  $XS7$  -  $XS6$ , intrarea canalului „CH1” a osciloscopului DS1052E la bornele  $XS9$ - $XS8$  (în aceste măsurări conectoarele  $XS6$ ,  $XS8$  sunt puncte comune). Se pornesc dispozitivele și se aplică, de la generatorul DG1032, tensiune cu o frecvență  $f$ , aproximativ egală cu valoarea calculată  $f_0$  și o amplitudine suficientă pentru a observa un semnal clar pe ecranul osciloscopului în regim „AUTO”. Reglând lent frecvența, se fixează valoarea la care se observă rezonanța și, respectiv, tensiunea maximă de pe circuit.

2. Să se construiască CF a amplificatorului rezonant  $K=f(f)$  la  $U_{\text{int}}=\text{const.}$

Pentru a face acest lucru, se conectează  $S_1$  și  $S_2$ , se conectează canalul "CHI" al osciloscopului în regim "AUTO" la bornele XS9-XS0, generatorul DG1032 la bornele XS1-XS0, setând, la ieșirea sa, frecvența  $f=f_0$  și tensiunea egală cu zero. Se aplică alimentarea pe circuit  $E_C=15\text{ V}$  și, reglând  $Re$ , se obține generarea de oscilații sinusoidale, apoi defalcarea exactă a generării la tensiunea zero a generatorului DG1032. La intrarea amplificatorului se aplică tensiunea  $U_{\text{int}}$ , cu o astfel de valoare, la care vor fi observate la ieșire oscilații sinusoidale nedistorsionate. Setând frecvența semnalului de intrare în vecinătatea valorii  $f=f_0$ , la  $U_{\text{int}}=\text{const}$  se măsoară, cu ajutorul osciloscopului, valorile de tensiune corespunzătoare  $U_{\text{ieș}}(V_{\text{rms}})$ . Rezultatele măsurărilor se introduc în tabelul 8.3. Se deconectează de la circuit și generatorul DG1032, și sursa de alimentare. Se determină factorul de calitate al caracteristicii  $Q=f_0/2\Delta f$  (a se vedea fig. 8.9).

**Tabelul 8.3. Rezultatele măsurărilor CF al  
amplificatorului rezonant**

$f, \text{ Hz}$						$f=f_0=$					
$U_{\text{ieș}}, \text{ mV}$											
$K=U_{\text{ieș}}/U_{\text{int}}$											

3. Să se determine frecvența de generare  $f_G$  și amplitudinea oscilațiilor de ieșire  $U_{\text{ieș}}$  ale autogeneratorului de tip LC. Să se calculeze coeficientul de amplificare critic  $K_{\text{CR}}$  al lanțului amplificator.

Se assemblează circuitul: se conectează întrerupătoarele  $S_1$  și  $S_2$ , se conectează canalul "CHI" al osciloscopului la bornele XS9-XS0, iar canalul "CH2" - la bornele XS1-XS0, se apasă butonul "AUTO". Se aplică tensiunea de alimentare  $E_C=15\text{ V}$  și, reglând  $Re$ , se obțin oscilații sinusoidale nedistorsionate stabile cu o amplitudine maximă. Se măsoară frecvența  $f_G$ , amplitudinile tensiunii de ieșire  $U_{\text{ieș}}$  și tensiunea buclei de reacție  $U_{\text{BR}} \approx U_{\text{int}}$  (XS1-XS0).  $K_{\text{CR}}$  și  $\beta$  se



calculează după formulele:

$$K_{CR} = U_{ieș}/U_{int}, \beta = U_{BR}/U_{ieș} = 1/K_{CR}, \text{ de comparat cu } \beta = C_2/C_1.$$

Se desenează oscilogramele tensiunilor  $U_{ieș}$  și  $U_{BR}$  cu indicarea scărilor pe axa tensiunii și a timpului. Se observă și se caracterizează influența amplificării amplificatorului asupra formei și amplitudinii oscilațiilor generate de  $U_{ieș}$ , modificând adâncimea  $BRN$  folosind  $Re$ . Se deconectează toate dispozitivele de măsurare.

### Conținutul raportului

1. Denumirea și scopul lucrării.
2. Schemele electrice principale ale generatoarelor studiate.
3. Tabelele de observare, oscilogramele tensiunilor studiate, graficele caracteristicilor amplitudine – frecvență.
4. Rezultatele măsurărilor și calculelor valorilor  $f_0$ ,  $f$ ,  $\beta$ ,  $Q$  și  $K_{CR}$ .
5. Concluzii asupra lucrării.

### Întrebări de control

1. Explicați scopul autogeneratoarelor, indicați intervalele de frecvență aproximative în care funcționează autogeneratoarele de tip LC și RC.

2. Arătați schema-bloc a autogeneratorului și explicați scopul blocurilor principale.

3. Care sunt condițiile de generare a autogeneratorului? Scrieți și explicați condițiile de echilibru de fază și echilibru de amplitudine.

4. Desenați schemele principale ale autogeneratoarelor de tip LC și RC cercetate în lucrare și arătați cum sunt satisfăcute condițiile de echilibru de fază și de amplitudine în aceste scheme.

5. Explicați principiul de funcționare al autogeneratoarelor studiate în lucrare.

6. Arătați și explicați rezultatele obținute în lucrare.

## Bibliografia

1. O. Lupan. Electronica. Note de curs. Chişinău, R.Moldova, 2020.
2. T. Melnic, O. Lupan. Electronica. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
3. O. Lupan, T. Melnic. Electronics. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2008.
4. T. Melnic, O. Lupan, P. Metlinschii. Электроника. Îndrumar metodic pentru lucrări de laborator. Chişinău, Secţia Redactare şi Editare a U.T.M., 2010.
5. V. Croitoru, E. Sofron, H. N. Teodorescu. Componente şi circuite electronice: Lucrări practice /– Bucureşti: Ed. didactică şi pedagogică, 1993.
6. В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. Электроника. — М.: Высшая школа, 1991.
7. В.И. Лачин, И.С. Савелов. Электроника: учебное пособие. - изд.7-е-Ростов н/Д.: Феникс, 2009, 709с.
8. С.И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов / С.И Баскаков – М.: Высш. шк., 2009 462 с.
9. В.П. Попов. Основы теории цепей: Учебник для вузов / В. П. Попов. -4-е изд., испр. – М.: Высш. шк., 2007, 2009
10. В.А. Прянишников. Электроника (Курс лекций).-Санкт-Петербург: Корона принт,2000; 2010, 416с.
11. Бобылев Ю. Физические основы электроники, Мо. 2003.
12. Попов А. П., Степанов В. И. Физические Основы Электроники, Учебное пособие, Издательство СибАДИ 2004.
13. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники, Учебник. — 4-е издание, переработанное и дополненное. — Киев: Выща школа, 1989. — 423 с. — ISBN 5-11-001360-8.
14. E.Simion si a., Electrotehnica, 1993
15. A. Cretu si a., Electrotehnica si masini electrice., 1990.
16. (D. Dascalu, M. Profirescu, A. Rusu, I. Costea) Dispozitive şi circuite electronice - Editura: Didactica si Pedagogica, 1982.

## CUPRINS

Adnotare .....	2
Instrucțiuni generale privind desfășurarea lucrărilor de laborator și întocmirea rapoartelor la disciplina „Circuite și Dispozitive Electronice” .....	3
<b>Lucrarea de laborator nr. 1</b>	
Studierea circuitelor electrice liniare de curent continuu și alternativ .....	4
<b>Lucrarea de laborator nr. 2</b>	
Studierea fenomenului de rezonanță în circuitul oscilant .....	24
<b>Lucrarea de laborator nr. 3</b>	
Studierea caracteristicilor și a parametrilor diodelor semiconductoare .....	41
<b>Lucrarea de laborator nr. 4</b>	
Studierea sursei de alimentare electrică de putere mică .....	50
<b>Lucrarea de laborator nr. 5</b>	
Studierea tranzistoarelor bipolare .....	71
<b>Lucrarea de laborator nr. 6</b>	
Studierea etajelor amplificatoare cu tranzistoare .....	89
<b>Lucrarea de laborator nr. 7</b>	
Studierea etajului diferențial de amplificare .....	105
<b>Lucrarea de laborator nr. 8</b>	
Studierea autogeneratoarelor de oscilații sinusoidale .....	125

# CIRCUITE ȘI DISPOZITIVE ELECTRONICE

## Îndrumar metodic pentru efectuarea lucrărilor de laborator

**Autori:** Oleg Lupan  
Nicolai Ababii  
Pavel Metlinschii

Redactor: E. Gheorghişteanu

---

Bun de tipar 20. 06. 2020	Formatul hârtiei 60x84 1/16
Hârtie offset. Tipar RISO	Tirajul 250 ex.
Coli de tipar 9,5	Comanda nr. 50

---

UTM, 2004, Chişinău, bd. Ştefan cel Mare şi Sfânt, 168  
Editura „Tehnica-UTM”  
2045, Chişinău, str. Studenţilor, 9/9