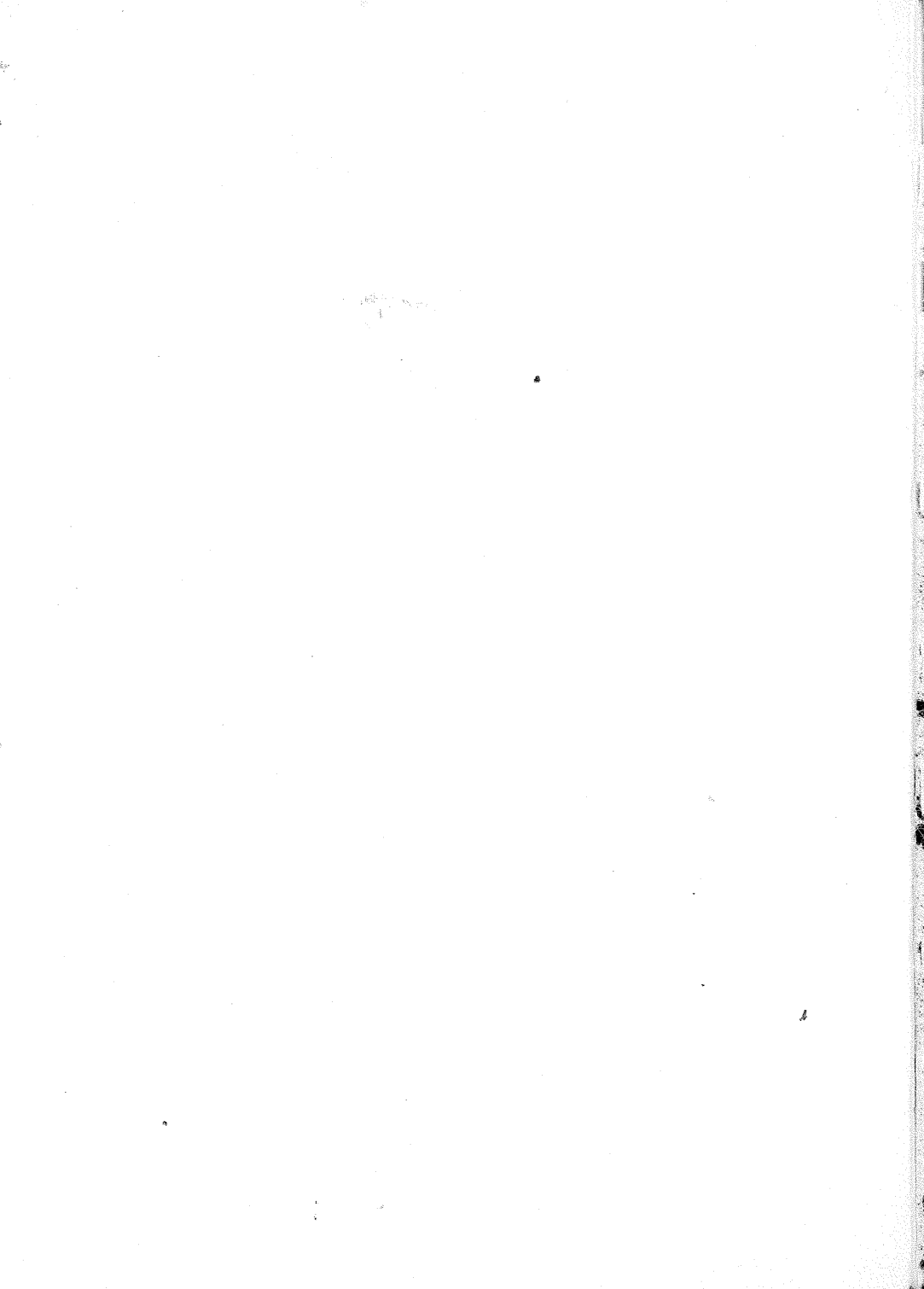


MIRCEA
CIUGUDEAN



PROIECTAREA
CIRCUITELOR
ELECTRONICE

Editura Facultății



200

M. CIUGUDEAN

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE ELECTRONICE

© 1984 Editura Tehnică București

TECHNICAL INFORMATION

1987

Opera : SERGIU NICOLA

M. CIUGUDEAN

PROIECTAREA
UNOR
CIRCUITE ELECTRONICE



EDITURA FACLA
Timișoara, 1983

ACADEMIA ROMANA
ROMANIA
EDITURA DE ECONOMIE SI STATISTICA

Control și revizie științifică :
ing. MIRCEA BODEA

ALINA PASARICA
ING. MIRCEA BODEA

PREFAȚĂ

De mulți ani nu au mai fost elaborate în țară lucrări de proiectare în electronica liniară. Este adevărat că în prezent electronica liniară cedează teren electronicii digitale și că circuitele integrate liniare, care necesită tot mai puține calcule, iau locul celor cu componente discrete care au solicitat serios pe proiectanții electroniști. Rămân totuși o serie de funcții de circuit care se realizează simplu și ieftin cu circuite electronice cu componente discrete sau integrate care necesită calcule de dimensionare.

Cartea de față conține pe lângă calculul circuitelor electronice liniare obișnuite și calculul unor circuite care, utilizând comutația, realizează o legătură liniară între o mărime de ieșire și o mărime de intrare. Sînt prezentate numai circuitele care au fost bine analizate, proiectate cu diferite date inițiale și experimentate în laborator, în scopul verificării corectitudinii dintre calcule și rezultatele experimentale. La studiul și calculul unei părți însemnate din aceste circuite se aduc contribuții originale.

Incluzînd un volum important de date și caracteristici de componente, de cunoștințe în domeniul circuitelor, cartea va fi de reală utilitate pentru învățarea și practicarea electronicii. Ea se adresează tuturor celor ce se ocupă de electronică și doresc să o cunoască mai bine sub aspect cantitativ. Fiind de dificultate medie, va fi accesibilă celor ce au o pregătire de matematică la nivel de liceu.

Aduc pe această cale mulțumiri tuturor celor care m-au ajutat în elaborarea lucrării.

Autorul

INTRODUCERE

Modul de tratare a problemelor din cuprinsul cărții pleacă de la presupunerea că utilizatorul cunoaște funcționarea dispozitivelor și circuitelor electronice principale. Referitor la acestea, în ultimii ani au apărut un număr însemnat de lucrări – tratate și culegeri de probleme – care pot sta la baza unei bune pregătiri teoretice în domeniul electronicii.

Prin urmare, cu excepția descrierii unor circuite mai puțin cunoscute, se trece direct la prezentarea principalelor caracteristici și date ale componentelor utilizate, a unor probleme concrete ce apar la proiectarea și realizarea circuitelor respective, la prezentarea datelor inițiale necesare la calcul și apoi a etapelor proiectării. La prezentarea acestora din urmă s-a încercat, pe cât a fost posibil, să se justifice fiecare relație, fiecare pas, încât materialul să servească atât ca îndrumar de calcul cât și ca mijloc didactic, de aprofundare a problemelor ce apar la circuitele electronice, de înțelegere a funcționării intime a acestora.

S-a urmărit, de asemenea, organizarea etapelor de calcul și verificări astfel încât, cu relativ puține completări și efort, să se poată elabora organigrame și programe de calcul pe calculator numeric. Într-adevăr, pentru unele din circuitele electronice prezentate, care sînt utilizate frecvent (alimentatoare, stabilizatoare), ar merita să fie puse la punct programe în scopul de a simplifica activitatea electroniștilor și de a realiza o mare economie de timp.

O atenție deosebită s-a acordat corectitudinii calculelor în condițiile în care majoritatea parametrilor componentelor prezintă o dispersie destul de însemnată. În acest sens s-au dat relații valabile pentru cazul cel mai defavorabil. În practică, dacă trebuie realizate unicate ale circuitelor electronice prezentate, merită să fie măsurați unii parametri direct asupra exemplare-

lor de componente și circuite integrate utilizate, caz în care calculele se simplifică și se pot asigura performanțe superioare ale circuitelor.

Se menționează că relațiile de calcul referitoare la disipația de putere și încărcarea în curent a componentelor electronice nu au avut în considerare asigurarea unei rezerve față de valorile limită admise. În practică, în raport cu destinația echipamentului și temperatura maximă a mediului, se pot lăsa rezerve corespunzătoare pentru creșterea siguranței în funcționare a componentelor.

Notațiile utilizate sînt în bună măsură unitare și încearcă să exprime cîte ceva despre mărimea pe care o reprezintă pentru a nu fi obositoare. S-a realizat o separare netă între notațiile pentru tensiuni și curenți de regim static (indici litere mari) și de regim dinamic (litere mici cu indici litere mici), care reprezintă în electronică deseori o sursă de confuzii.

La sfîrșitul fiecărui paragraf se prezintă un exemplu de proiectare concret, ales astfel încît să fie suficient de reprezentativ pentru metoda propusă, să asigure parcurgerea unei părți cît mai mari din calculele prevăzute, în general, pentru mai multe variante.

În carte au fost prezentate și proiectate circuite electronice avînd la bază numai componente active produse în țară, dovedindu-se posibilitățile de lărgire a gamei de aplicații a acestora și de obținere a unor performanțe ridicate.

Proiectarea stabilizatoarelor de tensiune continuă

1.1. PROIECTAREA STABILIZATORULUI CU DIODĂ ZENER

Circuitul stabilizator cu diodă Zener este binecunoscut (fig. 1.1). El furnizează practic o tensiune stabilizată fixă (ce nu se poate modifica din exterior) avînd valoarea tensiunii de pe dioda Zener și prezintă un coeficient de stabilizare de ordinul cîtorva zeci. Fiind un stabilizator cu element de reglare de tip paralel [2], [12], este neeconomic pentru sarcină de curent variabil în domeniu larg (consumă curent mare indiferent de valoarea momentană a curentului de sarcină) și se utilizează numai la curent de sarcină redus (cel mult cîteva sute de mA).

Calculul circuitului constă de fapt în determinarea rezistenței de limitare R_L . Această rezistență trebuie să permită menținerea punctului de funcționare al diodei în regiunea de stabilizare în condițiile variației tensiunii de alimentare a circuitului și a curentului prin sarcină, iar uneori (în cazul producției de serie a circuitului) și în condițiile dispersiei tensiunii pe diodă și a toleranței proprii ce nu se mai poate ignora /15/ *. Întotdeauna sursa de tensiune continuă de alimentare se poate reprezenta și cunoaște prin tensiune

* Bibliografia între paranteze oblice reprezintă lucrări ale autorului și colaboratorilor săi.

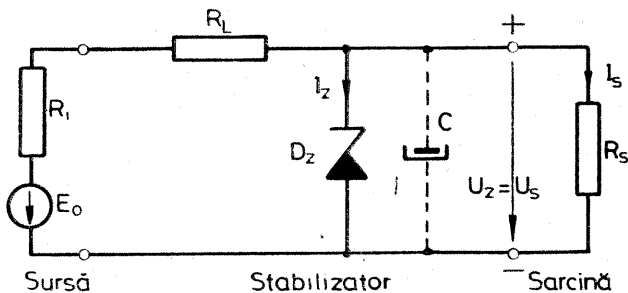


Fig. 1.1. Stabilizator cu diodă Zener.

nea ei în gol E_0 și rezistența ei internă R_i , ceea ce ușurează calculul acestui circuit.

În practică apar de obicei două cazuri în legătură cu datele inițiale ale calculului. Cel mai frecvent caz este acela în care circuitul se alimentează de la o sursă existentă, dată. Al doilea caz este acela în care sursa de alimentare se poate adopta.

Un eventual condensator la ieșirea circuitului stabilizator ar putea crește efectul de divizare (pe R_L și r_z) a pulsațiilor tensiunii de alimentare (dacă acestea există) prin șuntarea lui r_z cu reacțanța redusă a condensatorului. De asemenea, se pot reduce variațiile tensiunii de ieșire din cauza unor componente variabile ale curentului de sarcină, prin micșorarea rezistenței de ieșire a stabilizatorului pentru frecvențe mari.

Există posibilitatea de a se folosi în serie două sau mai multe diode Zener cu rezistență dinamică și coeficient de temperatură reduși pentru a realiza o diodă Zener echivalentă, de tensiune mai mare. Diodele Zener cu coeficientul de temperatură minim sînt cele cu $U_z \cong 5,6$ V, iar cu rezistență dinamică minimă sînt cele cu $U_z \cong 6,8 \dots 8,2$ V.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI ÎN CAZUL UNEI SURSE IMPUSE

DATE INIȚIALE

Datele inițiale pentru acest caz sînt :

- valoarea mijlocie a tensiunii pe sarcină U_s și precizarea dacă aceasta poate avea dispersia tipică dată în catalog pentru dioda Zener corespunzătoare ;

- limitele de variație a curentului sarcinii când aceasta este alimentată la tensiunea U_s : I_{smin} , I_{smax} și precizarea dacă acestea depind de tensiunea pe sarcină;
- limitele de variație ale tensiunii de alimentare în gol: E_{0min} , E_{0max} ;
- rezistența internă a sursei de alimentare: R_i ;
- variația totală admisă a tensiunii pe sarcină din cauza variației tensiunii de alimentare E_0 și a curentului de sarcină I_s : ΔU_{smax} .

Valoarea mijlocie a tensiunii pe sarcină trebuie în mod normal admisă în apropierea valorilor nominale pe care le au tensiunile pe diodele Zener fabricate [14]. Aceste tensiuni nu pot fi din păcate folosite decât ca valori de plecare în calcule, deoarece ele sînt definite în catalog [14] la anumiți curenți, ori curenții reali prin diode în circuitele stabilizatoare se cunosc abia după terminarea proiectării. Această situație apare în special atunci cînd nu este posibilă sortarea diodelor stabilizatoare (la un produs de serie sau în lipsa unui aparat de măsură).

Dacă în timpul utilizării stabilizatorului este posibil ca acesta să rămîină fără sarcină (în gol) trebuie impus $I_{smin}=0$. În caz contrar este posibil ca stabilizatorul să rămîină în gol incidental și să se distrugă dioda Zener.

Dacă alimentarea circuitului se face de la un redresor, atunci peste tensiunea E_0 se suprapun pulsații. Acestea nu afectează practic funcționarea diodei, deoarece la bornele acesteia ele sînt reduse de cea S_{min} ori (S_{min} reprezintă coeficientul de stabilizare).

Variația totală a tensiunii pe sarcină ΔU_{smax} este variația care apare după realizarea circuitului (pentru o diodă și o rezistență dată nu mai intervin dispersia și toleranța).

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

Pentru calculul rezistenței de limitare R_L și verificarea calității stabilizatorului trebuie parcurse următoarele etape:

a) Se adoptă o diodă Zener cu tensiune nominală U_z apropiată de tensiunea U_s dată și cu curenții limită ce îndeplinească condiția aproximativă

$$I_{zMAX} > \frac{E_{0max} - U_{zm}}{E_{0min} - U_{zM}} (I_{zMIN} + I_{smax}) - I_{smin} \quad (1.1)$$

În cataloage lipsesc uneori limitele curentului prin dioda Zener. Curentul maxim se poate determina cu aproximație din relația

$$I_{zMAX} < \frac{P_{dMAX}}{U_{zmax}} [A], \quad (1.2)$$

unde P_{dMAX} [W] reprezintă puterea disipată maximă a diodei (dată în cataloage numai pentru o temperatură obișnuită a mediului $-20 \dots 30^\circ C$) iar U_{zmax} este valoarea maximă posibilă a tensiunii pe diodă datorată dispersiei de fabricație. Curentul minim se va stabili pe baza tabelului din anexe (pentru diode Zener de putere mică fabricate în țară) în funcție de pretențiile de stabilizare (la curenți mici rezistența dinamică a diodelor Zener este mai mare și stabilizarea mai redusă). Pentru o stabilizare mai bună este indicat să se adopte un curent I_{zMIN} egal cu curentul de la care începînd se poate considera că rezistența dinamică este aproximativ constantă (și redusă). Acest curent este în general

$$I_{zMIN} = (0,1 \dots 0,15) I_{zMAX} \quad (1.3)$$

Prin sortare se pot găsi descori exemplare de diode Zener cu I_{zMIN} sensibil mai mic decît valoarea de mai sus.

Se citesc din catalog limitele tensiunii U_z datorate dispersiei de fabricație: U_{zm} (minimă) și U_{zM} (maximă). Dacă dispersia tensiunii U_z dată în catalog nu este admisă într-o aplicație concretă, este necesar să se selecteze, pentru realizarea practică sau chiar înainte de efectuarea calculelor, diodele care prezintă la mijlocul domeniului de curent $I_{zMAX} - I_{zMIN}$ tensiune U_z cît mai apropiată de tensiunea U_s impusă. De asemenea, se pot selecta diode Zener cu rezistență dinamică mai mică decît aceea dată în catalog.

b) Întrucît, pentru simplificarea calculelor, în continuare caracteristica tensiune-curent a diodei Zener se va considera liniară (cu rezistență dinamică constantă), este necesar să se precizeze coordonatele unui punct al ei („punct cunoscut“): I_z și U_z precum și valoarea rezistenței dinamice r_z . Punctul cunoscut se poate prelua din catalog, caz în care U_z are limitele U_{zmin} și U_{zmax} , datorate dispersiei de fabricație. Pentru o producție de serie a circuitului este practică unica soluție, în schimb, pentru realizarea unor unicate, se pot selecta și măsura diodele Zener ce urmează a fi folosite.

c) Dacă s-a precizat în datele de proiectare că I_{smin} și I_{smax} depind și de tensiunea de alimentare (sarcina se comportă ca o rezistență aproximativ liniară), se determină limitele rezistenței echivalente de sarcină

$$R_{smin} = \frac{U_s}{I_{smax}}, \quad R_{smax} = \frac{U_s}{I_{smin}}, \quad (1.4)$$

deoarece limitele curenților au fost date pentru alimentarea sarcinii la tensiunea U_z .

d) Se determină valorile limită ale rezistenței R_L cu relațiile /15/

$$R_{LMAX} = \frac{E_{0min} - U_{zM} + r_z (I_z - I_{zMIN})}{I_{zMIN} + \frac{U_{zM} - r_z (I_z - I_{zMIN})}{R_{smi n}}} - R_i \quad (1.5)$$

și

$$R_{LMIN} = \frac{E_{0max} - U_{zm} - r_z (I_{zMAX} - I_z)}{I_{zMAX} + \frac{U_{zm} + r_z (I_{zMAX} - I_z)}{R_{smg z}}} - R_i. \quad (1.6)$$

Dacă diodele Zener sînt selectate și tensiunea U_z din punctul cunoscut nu prezintă dispersie, atunci în aceste relații se ia: $U_{zM} = U_{zm} = U_z$.

Dacă în datele de proiectare s-a făcut precizarea că $I_{smi n}$ și I_{smax} nu depind de tensiunea de alimentare U_s , atunci relațiile de calcul au forma

$$R_{LMAX} = \frac{E_{0min} - U_{zM} + r_z (I_z - I_{zMIN})}{I_{zMIN} + I_{smax}} - R_i \quad (1.5a)$$

și

$$R_{LMIN} = \frac{E_{0max} - U_{zm} - r_z (I_{zMAX} - I_z)}{I_{zMAX} + I_{smi n}} - R_i. \quad (1.6a)$$

Pentru ca problema să aibă soluție, în ambele cazuri trebuie să rezulte

$$R_{LMAX} \geq R_{LMIN}. \quad (1.7)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită rezultă că dioda Zener adoptată nu are curentul maxim suficient de mare pentru aplicația rezolvată și trebuie adoptată o diodă cu aceeași tensiune U_z , dar cu curent I_{zMAX} mai mare (cu putere disipată P_{dMAX} imediat superioară).

e) Dacă este îndeplinită condiția 1.7 și cele două rezistențe rezultă aproximativ egale, atunci se va adopta R_L cu toleranța l foarte redusă (1%), de valoarea normalizată cea mai apropiată, în cazul producției de serie a circuitului sau se va selecta chiar rezistența de valoarea rezultată în calcule, în cazul realizării unor unicate.

Dacă rezistențele R_{LMAX} și R_{LMIN} sînt ușor depărtate se va căuta rezistența normalizată cu toleranța l potrivită, care întot-

deci va avea valoarea cuprinsă între cele două limite. Dacă cele două limite rezultă distanțate sensibil între ele, se recomandă adoptarea rezistenței R_L normalizate cât mai apropiată de R_{LMAX} (fără a depăși pe aceasta prin toleranța pozitivă), când performanța principală a stabilizatorului — coeficientul de stabilizare — este optim, iar curentul prin dioda Zener este cuprins într-un domeniu mai apropiat de I_{ZMIN} (putere disipată) mai mică pe diodă).

- f) Se calculează performanțele stabilizatorului:
— coeficientul de stabilizare minim

$$S_{min} = \frac{\Delta E_0}{\Delta U_z} \Big|_{I_z = const} \cong \frac{(R_{Lmin} + R_i) + r_z}{r_z}, \quad (1.8)$$

cu

$$R_{Lmin} = \left(1 - \frac{t}{100}\right) R_L; \quad (1.9)$$

— rezistența de ieșire

$$R_{ieș} = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_s} \Big|_{E_s = const} \cong r_z \parallel (R_L + R_i) = r_z. \quad (1.10)$$

g) Se determină variația totală maximă de tensiune produsă de variația tensiunii de alimentare și a curentului de sarcină [15]:

$$\Delta U_{zmax} = \frac{E_{0max} - E_{0min}}{S_{min}} + R_{ieș} (I_{smax} - I_{smin}), \quad (1.11)$$

care trebuie să fie mai mică decît aceea impusă în datele inițiale ale proiectului. În caz contrar se va impune fie selectarea diodelor Zener cu rezistență dinamică r_z mai mică, fie adoptarea unei diode Zener cu putere disipată mai mare — care prezintă rezistență dinamică mai mică —, dar care consumă un curent mai mare de la sursa de alimentare (nu este o soluție economică).

h) În scopul stabilirii tensiunii mijlocii pe sarcină se determină una din limitele curentului prin dioda Zener, de exemplu I_{zmin} , în lipsa dispersiei tensiunii U_z

$$I_{zmin} = \frac{\frac{E_{0min}}{R_{max}} - \frac{U_z - I_z r_z}{R_{ech}}}{1 + \frac{r_z}{R_{ech}}}, \quad (1.12)$$

în care :

$$R_{max} = \left(1 + \frac{t}{100}\right) R_L + R_i, \quad (1.13)$$

cu t = toleranța rezistenței de limitare adoptată, în procente;
și

$$R_{ech} = R_{max} \parallel R_{min}. \quad (1.14)$$

i) Se determină tensiunea pe diodă fără dispersie la curentul I_{zmin}

$$U_{zmin} = U_z - r_z (I_z - I_{zmin}). \quad (1.15)$$

j) Se calculează tensiunea mijlocie pe sarcină fără considerarea dispersiei

$$U_{zmed} = U_{zmin} + \frac{\Delta U_{zmax}}{2}. \quad (1.16)$$

Aceasta fiind și tensiunea mijlocie pe sarcină, se va compara cu valoarea U_s dată inițial luîndu-se o decizie asupra acceptării ei. O oarecare creștere a tensiunii U_{zmed} se mai poate obține numai dacă a rezultat R_{Lmax} sensibil mai mare decît R_{Lmin} și s-a adoptat R_L apropiat de R_{Lmax} . În acest caz se revine și se adoptă R_L mai apropiat de R_{Lmin} .

k) Se determină extremele tensiunii U_s cu considerarea dispersiei și a variației. Dispersia posibilă a tensiunii U_{zmed} este aceeași cu dispersia tensiunii U_z dată în catalog (dacă dioda nu se selectează). Deci, tensiunea la ieșirea stabilizatorului poate fi cuprinsă între valorile

$$U_{zmin} - (U_z - U_{zm}) \leq U_s \leq U_{zmed} + (U_{zm} - U_z) + \frac{\Delta U_{zmax}}{2}. \quad (1.17)$$

care include atât efectul dispersiei cît și variația datorată modificării tensiunii E_0 și curentului de sarcină I_s .

Este posibil, de asemenea, să se includă simplu în extremele tensiunii U_s și efectul variației temperaturii mediului față de temperatura normală asupra tensiunii U_{zmed} .

1) Se verifică dacă stabilizatorul poate funcționa în gol în cazul unei date inițiale $I_{smin} \neq 0$.

Pentru aceasta trebuie îndeplinită condiția

$$I_{zmax0} = \frac{E_{0max} - U_{zm} + r_z I_z}{R_{min} + r_z} < I_{zMAX}, \quad (1.18)$$

cu:

$$R_{min} = R_{Lmin} + R_i. \quad (1.19)$$

m) Se stabilește puterea nominală a rezistenței R_L

$$P_{RLn} > P_{RLmax} = \left(\frac{E_{0max} - U_{zmin} + U_z - U_{zm}}{R_{Lmin} + R_i} \right)^2 R_{Lmin}. \quad (1.20)$$

ținînd cont și de temperatura maximă a mediului.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona un stabilizator de tensiune cu diodă Zener care furnizează o tensiune $U_z=6\text{ V}$, cu dispersia conform catalogului, pentru o sarcină ce se poate considera rezistivă avînd $I_{z\text{min}}=10\text{ mA}$, $I_{z\text{max}}=80\text{ mA}$. Tensiunea de alimentare se obține de la un redresor ce prezintă o caracteristică externă nominală ca în fig. 1.2 ($R_i=R_{tr}=\Delta U_r/\Delta I_r=3\text{ V}/0,15\text{ A}=20\ \Omega$).

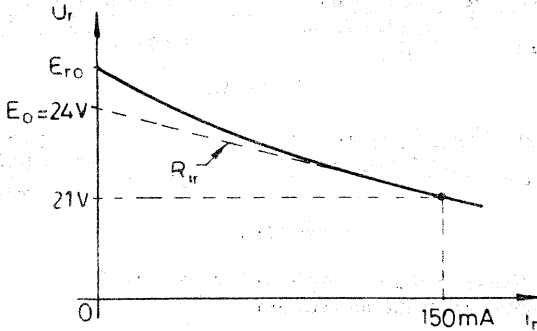


Fig. 1.2. Caracteristica externă a redresorului.

Tensiunea rețelei, deci și tensiunea E_0 , prezintă variații de $\pm 7\%$. Variația totală a tensiunii pe sarcină (exclusiv dispersia) este $\Delta U_{s\text{max}}=0,3\text{ V}$. Circuitul este destinat unui aparat produs în serie mare, care va lucra la temperatura obișnuită a mediului.

Se adoptă provizoriu o diodă stabilizatoare de tip PL6V2Z avînd $I_{z\text{MAX}}=150\text{ mA}$, $U_{z\text{m}}=5,8$ și $U_{z\text{M}}=6,6\text{ V}$. Se calculează

$$I_{z\text{MIN}}=0,15\ I_{z\text{MAX}}=22,5\text{ mA}.$$

Se determină limitele tensiunii în gol a sursei :

$$E_{0\text{max}}=1,07\ E_0=1,07 \cdot 24 \approx 25,7\text{ V}$$

$$E_{0\text{min}}=0,93\ E_0=0,93 \cdot 24 \approx 22,3\text{ V}.$$

Se verifică îndeplinirea condiției 1.1 :

$$\frac{E_{0\text{max}}-U_{z\text{m}}}{E_{0\text{min}}-U_{z\text{M}}}(I_{z\text{MIN}}+I_{s\text{max}})-I_{s\text{min}}=\frac{25,7-5,8}{22,3-6,6}(22,5+80)-10=$$

$$=120\text{ mA} < I_{z\text{MAX}}.$$

Deci, dioda corespunde în principiu aplicației date.

Se extrag din catalog [14] (din tabelul anexat) pentru dioda PL6V2Z următoarele date : $U_z=6,2\text{ V}$ la curentul $I_z=100\text{ mA}$, $r_z=2\ \Omega$ și $P_{d\text{MAX}}=1\text{ W}$.

Limitele rezistenței de sarcină sînt

$$R_{smin} = \frac{U_s}{I_{smax}} = \frac{6}{0,08} = 75 \Omega,$$

$$R_{smax} = \frac{U_s}{I_{smin}} = \frac{6}{0,01} = 600 \Omega.$$

Se determină limitele admise pentru rezistența R_L

$$R_{LMAX} = \frac{E_{0min} - U_{zm} + r_z (I_z - I_{zMIN})}{I_{zMAX} + \frac{U_z - r_z (I_z - I_{zMIN})}{R_{smin}}} - R_i = \frac{22,3 - 6,6 + 2 (0,1 - 0,0225)}{0,0225 + \frac{6,6 - 2 (0,1 - 0,0225)}{75}} - 20 = 126 \Omega,$$

$$R_{LMIN} = \frac{E_{0max} - U_{zm} - r_z (I_{zMAX} - I_z)}{I_{zMIN} + \frac{U_{zm} + r_z (I_{zMAX} - I_z)}{R_{smax}}} - R_i = \frac{25,7 - 5,8 - 2 (0,15 - 0,1)}{0,15 + \frac{5,8 + 2 (0,15 - 0,1)}{600}} - 20 \approx 104 \Omega.$$

Deoarece $R_{LMAX} > R_{LMIN}$, problema are soluție.

Se va adopta rezistența normalizată

$$R_L = 120 \Omega \pm 5\%,$$

a cărei limită superioară este

$$R_{Lmax} = \left(1 + \frac{t}{100} \right) R_L = (1 + 0,05) 120 = 126 \Omega = R_{LMAX}.$$

S-ar fi putut utiliza, de asemenea, o rezistență $R_L = 110 \Omega \pm 5\%$, dar stabilizarea ar fi rezultat mai slabă.

Valoarea minimă a rezistenței de limitare este

$$R_{Lmin} = \left(1 - \frac{t}{100} \right) R_L = (1 - 0,05) 120 = 114 \Omega.$$

Performanțele stabilizatorului sînt

$$S_{min} = \frac{R_{Lmin} + R_i + r_z}{r_z} = \frac{114 + 20 + 2}{2} = 68,$$

ceea ce reprezintă o valoare foarte bună pentru un stabilizator cu diodă Zener și $R_{ief} \approx r_z = 2\Omega$.

Se determină variația totală maximă a tensiunii pe sarcină (exclusiv dispersia)

$$\Delta U_{zmax} = \frac{E_{0max} - E_{0min}}{S_{min}} + R_{ief} (I_{smax} - I_{smin}) = \frac{25,7 - 22,3}{68} + 2 (0,08 - 0,01) = 0,19 \text{ V} < 0,3 \text{ V impusă.}$$

Se calculează rezistențele

$$R_{max} = R_{Lmax} + R_i = 126 + 20 = 146 \Omega,$$

și

$$R_{ech} = R_{max} \parallel R_{smi n} = 146 \parallel 75 = 49,5 \Omega.$$

Curentul minim prin diodă în lipsa dispersiei este

$$I_{zmi n} = \frac{\frac{E_{0mi n}}{R_{max}} - \frac{U_z - I_z r_z}{R_{ech}}}{1 + \frac{r_z}{R_{ech}}} = \frac{\frac{22,3}{146} - \frac{6,2 - 0,1 \cdot 2}{49,5}}{1 + \frac{2}{49,5}} = 0,0274 \text{ A.}$$

Tensiunea pe diodă, fără dispersie, la acest curent este

$$U_{zmi n} = U_z - r_z (I_z - I_{zmi n}) = 6,2 - 2 (0,1 - 0,0274) \cong 6,05 \text{ V.}$$

Tensiunea mijlocie pe sarcină, fără dispersie

$$U_{zmed} = U_{zmi n} + \frac{\Delta U_{zmax}}{2} = 6,05 + \frac{0,19}{2} = 6,145 \text{ V,}$$

care este apropiată de valoarea $U_s = 6 \text{ V}$ impusă în enunț și se poate accepta. Extremele tensiunii de la ieșirea stabilizatorului (pe sarcină) sînt

$$U_{zmi n} - (U_z - U_{zm}) = 6,05 - (6,2 - 5,8) = 5,65 \text{ V}$$

și

$$U_{zmed} + (U_{zm} - U_z) + \frac{\Delta U_{zmax}}{2} = 6,145 + (6,6 - 6,2) + \frac{0,19}{2} = 6,64 \text{ V.}$$

Se verifică dacă dioda stabilizatoare **suportă** curentul ce apare cînd stabilizatorul funcționează în gol

$$R_{mi n} = R_{Lmi n} + R_i = 114 + 20 = 134 \Omega,$$

$$I_{zmax0} = \frac{E_{0max} - U_{zm} + r_z I_z}{R_{mi n} + r_z} = \frac{25,7 - 5,8 + 2 \cdot 0,1}{134 + 2} \cong 148 \text{ mA} < I_{zMAX}.$$

Puterea nominală a rezistenței de limitare R_L trebuie să fie mai mare decît

$$P_{RLmax} = \left(\frac{E_{0max} - U_{zmi n} + U_z - U_{zm}}{R_{Lmi n} + R_i} \right)^2 R_{Lmi n} = \left(\frac{25,7 - 6,05 + 6,2 - 5,8}{114 + 20} \right)^2 \cdot 114 \cong 2,55 \text{ W,}$$

și se va adopta o putere nominală $P_{Rn} = 3 \text{ W}$. Se poate utiliza o rezistență bobinată [10].

PROIECTAREA STABILIZATORULUI ÎN CAZUL ÎN CARE SURSA SE POATE ADOPTA

Este posibil să se stabilească un program de calcule prin care să se adopte dioda stabilizatoare și să se obțină tensiunea E_0 și rezistența R_L , plecînd de la variația totală maximă admisă de tensiune pe sarcină (exclusiv dispersia). Întrucît acest calcul ar ocupa un spațiu însemnat, el nu va mai fi prezentat. O soluție care utilizează calculele din cazul anterior constă în adoptarea unei diode cu tensiune potrivită, cu un domeniu de curent $I_{zMAX} - I_{zMIN} > I_{smax} - I_{smin}$ și determinarea unei tensiuni E_0 care are limitele ce îndeplinesc condiția 1.1. Rezistența internă R_i a sursei se poate adopta din condiția ca pe aceasta să aibă loc o cădere relativă de tensiune $\lambda = 0, 1, \dots, 0,2$ (ca la redresoare)

$$R_i \cong \frac{\lambda}{1+\lambda} \frac{E_{0max}}{I_{zMAX} + I_{smin}} \quad (1.21)$$

În continuare calculele se pot desfășura ca și în cazul anterior, reluîndu-se cu o creștere a tensiunii E_0 dacă nu se realizează variația totală de tensiune impusă sau cu o eventuală reducere a acesteia dacă se obține o variație totală mult mai mare decît cea impusă.

În cazul în care stabilizatorul va fi alimentat de la un redresor, pentru calculul acestuia sînt necesare tensiunea U_{r0} și curentul I_{r0} . Se folosesc în acest scop relațiile

$$U_{r0} = \frac{E_0}{1+\lambda} \quad \text{și} \quad I_{r0} = \frac{\lambda U_{r0}}{R_{tr}} \quad (1.21')$$

unde λ se determină din relația 1.21 utilizînd la numitor curentul $I_{zmax} + I_{smin}$ cînd stabilizatorul nu va funcționa în mod normal în gol sau I_{zmax0} în caz contrar. Curentul I_{zmax} se poate calcula cu ajutorul relațiilor de forma 1.12, 1.13, 1.14 – modificate corespunzător.

1.2. PROIECTAREA STABILIZATORULUI CU ELEMENT DE REGLARE SERIE FĂRĂ AMPLIFICATOR DE EROARE

În fig. 1.3 este reprezentat circuitul celui mai simplu stabilizator de tensiune cu element de reglare (tranzistor) serie [2], [12], [5]. El nu conține amplificator de eroare, iar elementul de reglare

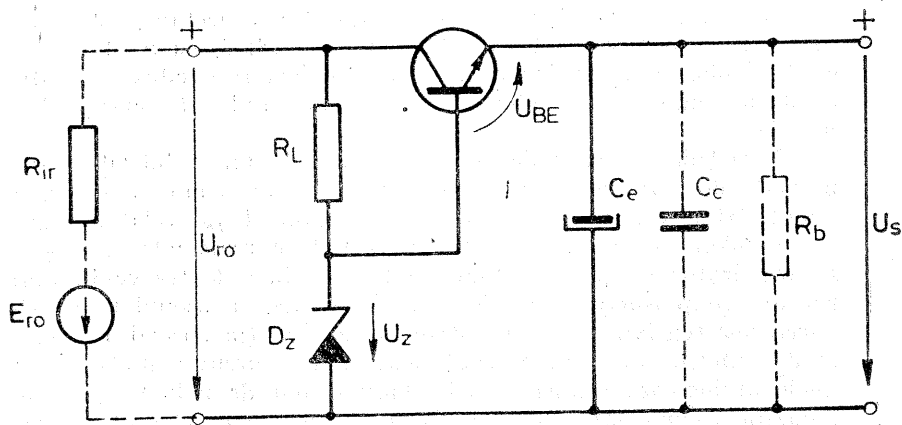


Fig. 1.3. Stabilizator cu element de reglare serie fără amplificator de eroare.

include și funcția de detector de eroare. Circuitul se utilizează în special după un redresor sau după acumuloare și baterii.

Tranzistorul lucrează în conexiunea colector comun (repetor pe emitor) și de aceea circuitul prezintă o rezistență de ieșire redusă (aceasta fiind una din cerințele unui stabilizator de tensiune).

În baza relației

$$U_s = U_z + U_{BE}, \quad (1.22)$$

rezultă că tensiunea pe sarcină este aproximativ constantă dacă dioda Zener lucrează ca stabilizator, iar curentul prin baza tranzistorului depășește valoarea corespunzătoare cotului caracteristicii de intrare, după care tensiunea U_{BE} se modifică puțin în funcție de curentul de bază. Tocmai pentru aceasta, de la circuitul stabilizator trebuie consumat un curent minim I_{EMIN} — corespunzător curentului minim de bază. De aceea, stabilizatoarele care ajung în regim de curent de sarcină redus sau în gol trebuie să includă o rezistență de balast R_b care să consume curentul I_{EMIN} .

Acest tip de stabilizator poate furniza numai o tensiune fixă (nereglabilă) care se va modifica puțin, în jurul unei valori medii la variația tensiunii de alimentare E_{r0} și la variația curentului de sarcină. Tensiunea U_s va fi deci cu ceva mai mică decât tensiunea pe dioda Zener. În cazul unei producții de serie, dacă diodele Zener nu se sortează, tensiunea U_s va prezenta o dispersie identică cu aceea a tensiunii U_z .

Dacă tensiunea U_s poate fi adoptată de proiectant, este bine ca ea să se stabilească la o valoare $n \times (6 \dots 8) \text{ V}$, cu $n=1, 2 \dots$, cînd se folosesc diode Zener cu rezistență dinamică redusă și coeficient de temperatură redus (conectate mai multe în serie pentru $n > 1$).

Variațiile tensiunii de la intrarea circuitului stabilizator sînt preluate de tranzistor (prin tensiunea U_{CE}) în urma unei ușoare modificări a tensiunii U_s — deci a tensiunii U_{BE} (relația 1.22).

Condensatorul C_e are rolul de a reduce rezistența de ieșire a stabilizatorului pentru componente variabile de frecvență mai ridicată (impulsuri) ale curentului de sarcină, în scopul reducerii variațiilor tensiunii de ieșire date de acestea (în special în cazul cînd stabilizatorul alimentează mai multe circuite dintre care unele prelucrează semnale mici). Ținînd cont de inductanța serie parazită a condensatoarelor electrolitice, pentru ca efectul de mai sus să se extindă și la frecvențe înalte, acestea se șuntează cu un condensator ceramic C_c , cu capacitate de ordinul $(n \times 10) \dots 100 \text{ nF}$ (cu valori mai mari pentru variații mari în impuls ale curentului de sarcină).

Efectul de filtrare a pulsațiilor tensiunii redresate U_r , realizat de condensatorul C_e este relativ redus. Astfel, rezistența de ieșire a stabilizatorului fiind mică, reactanța condensatorului la frecvența de 100 Hz este de cca 10...20 ori mai mare decît aceasta și practic C_e acționează ca și cum ar fi în paralel cu condensatorul de filtraaj din redresor.

Dioda Zener din acest stabilizator, împreună cu rezistența R_L , realizează un stabilizator separat pentru tensiunea de referință U_z , avînd drept curent de sarcină — curentul de bază al tranzistorului. Deoarece tensiunea U_z trebuie să aibă o valoare cît mai puțin variabilă, rezistența R se va adopta cît se poate de mare, deci dioda va funcționa într-o zonă de curent apropiată de curentul ei minim. Este bine ca tranzistorul să aibă amplificarea de curent mare pentru a consuma un curent redus în bază și pentru a avea rezistență de ieșire mai redusă.

Acest tip de stabilizator nu este protejat la scurtcircuit pe sarcină, situație în care tranzistorul se defectează instantaneu.

DATE INIȚIALE

Pentru calculul circuitului se pleacă aproximativ de la aceleași date inițiale și condiții impuse ca și la stabilizatorul cu diodă Zener. De obicei însă, în locul tensiunilor de alimentare limită E_{r0min} și E_{r0max} , se dau variațiile relative în procente ale tensiunii E_{r0}

(aceleași cu variațiile tensiunii rețelei). Prin urmare, datele inițiale sînt :

— valoarea medie a tensiunii pe sarcină U_s , și precizarea dacă aceasta poate avea dispersia tipică dată în catalog pentru dioda Zener corespunzătoare,

— limitele de variație ale curentului de sarcină cînd aceasta este alimentată la tensiunea $U_s - I_{smin}, I_{smax}$ — și precizarea dacă acestea depind de tensiunea pe sarcină,

— variațiile procentuale ale tensiunii de alimentare în gol: $100 \Delta E_{r0+}/E_{r0}$ și $100 \Delta E_{r0-}/E_{r0}$,

— variația totală admisă a tensiunii pe sarcină datorată variațiilor tensiunii de alimentare E_{r0} și curentului de sarcină I_s : ΔU_{sMAX} .

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

a) Se stabilește pe baza relației 1.22 tensiunea nominală U_z conform catalogului [14] sau tabelului anexat, în cazul cînd dioda nu este selectată cu o anumită tensiune, admitînd pentru U_{BE} o valoare medie de 0,4 V pentru tranzistor de germaniu și 0,75 V pentru tranzistor de siliciu. Dacă se utilizează tensiunea $U_z = 5,6 \dots 8,2$ V, atunci diodele cu $P_{dMAX} = 400$ mW se pot folosi în principiu în surse cu $I_{smax} \leq 30 \dots 700$ mA (valori mici pentru tranzistoare cu $\beta \cong 50$ iar valori mari pentru tranzistoare cu $\beta \cong 100$), iar diodele cu putere $P_{dMAX} = 1$ W se pot folosi în surse cu $I_{smax} \leq 1,5 \dots 2,5$ A.

După adoptarea diodei pe baza considerentelor de mai sus, se extrag din catalog (sau din tabelul anexat) I_{zMAX} , r_z , curentul I_z la care se definește tensiunea U_z („punctul cunoscut”) și tensiunile extreme datorate dispersiei de fabricație: U_{zm} și U_{zM} .

Se calculează tensiunea maximă (aproximativă) pe sarcină datorată dispersiei (la curentul I_{smax})

$$U_{sM} = U_{zM} - U_{BEmax}, \quad (1.23)$$

admitînd o valoare $U_{BEmax} = 0,4 \dots 0,5$ V pentru tranzistor de germaniu și $U_{BEmax} = 0,8 \dots 0,9$ V pentru tranzistor de siliciu.

Dacă însă trebuie realizată o tensiune U_s fără dispersie, se trece peste acest punct folosind în locul lui U_{sM} tensiunea U_s impusă și se determină tensiunea diodei Zener din relația 1.22.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului astfel încît tranzistorul să nu se satureze (nici pentru vîrfurile negative ale pulsațiilor în cazul cînd U_{r0} este o tensiune redresată)

$$U_{r0min} = U_{sM} + U_{CEs} + U_{r1m} + (1 \dots 1,5) \text{ [V]}, \quad (1.24)$$

în care tensiunea de la limita regiunii de saturație U_{CEs} are valorile lui U_{BEmax} de la punctul a, iar amplitudinea pulsațiilor, u_{r1m} , se adoptă conform indicațiilor de la proiectarea circuitului redresor (la Date inițiale). Pentru ca tranzistorul să nu lucreze prea aproape de saturație și pentru a acoperi impreciziile de calcul de la stabilizator și redresor, s-a introdus o rezervă de $1 \dots 1,5$ V (mai mare pentru tensiuni U_{r0} mai mari).

c) Se adoptă căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului, definită (la proiectarea circuitului redresor)

$$\lambda = \frac{I_{r0} R_{ir}}{U_{r0}} \text{ cu } I_{r0} \cong I_{smax}, \quad (1.25)$$

și avînd valorile tipice $\lambda = 0,1 \dots 0,2$. Valoarea adoptată aici se va transmite nemodificată și la calculul redresorului!

d) Se determină valorile nominale și maxime ale tensiunii de la intrarea stabilizatorului la curentul maxim de sarcină și ale tensiunii în gol a redresorului

$$U_{r0} = \frac{U_{r0min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}} (1 + \lambda)}, \quad (1.26)$$

$$U_{r0max} = U_{r0} \left[1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} (1 + \lambda) \right], \quad (1.27)$$

și conform relației 2.9 dedusă în (9)

$$E_{r0} \cong U_{r0} (1 + 1,5\lambda), \quad (1.28)$$

$$E_{r0max} = E_{r0} \left(1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} \right), \quad (1.29)$$

$$E_{r0min} = E_{r0} \left(1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}} \right), \quad (1.30)$$

în care rapoartele $\Delta E_{r0-}/E_{r0}$ și $\Delta E_{r0+}/E_{r0}$ reprezintă scăderea, respectiv creșterea relativă a tensiunii în gol a redresorului, datorate variațiilor rețelei și egale cu variațiile relative ale acesteia. Aceste tensiuni sînt marcate pe caracteristica externă a redresorului (fig. 1.4), care se deplasează în sus și în jos din cauza rețelei.

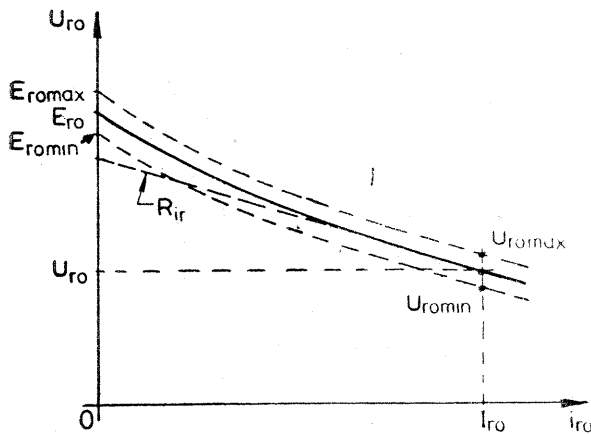


Fig. 1.4. Caracteristica externă a redresorului la variația tensiunii rețelei.

e) Se apreciază (în primă aproximație) puterea disipată maximă pe tranzistor în vederea adoptării tipului acestuia

$$P'_{dmax} \cong U_{CEM} \cdot I_{smax}, \quad (1.31)$$

în care

$$U_{CEM} = U_{r0max} - U_s. \quad (1.32)$$

Ținând cont că la acest tip de sursă tensiunea U_{CE} cea mai mare care apare (cînd stabilizatorul lucrează în gol) este redusă (depășește eventual cu puțin 10 V), nu este cazul calculării acesteia, deoarece orice tranzistor obișnuit o poate suporta fără riscuri.

Se adoptă deci un tranzistor de joasă frecvență care să prezinte limitele

$$I_{CMAX} > I_{smax},$$

$$P_{dMAX} > P'_{dmax},$$

unde P_{dMAX} este, după caz, puterea disipată maximă fără radiator sau puterea disipată maximă ce se poate obține în mod normal cu radiator, în condițiile răcirii naturale (în general mai mică decît $0,35 \dots 0,4 P_{tot}$ — unde P_{tot} sau $P_{dMAX\infty}$ reprezintă puterea disipată maximă „cu radiator infinit” — introdusă la Calculul radiatorului).

f) Pentru tranzistorul adoptat se vor extrage din catalog (sau din anexe) caracteristica de intrare (fig. 1.5) și curba $\beta = f(i_c)$ (fig. 1.6).

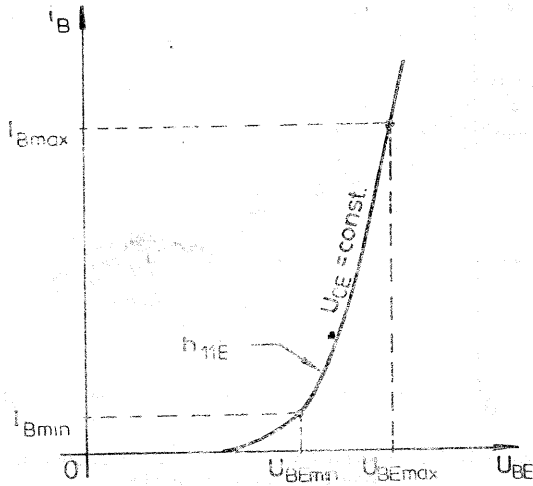


Fig. 1.5. Caracteristica de intrare a tranzistorului.

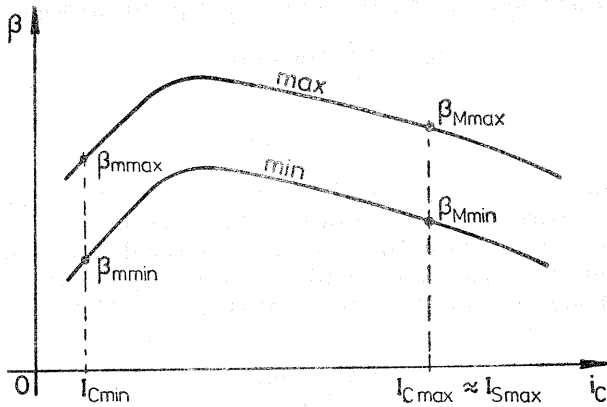


Fig. 1.6. Factorul de amplificare al tranzistorului în funcție de curentul de colector.

Dispersia caracteristicii de intrare a tranzistorului nu este atât de importantă și se poate folosi o caracteristică tipică. Dacă tranzistorul nu se selectează, atunci trebuie ținut cont de dispersia factorului de amplificare static β (fig. 1.6). Dacă tranzistorul se selectează, atunci trebuie măsurat factorul β la un curent oarecare și în funcție de acesta se poate trasa aproximativ curba $\beta = f(I_C)$, cu forma din fig. 1.6. Ridicarea întregii curbe din fig. 1.6 este în

general posibilă chiar fără montarea tranzistorului pe radiator, dacă se fixează U_{CE} cu o sursă stabilizată reglabilă la $1...2\text{ V}$, astfel încît să nu se depășească P_{dMAX0} a tranzistorului (putere disipată maximă fără radiator — vezi Calculul radiatorului).

g) Se stabilește dacă este necesară rezistența de balast R_b . Aceasta se va folosi dacă

$$I_{smi n} < I_{Emi n} \cong \beta_{mmax} I_{EMIN}. \quad (1.33)$$

Se apreciază curentul pe care trebuie să îl consume rezistența R_b

$$I_{Rbmi n} = I_{Emi n} - I_{smi n} \cong \beta_{mmax} I_{EMIN} - I_{smi n}, \quad (1.34)$$

sau cu β_m în lipsa dispersiei factorului de amplificare al tranzistorului. Se calculează apoi

$$R_b = \frac{U_{sm}}{I_{Rbmi n}}, \quad (1.35)$$

unde

$$U_{sm} = U_{zm} - U_{BEmi n}, \quad (1.3)$$

dacă dioda Zener nu se selectează sau cu $U_{sm} = U_s$ în caz contrar. $U_{BEmi n}$ se citește pe caracteristica de intrare a tranzistorului (fig. 1.5) la curentul I_{EMIN} . admis pentru a se evita funcționarea acestuia sub cotul caracteristicii de intrare, unde tensiunea U_{BE} (deci U_s) depinde mai mult de curent.

h) Se calculează puterea disipată maximă pe tranzistor

$$P_{dmax} = U_{CEM} (I_{smax} + I_{Rbmi n}). \quad (1.37)$$

Se verifică dacă este necesar radiator și se dimensionează conform modelului prezentat la paragraful „Calculul radiatorului” din acest capitol.

i) Se apreciază acum curenții maximi de emitor și de bază ai tranzistorului după caz :

— dacă nu intervine dispersia diodei Zener

$$I_{Emax} = I_{smax} + \frac{U_s}{R_b}; \quad (1.38 a)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și I_{smax} este dependent de U_s

$$I_{Emax} \cong \frac{U_{sM}}{U_s} I_{smax} + \frac{U_{sM}}{R_b}; \quad (1.38 b)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și I_{smax} este independent de U_s ,

$$I_{Emax} = I_{smax} + \frac{U_{zM}}{R_s}, \quad (1.38 c)$$

iar

$$I_{Bmax} = \frac{I_{Emax}}{\beta_{Mmin} + 1} \quad (1.39)$$

j) Se determină rezistența de limitare R_L care asigură curentul minim necesar prin dioda Zener în cazul cel mai defavorabil (tensiune de alimentare minimă)

$$R_L = \frac{U_{r0min} - U_{zM}}{I_{zMIN} + I_{Bmax}}, \quad (1.40)$$

cu U_z în loc de U_{zM} în cazul cînd nu intervine dispersia și cu

$$I_{zMIN} = (0,1 \dots 0,15) I_{zMAX}. \quad (1.41)$$

Se va adopta pentru R_L o valoare normalizată cu toleranță cit mai redusă ($\leq 2,5\%$).

k) Se determină cu aproximație rezistența internă a redresorului cu relația:

$$R_{ir} \cong \frac{\lambda U_{r0}}{I_{Cmax}}, \quad (1.42)$$

cu $I_{Cmax} \cong I_{Emax}$.

1) Se calculează curentul maxim prin dioda Zener în cazul cel mai defavorabil. Întrucît tensiunea maximă la intrarea stabilizatorului se obține atunci cînd acesta funcționează în gol (situație în care prin tranzistor trece curentul $I_{Cmin} = I_{Emin}$), iar această tensiune este greu de precizat (fiind în zona curbată a caracteristicii externe, fig. 2.4, a cărei ecuație se poate cunoaște abia după proiectarea redresorului), se utilizează reprezentarea redresorului prin sursa E_{r0} și rezistența R_{ir} , ceea ce nu este exact dar acoperitor (asigură și o rezervă a curentului diodei Zener). Astfel

$$I_{zmax} < \frac{E_{r0max} - R_{ir} I_{Cmin} - U_{zm} + r_z I_z}{R_{ir} + R_L + r_z}, \quad (1.43)$$

cu

$$I_{Cmin} \cong I_{Emin}$$

Se verifică dacă dioda stabilizatoare adoptată îndeplinește condiția

$$I_{zMAX} \geq I_{zmax}$$

În caz contrar trebuie utilizată o diodă Zener cu I_{zMAX} (P_{dMAX}) mai ridicat și trebuie reluat calculul de la punctul j.

m) Se estimează performanțele stabilizatorului la variații mari, conform (5):

– coeficientul de stabilizare

$$S = \frac{\Delta E_0}{\Delta U_z} \Big|_{I_s = constant} \cong \frac{R_L + R_{tr} + r_z}{r_z}; \quad (1.44)$$

– rezistența de ieșire în cazul cel mai defavorabil

$$R_{ieșmax} = \frac{\Delta U_s}{\Delta I_s} \Big|_{E_{ro} = constant} \cong \frac{h_{11E} + r_z}{h_{21Emin}} + \frac{R_{tr} r_z}{R_L}, \quad (1.45)$$

în care parametrul h_{11E} (pentru variații mari) al tranzistorului se poate aproxima prin relația (vezi fig. 1.5)

$$h_{11E} \cong \frac{U_{BEmax} - U_{BEmin}}{I_{Bmax} - I_{BMIN}}, \quad (1.46)$$

cu U_{BEmax} și U_{BEmin} citite din caracteristica de intrare (fig. 1.5), iar parametrul h_{21E} al tranzistorului se poate aproxima prin relația

$$h_{21Emin} \cong \frac{I_{Cmax} - \beta_{min} I_{BMIN}}{I_{Bmax} - I_{BMIN}}. \quad (1.47)$$

n) Se determină variația totală maximă de tensiune de la ieșirea stabilizatorului produsă de variația tensiunii rețelei și a curentului de sarcină

$$\Delta U_{smax} = \frac{E_{romax} - E_{romin}}{S} + R_{ieșmax} (I_{smax} - I_{smin}). \quad (1.48)$$

Această variație trebuie să fie mai mică sau egală cu cea impusă în enunțul proiectului. În caz contrar se va impune fie selectarea tranzistoarelor cu factor β mai ridicat, fie selectarea diodei Zener cu rezistență dinamică mai mică. Adoptarea unei diode Zener cu putere disipată mai mare – care prezintă r_z mai mică – nu este întotdeauna o soluție potrivită pentru că aceasta, prin curentul I_{zMIN} mai mare, conduce la o rezistență R_L mai mică ceea ce face să nu crească prea mult coeficientul de stabilizare (relația 1.44) și să se consume curent mai mare de la redresor (soluție neeconomică).

o) Se determină tensiunea mijlocie pe sarcină fără considerarea dispersiei

$$U_{smed} \cong U_z - r_z (I_z - I_{zMIN}) - U_{BEmax} + \frac{\Delta U_{smax}}{2}, \quad (1.49)$$

care se compară cu valoarea U_s dată inițial luîndu-se decizia asupra acceptării ei. În cazul neacceptării tensiunii $U_{sméd}$ este necesară selectarea diodei Zener cu tensiunea U_z potrivită.

p) Se determină extremele tensiunii U_s în cazul considerării dispersiei tensiunii U_z , a variațiilor tensiunii E_0 și curentului I_s

$$U_{smín} = U_{sméd} - \frac{\Delta U_{smáx}}{2} - (U_z - U_{zín}), \quad (1.50)$$

$$U_{smáx} = U_{sméd} + \frac{\Delta U_{smáx}}{2} + (U_{zM} - U_z). \quad (1.51)$$

În cazul cînd nu intervine dispersia, în aceste relații se suprimă termenii din paranteză.

r) Dacă pentru calculul redresorului este necesar să se cunoască mai exact valoarea maximă a curentului redresorului, I_{r0} , la tensiunea nominală U_{r0} , se stabilește mai întîi curentul și tensiunea diodei Zener

$$I_{z0} = \frac{U_{r0} - U_{zM} + r_z I_z - R_L I_{Bmax}}{R_L + r_z} \quad (1.52)$$

și

$$U_{z0} = U_{zM} - r_z (I_z - I_{z0}) \quad (1.53)$$

(cu U_z în loc de U_{zM} în lipsa dispersiei).

Tensiunea pe sarcină în condițiile de mai sus va fi

$$U_{s0} = U_{z0} - U_{BEmax}. \quad (1.54)$$

s) Curentul maxim al redresorului va fi după caz :

— dacă nu intervine dispersia diodei Zener

$$I_{r0} = I_{smáx} + \frac{U_s}{R_b} + I_{z0}; \quad (1.55 a)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și curentul $I_{smáx}$ este dependent de U_s

$$I_{r0} = \frac{U_{s0}}{U_s} I_{smáx} + \frac{U_{s0}}{R_b} + I_{z0}; \quad (1.55 b)$$

— dacă intervine dispersia diodei Zener și curentul $I_{smáx}$ este independent de U_s

$$I_{r0} = I_{smáx} + \frac{U_{s0}}{R_b} + I_{z0}. \quad (1.55 c)$$

Se adoptă căderea relativă pe rezistența internă a stabilizatorului : $\lambda=0,15$.
Tensiunea nominală de la intrarea stabilizatorului este

$$U_{r0} = \frac{U_{r0min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}} (1+\lambda)} = \frac{9,2}{1 - 0,07(1+0,15)} \cong 10 \text{ V.}$$

Tensiunea maximă corespunzătoare acesteia va fi

$$U_{r0max} = U_{r0} \left[1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} (1+\lambda) \right] = 10 [1 + 0,07 (1 + 0,15)] = 10,9 \text{ V.}$$

Tensiunea în gol a redresorului și extremele ei sînt

$$E_{r0} \cong U_{r0} (1 + 1,5 \lambda) = 10 (1 + 1,5 \cdot 0,15) = 12,25 \text{ V,}$$

$$E_{r0max} = E_{r0} \left(1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} \right) = 12,25 (1 + 0,07) = 13,1 \text{ V,}$$

$$E_{r0min} = E_{r0} \left(1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}} \right) = 12,25 (1 - 0,07) = 11,4 \text{ V.}$$

Pentru adoptarea tranzistorului se calculează

$$U_{CEM} = U_{r0max} - U_s = 10,9 - 6 = 4,9 \text{ V,}$$

$$P'_{dmax} \cong U_{CEM} I_{smax} = 4,9 \cdot 0,3 = 1,47 \text{ W.}$$

Se adoptă tranzistorul de siliciu BD135 care îndeplinește condițiile :

$$I_{CMAX} = 1 \text{ A} > I_{smax} = 0,3 \text{ A,}$$

$$P_{dMAXr} \cong 0,4 P_{dMAXcc} = 0,4 \cdot 6,5 = 2,6 \text{ W} > P'_{dmax} = 1,47 \text{ W,}$$

dacă se utilizează radiator. Radiatorul va fi necesar deoarece

$$P_{dmax} > P_{dMAX0}.$$

Caracteristicile necesare la calcule pentru acest tranzistor sînt date în fig. 1.7 și 1.8. Se stabilește $I_{EMIN} = 0,4 \text{ mA}$.

Deoarece $I_{smin} = 0$, este necesară o rezistență de balast care să consume curentul :

$$I_{Rbmín} = I_{Emín} - I_{smín} = \beta_{mmax} I_{EMIN} = 140 \cdot 0,4 = 56 \text{ mA}$$

(aici s-au făcut cîteva aproximări succesive pentru stabilirea lui β și a lui $I_{Cmin} = I_{Emín}$).

Avînd

$$U_{smín} = U_{zm} - U_{BEmin} = 6,4 - 0,66 = 5,74 \text{ V}$$

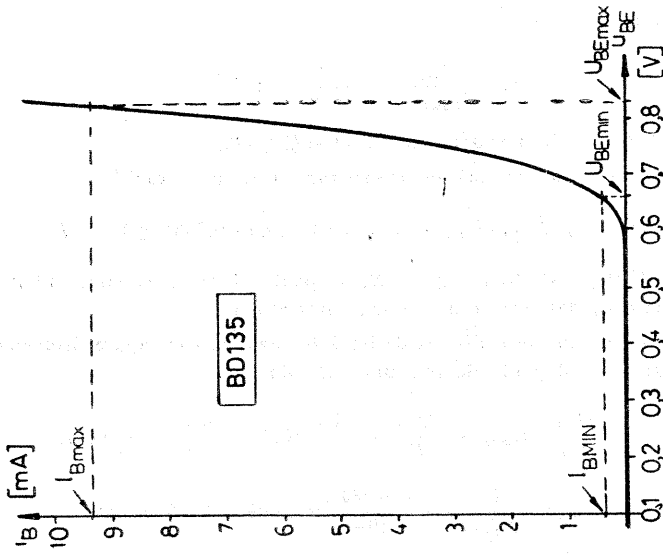


Fig. 1.7. Caracteristica de intrare a tranzistorului BD135.

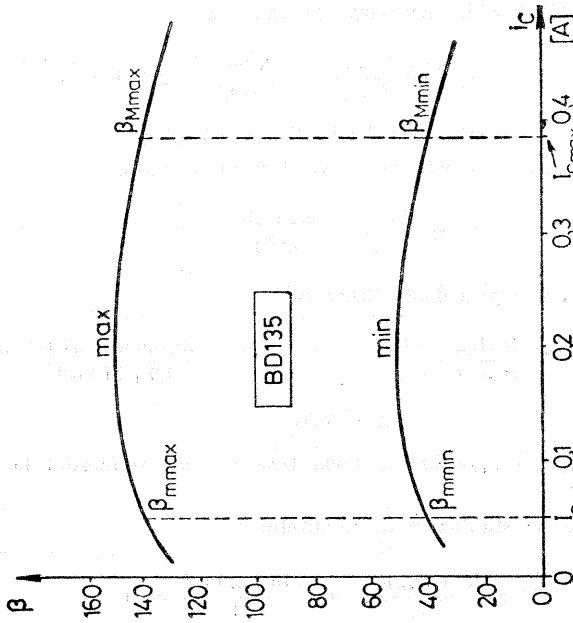


Fig. 1.8. Factorul de amplificare al tranzistorului BD135 în funcție de curentul de colector.

rezultă rezistența de balast

$$R_b = \frac{U_{sm}}{I_{Rbmin}} = \frac{5,74}{0,056} \cong 102,5 \Omega.$$

Se adoptă o rezistență normalizată $R_b = 100 \Omega \pm 5\%$.

Puterea disipată maximă pe tranzistor va fi mai exact^f

$$P_{dmax} \cong U_{CEM} (I_{smaz} + I_{Rbmin}) = 4,9 (0,3 + 0,056) \cong 1,75 \text{ W.}$$

Întrucit $P_{dmax} < P_{dMAX} \cong 2,6 \text{ W}$, se poate trece la calculul radiatorului pentru tranzistor, dar acesta nu se mai prezintă aici.

Curenții maximi de emitor și de bază în cazul în care apare dispersia tensiunii U_z iar I_{smaz} depinde de tensiunea U_s sînt

$$I_{Emax} \cong \frac{U_{SM}}{U_s} I_{smaz} + \frac{U_{SM}}{R_b} = \frac{6,4}{6} \cdot 0,3 + \frac{6,4}{100} = 0,384 \text{ A,}$$

$$I_{Bmax} = \frac{I_{Emax}}{\beta_{Mmin} + 1} = \frac{0,384}{40 + 1} \cong 0,00936 \text{ A} = 9,36 \text{ mA.}$$

Curentul minim al diodei Zener apreciat cu relația 2.3 poate fi adoptat la limita inferioară — 5 mA —, curent pentru care în catalog sînt prezentate datele diodei.

Rezistența de limitare necesară are valoarea^l

$$R_L = \frac{U_{r0min} - U_{zM}}{I_{zMIN} + I_{Bmax}} = \frac{9,2 - 7,2}{5 + 9,36} \cong 139 \Omega.$$

Se adoptă o rezistență normalizată $R_L = 140 \Omega \pm 2\%$.

Rezistența internă a redresorului va fi cu aproximație

$$R_{ir} \cong \frac{\lambda U_{r0}}{I_{cmaz}} = \frac{0,15 \cdot 10}{0,384} \cong 3,9 \Omega.$$

Curentul maxim prin dioda Zener este

$$I_{zmax} < \frac{E_{r0max} - R_{ir} I_{cmaz} - U_{zm} + r_z I_z}{R_{ir} + R_L + r_z} = \frac{13,1 - 3,9 \cdot 0,056 - 6,4 + 8 \cdot 0,005}{3,9 + 140 + 8} =$$

$$\cong 43 \text{ mA,}$$

și deoarece $I_{zmax} < I_{zMAX} = 50 \text{ mA}$ dioda DZ6V8 poate fi folosită în circuitul dat.

Coeficientul de stabilizare al circuitului este

$$S' \cong \frac{R_L + R_{ir} + r_z}{r_z} = \frac{140 + 3,9 + 8}{8} = 19.$$

Parametrii de semnal mare ai tranzistorului sînt

$$h_{11E} \cong \frac{U_{BE_{max}} - U_{BE_{min}}}{I_{B_{max}} - I_{B_{min}}} = \frac{0,82 - 0,66}{(9,36 - 0,4) \cdot 10^{-3}} \cong 17,7 \Omega,$$

$$h_{21E_{min}} \cong \frac{I_{cm_{ax}} - \beta_{m_{min}} I_{B_{min}}}{I_{B_{max}} - I_{B_{min}}} = \frac{3,84 - 40 \cdot 0,4}{9,34 - 0,4} = 41.$$

Rezistența de ieșire în cazul cel mai defavorabil este

$$R_{ie_{gmax}} \cong \frac{h_{11E} + r_z}{h_{21E_{min}}} + \frac{R_{ir} r_z}{R_L} = \frac{17,7 + 8}{41} + \frac{3,9 \cdot 8}{140} = 0,85 \Omega.$$

Variația totală maximă de tensiune la ieșirea stabilizatorului va fi

$$\Delta U_{s_{max}} = \frac{E_{r0_{max}} - E_{r0_{min}}}{S} + R_{ie_{gmax}} (I_{s_{max}} - I_{s_{min}}) = \frac{13,1 - 11,4}{19} + 0,85 \cdot 0,3 = 0,345 \text{ V},$$

care este mai mică decît valoarea impusă în enunț.

Tensiunea medie pe sarcină fără considerarea dispersiei este

$$U_{s_{med}} \cong U_z - r_z (I_z - I_{z_{MIN}}) - U_{BE_{max}} + \frac{\Delta U_{s_{max}}}{2} =$$

$$= 6,8 - 8 (5 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-3}) - 0,83 + \frac{0,345}{2} = 6,14 \text{ V},$$

care este apropiată de tensiunea $U_s = 6 \text{ V}$ impusă și poate fi acceptată.

Limitele tensiunii pe sarcină considerînd dispersia sînt

$$U_{s_{min}} = U_{s_{med}} - \frac{\Delta U_{s_{max}}}{2} - (U_z - U_{z_{m}}) = 6,14 - \frac{0,345}{2} - (6,8 - 6,4) = 5,57 \text{ V},$$

$$U_{s_{max}} = U_{s_{med}} + \frac{\Delta U_{s_{max}}}{2} - (U_{z_{M}} - U_z) = 6,14 + \frac{0,345}{2} + (7,2 - 6,8) = 6,71 \text{ V}.$$

Curentul și tensiunea diodei Zener la tensiunea nominală de alimentare a stabilizatorului în prezența dispersiei sînt

$$I_{z0} = \frac{U_{r0} - U_{z_{M}} + r_z I_z - R_L I_{B_{max}}}{R_L + r_z} =$$

$$= \frac{10 - 7,2 + 8 \cdot 0,005 - 140 \cdot 0,00936}{140 + 8} = 0,0103 \text{ A},$$

$$U_{z0} = U_{z_{M}} - r_z (I_z - I_{z0}) = 7,2 - 8 (0,005 - 0,0103) \cong 7,24 \text{ V}.$$

Tensiunea pe sarcină în această situație este

$$U_{s0} = U_{z0} - U_{BE_{max}} = 7,24 - 0,83 = 6,41 \text{ V},$$

iar curentul maxim consumat de la redresor în condițiile problemei

$$I_{r0} = \frac{U_{s0}}{U_s} I_{smax} + \frac{U_{s0}}{R_p} + I_{z0} = \frac{6,41}{6} \cdot 0,3 + \frac{6,41}{100} + 0,0103 \approx 0,395 \text{ A.}$$

Condensatorul de la ieșirea stabilizatorului (nefiind impusă în enunț decudarea pentru o anumită frecvență a unei componente a curentului de sarcină) se adoptă pe baza relației 1.57

$$C_e = 500 \cdot 0,3 = 150 \text{ } \mu\text{F.}$$

Se adoptă o valoare normalizată $C_e = 150 \text{ } \mu\text{F}/16 \text{ V}$ (tip ET52-53, [10]).

1.3. PROIECTAREA STABILIZATORULUI DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT β A 723

Circuitul integrat β A 723 este utilizat la realizarea stabilizatoarelor de tensiune de putere mică (fără tranzistor de reglare extern) și de putere medie (cu tranzistor de reglare extern) [16], [17], [18], [20]. Necesitatea tranzistorului extern este evidentă pentru cazul cînd trebuie realizat un curent de sarcină $I_{smax} \geq 150 \text{ mA}$ (curentul maxim de ieșire al circuitului integrat β A 723 este de 150 mA). În cazul curenților de sarcină mai mici decît acesta, necesitatea tranzistorului extern se stabilește numai după calculul puterii disipate maxime pe circuitul integrat.

În fig. 1.9 se prezintă schema bloc a circuitului iar în fig. 1.10 conexiunile la capsulă. În fig. 1.9 este indicată numerotarea terminalelor pentru ambele tipuri de capsule (în paranteze pentru TO.100).

Circuitul se utilizează ca stabilizator de tensiune pozitivă și stabilizator de tensiune negativă, ambele în regim normal sau în regim flotant (pentru tensiuni mari) [16], [17], [18]. Dintre aplicațiile date în literatura de specialitate pentru circuitul integrat β A 723, cea mai răspîdită în practică este aceea de stabilizator de tensiune pozitivă cuprinsă între $2 \dots 33 \text{ V}$. O tensiune de 37 V cît citează cataloagele nu se poate obține practic cu un redresor cu $\lambda \geq 0,1$ și în condițiile variației tensiunii rețelei. În fig. 1.11, 1.12, și 1.13 se prezintă trei variante de stabilizator de tensiune pozitivă fără tranzistor de reglare extern:

– stabilizator de tensiune cuprinsă între $2 \dots 6,8 \text{ V}$ (U_{refmin}),

Capsulă TO116 (TO100)

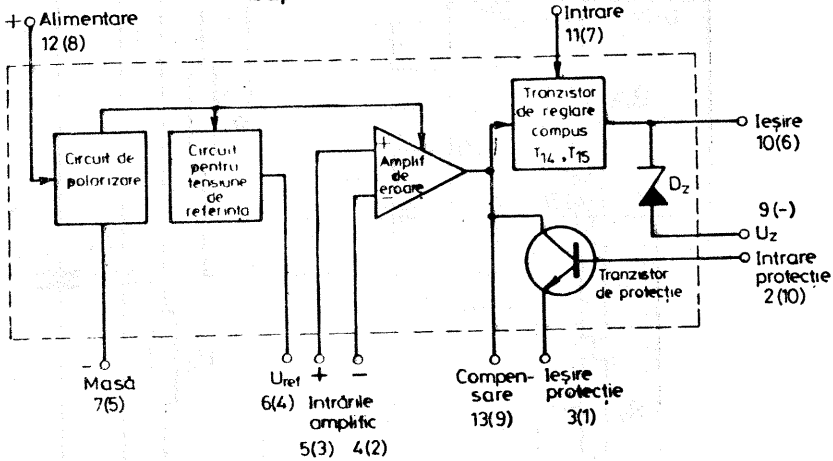


Fig. 1.9. Structura circuitului integrat $\beta A 723$.

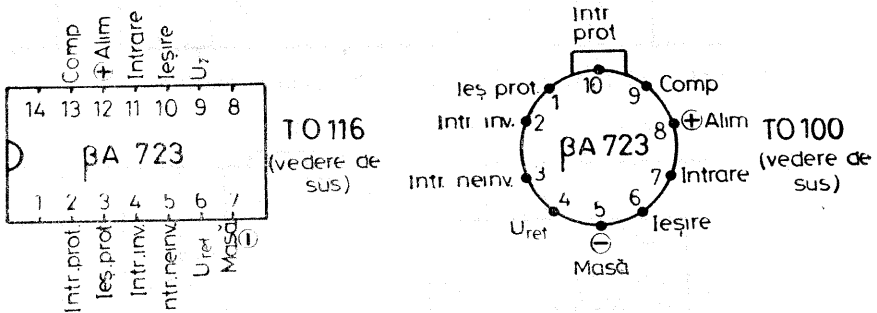


Fig. 1.10. Capsulele circuitului integrat $\beta A 723$.

– stabilizator de tensiune cuprinsă între 7,5 (U_{refmax})...33 V,
 – stabilizator de tensiune variabilă cuprinsă între 2,2...33 V
 (cu cele două extreme cuprinse în cele două domenii de mai sus).
 În cazul particular când este necesară o sursă fixă de tensiune cuprinsă între U_{refmin} și U_{refmax} se poate utiliza circuitul din fig. 1.13. Tensiunea de ieșire nu se poate coborî sub 2 V, deoarece amplificatorul nu funcționează normal cu o tensiune mai mică decât 2 V la fiecare din intrări.

Tensiunea de referință, pentru un curent de 1 mA consumat de la ieșirea respectivă, este cuprinsă între 6,8...7,5 V, avînd o valoare tipică de 7,15 V. De această dispersie trebuie ținut cont

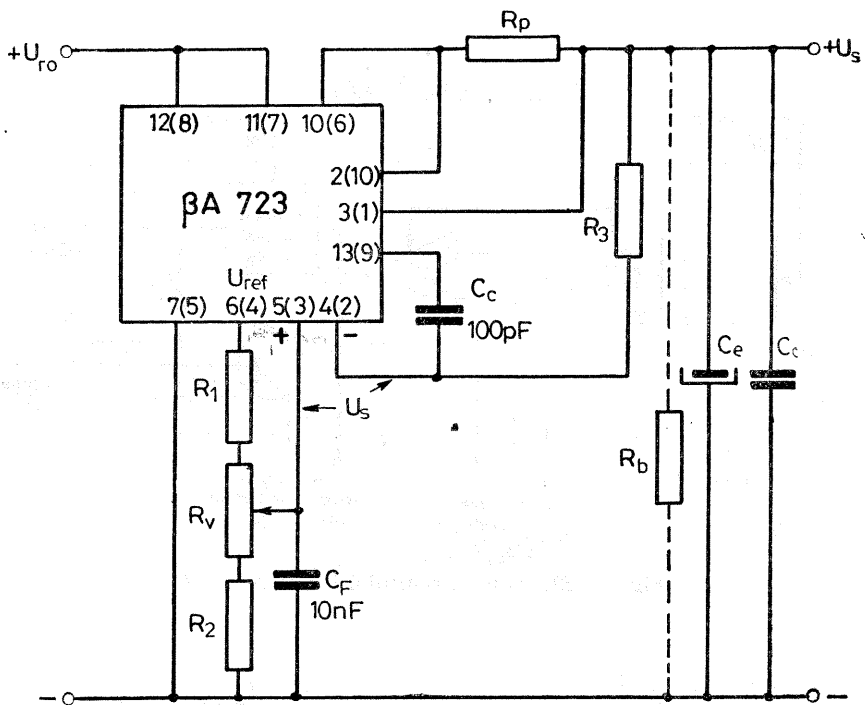


Fig. 1.11. Stabilizator cu circuit $\beta A 723$ pentru tensiuni 2...6,8 V.

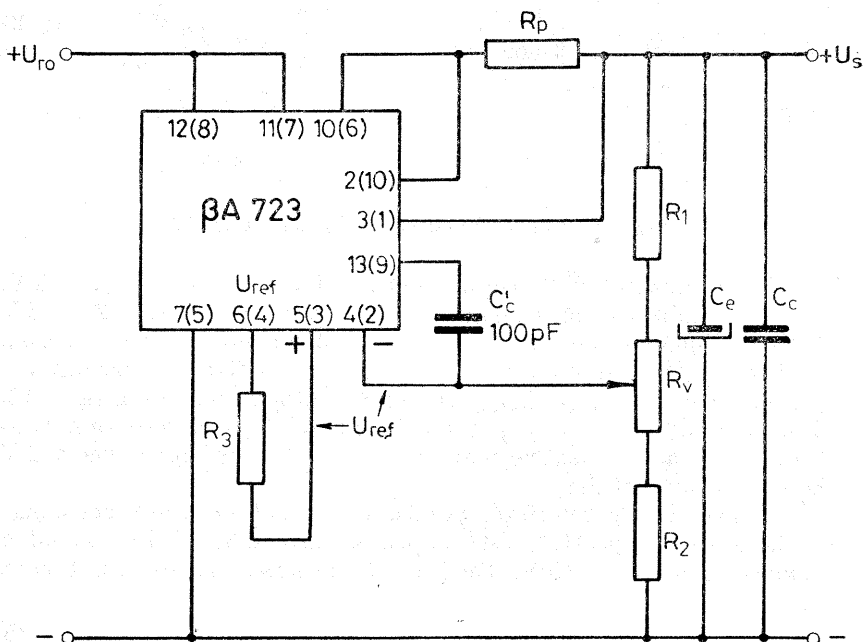


Fig. 1.12. Stabilizator cu circuit $\beta A 723$ pentru tensiuni 7,5...33 V.

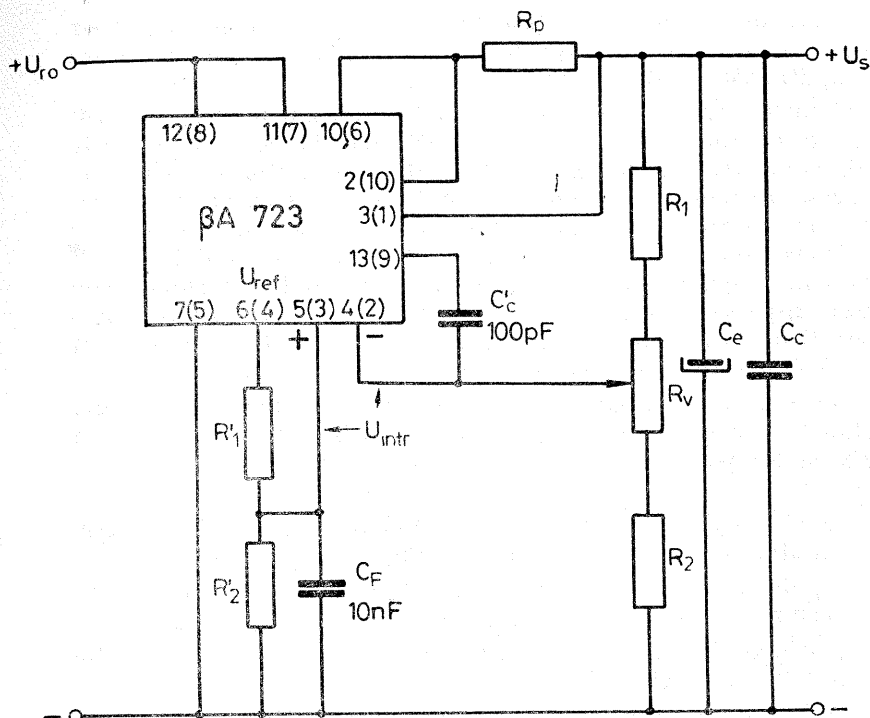


Fig. 1.13. Stabilizator cu circuit βA 723 pentru tensiuni 2,2...33 V.

lia proiectare. În cazul surselor de tensiune fixă, tensiunea de eșire U_s nu rezultă în general de valoarea impusă, fiind necesară fie o ajustare a uneia din rezistențele divizorului R_1 , R_2 , fie intercalarea între acestea a unei rezistențe semireglabile R_v . După ajustarea experimentală este posibilă înlocuirea divizorului cu două rezistențe fixe (ceea ce la o producție de serie nu se justifică). În cazul surselor de tensiune variabilă reglabilă) rezistența R_v este absolut indispensabilă.

Schema din fig. 1.11 poate furniza o tensiune $U_s = 2...6,8$ V. În acest scop se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare o parte din tensiunea de referință divizată corespunzător. Condensatorul C_F (de obicei ceramic de 10...100 nF, dar poate fi și electrolitic, pînă la 5 μ F) are rolul de filtraj, reducînd zgomotul ce apare în tensiunea de referință U_{ref} și prin aceasta zgomotul tensiunii stabilizate U_s .

Schema din fig. 1.12 poate furniza o tensiune stabilizată $U_s = 7,5...33$ V (limita superioară fiind orientativă). În acest scop

tensiunea de referință se aplică direct la intrarea neinversoare iar tensiunea de ieșire, divizată corespunzător, la intrarea inversoare a amplificatorului de eroare.

Pentru a furniza o tensiune variabilă cuprinsă între 2,2...33 V sau fixă cuprinsă între 6,8...7,5 V, schema din fig. 1.13 folosește divizoare de tensiune la ambele intrări ale amplificatorului de eroare. În acest caz tensiunea de referință se divizează astfel încât la intrarea neinversoare să se aplice o tensiune egală sau mai mică decât tensiunea minimă impusă pe sarcină dar nu mai mică decât 2 V (așa cum impune funcționarea normală a amplificatorului). Din cauza dispersiei tensiunii de referință la intrarea neinversoare poate fi o tensiune de 2...2,2 V, ceea ce explică limita inferioară de 2,2 V pentru tensiunea U_s .

În general, divizoarele se realizează cu rezistențe cu peliculă metalică, deoarece cele cu peliculă de carbon se modifică prea mult cu temperatura, conducând la modificarea tensiunii stabilizate.

Condensatorul C_c (ceramic, de 100 pF) realizează corecția amplificatorului de eroare eliminând autooscilația acestuia.

Cu două circuite integrate $\beta A 723$ se poate realiza o sursă de tensiune stabilizată cu reglare de la zero [17].

Mărimile limită și caracteristicile importante ale circuitului integrat $\beta A 723$ sînt [16]:

– tensiunea maximă de intrare (între +Alim și –Masă): $U_{iMAX}=40$ V,

– tensiunea maximă între intrare-ieșire (între +Alim. și Ieșire): $U_{CEMAX15}=40$ V,

– tensiunea minimă între intrările amplificatorului și „–“ (Masă): +2 V,

– curent maxim de ieșire: $I_{oMAX}=150$ mA,

– curent maxim de încărcare a ieșirii de referință: $I_{refMAX}=15$ mA,

– puterea disipată maximă, P_{dMAX25} pentru cele două tipuri de capsule la temperatura mediului de 25 °C: 666 mW (pentru TO-116), 800 mW (pentru TO-100) *,

– rezistența termică joncțiune-mediu ambiant: $R_{ja}=150$ °C/W (TO-116) și 125 °C/W (TO-100),

* Datele referitoare la P_{dMAX} , t_{jMAX} , R_{ja} nu s-au putut prelua din catalogul [16] deoarece t_{jMAX} nu este dată, iar admitînd $t_{jMAX}=125$ °C sau 150 °C nu se respectă relația cunoscută referitoare la răcirea unui dispozitiv: $P_{dMAX}R_{ja}=t_{jMAX}-25$.

De asemenea, în catalogul [28] datele pentru același tip de circuit sînt altele și nici acestea nu respectă relația de mai sus.

- temperatura maximă a joncțiunilor : $t_{jMAX}=125\text{ }^{\circ}\text{C}$,
 - curent de alimentare fără sarcină : $I_{CO} \leq 4\text{ mA}$,
 - tensiunea de referință : $U_{ref}=6,8\dots 7,5\text{ V}$,
 - funcționarea normală în gama de temperatură a mediului : $0\dots +70\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Mărimile prin care se apreciază calitatea unui stabilizator de tensiune : coeficientul de stabilizare S și rezistența de ieșire R_{ie} , nu sînt date în mod direct în catalog pentru β A 723, precizările referindu-se la cazuri cu totul particulare. Se poate considera că se realizează un coeficient S minim de cîteva sute și o rezistență de ieșire mai mică de $0,2\ \Omega$.

Curba tensiunii de protecție U_p (de deschidere a tranzistorului de protecție) în funcție de temperatura joncțiunilor este dată în fig. 1.14 și trebuie luată în considerare la proiectare. Ea se poate aproxima prin relația

$$U_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jmax}, \quad (1.58)$$

în care t_{jmax} este temperatura atinsă de joncțiuni la curentul de sarcină la care se face limitarea.

Limitarea curentului se poate face simplu sau cu întoarcere [16], [17], [26]. În fig. 1.11, 1.12 și 1.13 este realizată limitarea simplă, iar în fig. 1.15 — limitarea cu întoarcere. Deoarece în cazul limitării cu întoarcere valoarea curentului la care se face limitarea depinde (pentru rezistențe R_1 și R_5 date) și de tensiunea stabilizată U_s [17], în cazul surselor de tensiune variabilă ar fi necesară fie acceptarea unui curent limitat mai mic la U_{smin} decît la U_{smax} , fie utilizarea unor rezistențe R_4 și R_5 variabile simultan pentru ca limitarea curentului să poată avea loc la aproximativ aceeași valoare și să nu crească curentul de scurtcircuit. Rezistența R_p depinde relativ puțin de tensiunea U_s și, în general, ea nu trebuie să fie modificată în scopul de mai sus. Întrucît modificarea rezistențelor R_4 , R_5 complică utilizarea sursei, se preferă reducerea curentului limitat la U_{smin} și folosirea unor rezistențe constante.

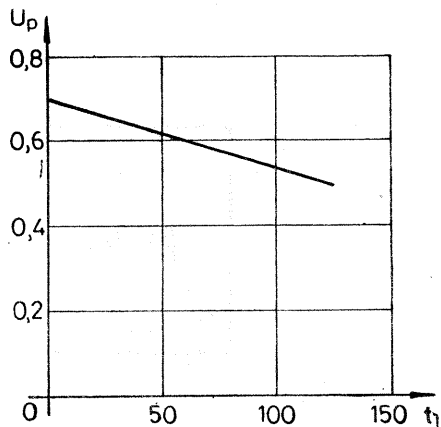


Fig. 1.14. Tensiunea de acționare a protecției în funcție de temperatura joncțiunilor la circuitul β A 723.

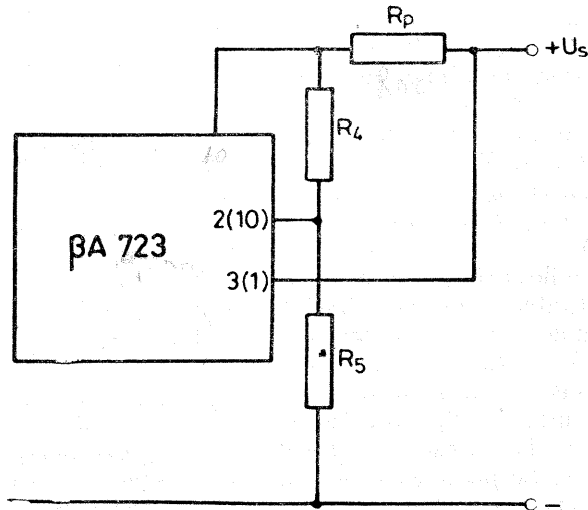


Fig. 1.15. Realizarea limitării de curent cu întoarcere.

Protecția prin limitare cu întoarcere este necesară în general numai la surse expuse scurtcircuitării când limitarea simplă nu este suficientă (puterea disipată pe elementul de reglare crește în scurtcircuit prin preluarea aproximativ a întregii tensiuni de alimentare).

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea circuitului stabilizator sînt necesare următoarele date inițiale:

- valorile limită ale tensiunii pe sarcină: $U_{sm\min}$, $U_{sm\max}$ (pentru sursă fixă în locul acestora se dă și se utilizează U_s),
- valoarea maximă a curentului de sarcină: $I_{sm\max}$,
- specificarea faptului dacă se pretinde o protecție prin limitare de curent cu întoarcere în cazul când circuitul integrat nu poate suporta puterea disipată de scurtcircuit cu limitare simplă și dacă se pretinde menținerea valorii curentului de limitare cu modificarea tensiunii U_s (la surse de tensiune variabilă),
- variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul: $100 \Delta E_{r0+}/E_{r0}$ și $100 \Delta E_{r0-}/E_{r0}$,
- temperatura maximă a mediului ambiant: t_{amax} ,
- tipul capsulei circuitului integrat.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

a) Se stabilește varianta de circuit utilizată dintre :

- varianta cu $U_s=2\dots6,8$ V (fig. 1.11),
- varianta cu $U_s=7,5\dots33$ V (fig. 1.12),
- varianta cu $U_s=2,2\dots33$ V (fig. 1.13).

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului :

$$U_{r0min} \cong U_{smax} + U_{CES} + u_{r1m} + U_{p0} + (0,8\dots1) \text{ [V]}, \quad (1.59)$$

în care U_{CES} este tensiunea la limita regiunii de saturație a tranzistorului compus în conexiune Darlington, $T_{14}-T_{15}$, din circuitul integrat

$$U_{CES} = U_{CES14} + U_{BE15max} \cong 1,5 \text{ V}. \quad (1.60)$$

Amplitudinea pulsațiilor tensiunii de la intrarea stabilizatorului (tensiune redresată), u_{r1m} , se admite pe baza indicațiilor de la calculul redresorului (la Date inițiale). Rezerva de tensiune de $0,8\dots1$ V introdusă în relația 1.59 asigură depărtarea de saturație a tranzistorului T_{14} (la conexiunea Darlington numai primul tranzistor se poate satura) și acoperă erorile de calcul și de realizare de la stabilizator și redresor.

Tensiunea $U_{p0}=0,6$ V reprezintă o valoare acoperitoare a căderii de tensiune pe rezistența de protecție la scurtcircuit R_p în cazul unei limitări simple de curent. Dacă se impune de la început o limitare de curent cu întoarcere sau dacă aceasta se întrevide (U_s sau U_{smax} ridicată, $I_{smax} > 50$ mA), atunci în locul tensiunii $U_{p0}=0,6$ V se va lua o tensiune $U_{p0}=0,8\dots1,2$ V (rezistența R_p va fi mai mare).

Tensiunea U_{r0min} trebuie să fie mai mare decît 9,5 V pentru ca circuitul integrat $\beta A723$ să funcționeze normal. În cazul cînd această condiție nu este îndeplinită, se va impune direct $U_{r0min} = 9,5$ V.

c) Se determină valoarea nominală și limita superioară a tensiunii de intrare și a tensiunii în gol a redresorului, cu relațiile 1.26-1.29, admitîndu-se căderea relativă pe rezistența internă a redresorului $-\lambda=0,1\dots0,2$. Această mărime odată stabilită aici, se transmite nemodificată și la calculul redresorului ce alimentează stabilizatorul.

d) Se verifică îndeplinirea condiției ca la funcționarea în gol a stabilizatorului să nu se depășească tensiunea maximă admisă pe circuitul integrat :

$$E_{r0max} \leq U_{iMAX} = 40 \text{ V}. \quad (1.61)$$

Dacă aceasta nu este îndeplinită, circuitul integrat $\beta A 723$ nu poate fi utilizat la realizarea stabilizatorului impus în enunț.

e) Se determină puterea disipată maximă pe capsula circuitului integrat în cazul limitării de curent. Drept curent de acționare a protecției se adoptă o valoare cu 5...10% mai mare decât I_{smax}

$$I_{lim} = (1,05 \dots 1,1) I_{smax}. \quad (1.62)$$

Cu aceasta :

$$\begin{aligned} P_{dmax} &\cong P_{dmax15} + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0max} = \\ &= I_{lim} (U_{r0max} - U_{smi} - U_{p0}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0max}, \end{aligned} \quad (1.63)$$

(cu U_{pi0} în loc de U_{p0} dacă este cazul). Aici s-au adunat : puterea disipată pe tranzistorul de reglare intern T_{15} (neglijându-se puterea disipată pe tranzistorul T_{14} care este de cca β_{15} ori mai mică) și puterea disipată pe restul circuitului integrat în cazul cel mai defavorabil [16].

f) Se determină puterea disipată maximă admisă de capsulă la temperatura maximă a mediului, ținând cont că în catalog [16] se dă puterea disipată maximă admisă la temperatura $t_a = 25^\circ C$, notată aici P_{dMAX25}

$$P_{dMAX} = P_{dMAX25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = P_{dMAX25} \frac{125 - t_{amax}}{100}. \quad (1.64)$$

Se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dmax} < P_{dMAX}. \quad (1.65)$$

Este bine să nu se accepte o situație în care cele două puteri sînt prea apropiate (pentru siguranță mărită în funcționare). În cazul cînd condiția nu este îndeplinită, circuitul integrat $\beta A 723$ nu poate fi utilizat fără tranzistor extern la realizarea stabilizatorului.

g) Se calculează puterea disipată pe circuitul integrat cu limitarea de curent simplă în regim de scurtcircuit

$$P_{dscmax} \cong I_{lim} (U_{r0max} - U_{p0}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0max} \quad (1.66)$$

Se verifică acum condiția

$$P_{dscmax} \leq P_{dMAX}. \quad (1.67)$$

Dacă și aceasta este îndeplinită, atunci protecția cu limitare de curent simplă corespunde și ca protecție la scurtcircuit și nu este necesară o limitare cu întoarcere.

h) Cînd condiția 1.67 nu este îndeplinită, dacă în enunț se impune o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, se deter-

mină curentul de scurtcircuit care se poate admite prin circuitul integrat fără a se depăși puterea disipată maximă admisă

$$I_{sc} \leq \frac{(E'_{r0max} - 4 \cdot 10^{-3} R_{ir} - 0,5)}{2R_{ir}} - \frac{\sqrt{(E'_{0max} - 4 \cdot 10^{-3} R_{ir} - 0,5)^2 - 4R_{ir}(P_{dMAX} - 4 \cdot 10^{-3} E'_{0max})}}{2R_{ir}} \quad [A], [\Omega]. \quad (1.68)$$

În această relație apare o tensiune în gol de calcul $\sqrt{5}/$

$$E'_{0max} = U_{r0max} (1 + \lambda), \quad (1.69)$$

și rezistența internă a redresorului de alimentare

$$R_{ir} = \frac{\Delta U_{r0}}{I_{lim}}. \quad (1.70)$$

În locul tensiunii $U_{\rho 0}$ s-a luat valoarea minimă a tensiunii $U_p - 0,5 \text{ V}$.

i) Pentru determinarea exactă a valorii tensiunii U_p la care acționează protecția, se apreciază temperatura maximă a plachetei circuitului integrat cu relația

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{dmax} R_{ja}, \quad (1.71)$$

în care R_{ja} este rezistența termică dintre joncțiuni și mediul ambiant și este cunoscută din datele de catalog ale circuitului integrat pentru tipul de capsulă utilizat. Desigur t_{jmax} rezultă mai mică decât $t_{jMAX} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, deoarece nu s-a încărcat circuitul pînă la P_{dMAX} .

Se citește din grafic tensiunea de protecție la temperatura t_{jmax} a joncțiunilor (fig. 1.14) sau se determină această tensiune cu relația care aproximează graficul

$$U_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jmax} \quad [V]. \quad (1.72)$$

j) Se determină valoarea rezistenței de protecție la supracurent în cazul unei limitări simple

$$R_p = \frac{U_p}{I_{lim}}. \quad (1.73)$$

Rezistența R_p are de obicei valori reduse și se realizează în formă de rezistență bobinată.

k) În cazul unei limitări cu întoarcere R_p se determină cu relația

$$R_p = \frac{U_s}{I_{sc} \frac{U_s + U_p}{U_{pmin}} - I_{lim}}, \quad (1.74)$$

unde în cazul unei surse de tensiune variabilă se va utiliza tensiunea U_{smax} . Tensiunea $U_{pmin} \cong 0,49$ V reprezintă tensiunea de protecție la $t_{jMAX} = 125$ °C (în regim de scurtcircuit s-a admis funcționarea la puterea disipată P_{dMAX}).

Se verifică acum căderea de tensiune pe rezistența R_p în cazul unei limitări cu întoarcere (folosind relația 1.73)

$$U_{pi} = R_p I_{lim}, \quad (1.73')$$

care trebuie să fie suficient de apropiată de valoarea adoptată inițial $-U_{p0}$ (sau U_{pio}), (se poate admite o diferență de cca 0,2 V).

În cazul cînd U_{pi} este mai mare decît U_{p0} (sau U_{pio}) cu mai mult de 0,2 V trebuie reluat calculul de la punctul b, impunînd o tensiune $U_{pio} > U_{pi}$ în loc de U_{p0} (sau U_{pio} inițial).

În cazul cînd tensiunea U_{pi} , calculată mai sus, rezultă mai mare decît 1,2...1,5 V este indicat să se renunțe la realizarea stabilizatorului fără tranzistor extern, deoarece tensiunea de alimentare se mărește nejustificat.

1) Rezistențele R_4 și R_5 care realizează împreună cu R_p limitarea cu întoarcere se determină din sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} R_4 + R_5 = \frac{U_s + U_{pi}}{I_{dp}} \\ R_4 = R_5 \left(\frac{I_{sc} R_p}{U_{pmin}} - 1 \right), \end{cases} \quad (1.75)$$

unde I_{dp} reprezintă curentul prin divizorul de protecție și se poate adopta de cca 1% din I_{smax} . În prima relație din sistemul 1.75 se va lua tensiunea U_{smax} în cazul unei surse de tensiune variabilă.

Pentru ca I_{lim} și I_{sc} să rămînă aproximativ constanți la modificarea tensiunii de la U_{smax} la U_{smin} este necesar ca rezistențele R_4 , R_5 să fie modificate simultan de la valorile rezultate mai sus pînă la valorile

$$R_{5min} = \frac{U_{smin} + U_p}{I_{lim} R_p - U_p} R_4 \quad \text{și} \quad R_{4min} = R_{5min} \frac{R_4}{R_5}, \quad (1.76)$$

ceea ce este complicat.

În cazul cînd R_4 , R_5 se lasă nemodificate, pentru tensiunea U_{smin} curentul I_{sc} nu se modifică iar limitarea are loc la curentul

$$I_{limmin} = \frac{U_{smin} R_4}{R_p R_5} + I_{sc} \frac{U_p}{U_{pmin}}, \quad (1.77)$$

care uneori este acceptabil nefiind depărtat prea mult de I_{lim} .

m) Calculul divizorului $R_1 - R_v - R_2$ se face în mod diferit pentru cele trei variante de stabilizator din fig. 1.11, 1.12, 1.13 și pentru cazurile cînd tensiunea de ieșire este fixă sau reglabilă.

1.a. Tensiunea de ieșire U_s fixă, cuprinsă între 2...6,8 V (fig. 1.11).

În acest caz rezistența R_v are rolul de ajustare a tensiunii de ieșire la valoarea impusă compensînd dispersia tensiunii de referință, imprecizia rezistențelor și căderea pe rezistența R_3 .

Curentul prin divizor se adoptă în jur de 1 mA, deoarece dispersia tensiunii U_{ref} este dată în catalog pentru acest curent de încărcare a ieșirii respective. Rezistențele din divizor rezultă prin rezolvarea sistemului:

$$\begin{cases} R_1 + R_v + R_2 = 7,15 \text{ (cu } R \text{ [k}\Omega\text{])} \\ \frac{0,8R_v + R_2}{R_1 + 0,8R_v + R_2} = \frac{U_s}{6,8} \\ \frac{R_2}{R_1 + 1,2R_v + R_2} = \frac{U_s}{7,5} \end{cases} \quad (1.78)$$

unde s-a ținut cont și de toleranța rezistenței semireglabile R_v . Dacă $U_s = 6,8$ V se va lua $R_1 = 0$, iar ecuația a doua din sistem nu se utilizează.

Desigur, prin normalizarea rezistenței semireglabile [10] poate rezulta o valoare a acesteia relativ depărtată de valoarea calculată. Folosind valoarea normalizată pentru R_v se recalculează atunci rezistențele R_1 și R_2 din ultimele două ecuații ale sistemului și se normalizează, adoptîndu-se rezistențe cu toleranță de 2 sau 5%.

1.b. Tensiunea de ieșire U_s variabilă, cu extremele cuprinse între 2...6,8 V (fig. 1.11).

Modificarea tensiunii de ieșire se face cu ajutorul rezistenței variabile R_v . Rezistențele din divizor rezultă (în k Ω) prin rezolvarea sistemului de ecuații 1.78 după ce se înlocuiește U_s cu U_{smax} în ecuația a doua și cu U_{smin} în ecuația a treia. Dacă $U_{smax} = 6,8$ V, $R_1 = 0$ și ecuația a doua nu se mai utilizează. Referitor la normalizare se procedează ca la punctul 1.a. Drept rezistență R_v se utilizează în acest caz un potențiomtru normal, care permite un număr mare de manipulări [10].

2.a. Tensiunea de ieșire U_s fixă, cuprinsă între 7,5–33 V (fig. 1.12).

Rezistența R_v are același rol ca la punctul 1.a. Se adoptă un curent prin divizor I_d , care să nu încarce mult (suplimentar) elemen-

tul de reglare deci un curent de (1...2%) I_{smax} . Rezistențele divizorului se determină din sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} R_1 + R_v + R_2 = \frac{U_s}{I_d} \\ \frac{0,8R_v + R_2}{R_1 + 0,8R_v + R_2} = \frac{7,5}{U_s} \\ \frac{R_2}{R_1 + 1,2R_v + R_2} = \frac{6,8}{U_s} \end{cases} \quad (1.79)$$

Dacă tensiunea $U_s = 7,5$ V, rezultă că $R_1 = 0$ și ecuația a doua a sistemului nu se mai folosește. Normalizarea rezistențelor se face ca la punctul 1.a.

2.b. Tensiunea de ieșire U_s variabilă, cu extremele cuprinse între 7,5...33 V (fig. 1.12).

Modificarea tensiunii U_s se realizează cu ajutorul rezistenței variabile R_v . Calculul rezistențelor se face pe baza ecuațiilor 1.79 înlocuindu-se U_s astfel:

- cu $\frac{U_{smin} + U_{smax}}{2}$ în prima ecuație (deci cu U_s medie),
- cu U_{smin} în a doua ecuație,
- cu U_{smax} în a treia ecuație.

Dacă $U_{smin} = 7,5$ V se ia $R_1 = 0$ și ecuația a doua nu se mai utilizează. Normalizarea rezistențelor se face ca la punctul 1.a, folosind pentru R_v un potențiomtru normal [10].

3. Tensiunea U_s variabilă, cu minimul cuprins între 2,2...7,5 V și maximul suprins între 6,8...33 V (fig. 1.13).

Se adoptă tensiunea maximă de la intrările amplificatorului de eroare (corespunzătoare tensiunii $U_{refmax} = 7,5$ V) $U_{intrmax} \leq \leq U_{smin}$. Egalitatea este aici preferată deoarece se îmbunătățește coeficientul de stabilizare al circuitului (prin creșterea factorului de divizare al divizorului de la ieșirea sursei) /5/ și se elimină eventual rezistența R_1 . Tensiunea $U_{intrmin}$ (corespunzătoare tensiunii $U_{refmin} = 6,8$ V) nu trebuie să coboare sub 2 V, așa cum se impune în datele de catalog ale circuitului integrat. Deoarece această tensiune minimă se realizează când tensiunea de referință este și ea minimă ($U_{refmin} = 6,8$ V), atunci când tensiunea de referință este maximă va rezulta o tensiune $U_{intr} \cong 2,2$ V. Prin urmare sursa nu poate asigura cert o tensiune $U_s = 2$ V decât dacă se introduce o rezistență semivariabilă și în divizorul pentru tensiunea de referință sau se selectează circuitul integrat și se dimensionează ulterior

divizorul $R'_1 - R'_2$ (ceea ce nu se poate face în cazul unei producții de serie).

Se dimensionează mai întâi divizorul $R'_1 - R'_2$ astfel încît să se obțină $U_{intrmax}$ adoptat, cînd tensiunea de referință este maximă (la un curent de 1 mA)

$$R'_2 = U_{intrmax}, \quad (R \text{ în } [k\Omega]) \quad (1.80)$$

$$R'_1 = 7,5 - R.$$

Rezultă o tensiune $U_{intrmin}$ datorită dispersiei tensiunii de referință

$$U_{intrmin} = U_{intrmax} \frac{6,8}{7,5} = 0,905 U_{intrmax}. \quad (1.81)$$

Pentru divizorul de la ieșire se mai impune condiția de simetrizare a rezistențelor echivalente de la cele două intrări ale amplificatorului (diferențial), ceea ce conduce la reducerea derivei acestuia deci la menținerea în limite mai restrînse a tensiunii stabilizate. Astfel, rezistențele divizorului se calculează cu ajutorul sistemului de ecuații:

$$\begin{cases} \left(R_1 + \frac{R_v}{2} \right) \parallel \left(R_2 + \frac{R_v}{2} \right) = R'_1 \parallel R'_2 \\ \frac{0,8R_v + R_2}{R_1 + 0,8R_v + R_2} = \frac{U_{intrmax}}{U_{smín}} \\ \frac{R_2}{R_1 + 1,2R_v + R_2} = \frac{U_{intrmin}}{U_{smax}} \end{cases} \quad (1.82)$$

Dacă se adoptă $U_{intrmax} = U_{smín}$, atunci $R_1 = 0$ și ecuația a doua a sistemului se omite.

Normalizarea rezistențelor se rezolvă ca la punctul 1.a.

Evitarea rezistențelor semivariabile la sursele de tensiune U_s fixă este posibilă numai în urma ajustărilor experimentale, ceea ce nu se practică în cazul unei producții de serie.

Din cauza dispersiei tensiunii de referință, la sursele de tensiune U_s variabilă, cele două extreme ale acestei tensiuni se realizează în general înainte ca la rezistența R_v să se atingă pozițiile extreme. Situația poate fi corectată numai prin ajustarea rezistențelor fixe din divizor (în cazul unei producții de serie dacă extremele tensiunii U_s sînt riguros impuse se utilizează rezistențe semivariabile în locul celor fixe).

n) Se determină rezistența R_3 pentru circuite de tipul dat în fig. 1.11 și 1.12 din condiția reducerii derivei amplificatorului de eroare

$$R_3 = \left(R_1 + \frac{R_v}{2} \right) \parallel \left(R_2 + \frac{R_v}{2} \right). \quad (1.83)$$

o) Pentru ca circuitul din fig. 1.11 fără protecție prin întoarcere să asigure tensiunea stabilizată și când funcționează în gol sau la curent de sarcină foarte redus, este necesar să se conecteze la ieșire o rezistență de balast R_b care să consume un curent I_b de cca 1% din curentul I_{smax} la tensiunea medie. Se determină deci

$$R_b = \frac{U_{smi n} + U_{smax}}{2I_b}. \quad (1.84)$$

p) Se stabilește valoarea condensatoarelor de la ieșirea stabilizatorului. Condensatorului electrolitic C_e se stabilește cu relația 1.57. Condensatorul ceramic C_c se adoptă de $(n \times 10) \dots 100$ nF, mai mare pentru variații mai mari în impuls ale curentului de sarcină.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un stabilizator cu circuit $\beta A 723$ care să furnizeze o tensiune fixă $U_s = 15$ V la un curent de sarcină $I_{smax} = 75$ mA. Variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul este: -10% , $+5\%$ iar temperatura maximă a mediului: $t_{amax} = 30$ °C. În cazul în care limitarea simplă nu protejează circuitul integrat la scurtcircuit, se va prevedea o protecție prin limitare cu întoarcere. Sînt disponibile ambele tipuri de capsule.

Sursa fiind de tensiune fixă, trebuie utilizată varianta din fig. 1.12.

Anticipînd că va fi necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere (curentul de sarcină este relativ mare pentru o sursă fără tranzistor extern, iar tensiunea U_s este de valoare mare, astfel că la scurtcircuit tensiunea pe elementul de reglare va fi mare), se calculează tensiunea minimă redresată

$$U_{r0min} = U_s + U_{CEs} + u_{r1m} + U_{p10} + 0,8 = 15 + 1,5 + 0,1 + 1,2 + 0,8 = 18,6 \text{ V.}$$

Aici s-a admis amplitudinea pulsațiilor $u_{r1m} = 0,1$ V, care se poate obține ușor la un redresor de curent pînă la 100 mA (pulsații virf la virf de 0,2 V).

Adoptînd o cădere relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului $\lambda = 0,1$, rezultă

$$U_{r0} = \frac{U_{r0min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0}}{E_{r0}} (1 + \lambda)} = \frac{18,6}{1 - 0,1 (1 + 0,1)} = 20,9 \text{ V,}$$

$$U_{r0max} = U_{r0} \left[1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} (1 + \lambda) \right] = 20,9 [1 + 0,05 (1 + 0,1)] \cong 2,2 \text{ V,}$$

$$E_{r0} = U_{r0} (1 + 1,5 \lambda) = 20,9 (1 + 1,5 \cdot 0,1) = 24,1 \text{ V,}$$

$$E_{r0max} = E_{r0} \left(1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} \right) = 24,1 (1 + 0,05) = 25,3 \text{ V.}$$

Se constată că circuitul integrat poate fi utilizat, deoarece

$$E_{r0max} = 25,3 \text{ V} < 40 \text{ V,}$$

cit suportă circuitul integrat.

Curentul la care se face limitarea se admite

$$I_{lim} = 1,05 I_{smax} = 1,05 \cdot 75 = 78,8 \text{ mA.}$$

Cu acesta, puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de limitare va fi (în mW)

$$\begin{aligned} P_{amax} &= I_{lim} (U_{r0max} - U_s - U_{p0}) + 4 U_{r0max} = \\ &= 78,8 (22 - 15 - 1,2) + 4 \cdot 22 = 580 \text{ mW.} \end{aligned}$$

Puterea disipată maximă admisă de circuitul integrat pentru capsulă TO-100 (se adoptă capsula cu putere disipată mai mare întrucât integratul va fi solicitat puternic în scurtcircuit) la temperatura mediului t_{amax} va fi

$$P_{dMAX} = P_{dMAX25} \frac{125 - t_{amax}}{100} = 800 \frac{125 - 30}{100} = 760 \text{ mW.}$$

Se constată îndeplinirea condiției $P_{amax} < P_{dMAX}$ și nu este necesar tranzistor de reglare extern.

În regim de scurtcircuit însă

$$\begin{aligned} P_{dscmax} &= I_{lim} (U_{r0max} - U_{p0}) + 4 U_{r0max} = \\ &= 78,8 (22 - 0,6) + 4 \cdot 22 = 1775 \text{ mW,} \end{aligned}$$

și deoarece aceasta depășește puterea P_{dMAX} este necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere pentru ca sursa să poată suporta regimul de scurtcircuit

Tensiunea în gol „de calcul“ a redresorului este

$$E'_{r0max} = U_{r0max} (1 + \lambda) = 22 (1 + 0,1) = 24,2 \text{ V,}$$

iar rezistența lui internă

$$R_{ir} = \frac{\lambda U_{r0}}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 20,9}{0,0788} = 26,5 \Omega.$$

Curentul de scurtcircuit maxim suportat de circuitul integrat se determină cu relația 1.68 și este

$$I_{sc} = \frac{24,2 - 4 \cdot 10^{-3} \cdot 26,5 - 0,5}{2 \cdot 26,5} - \frac{\sqrt{(24,2 - 4 \cdot 10^{-3} \cdot 26,5 - 0,5)^2 - 4 \cdot 26,5 \cdot (0,76 - 4 \cdot 10^{-3} \cdot 24,2)}}{2 \cdot 26,5} \cong 0,03 \text{ A.}$$

Temperatura maximă a plăchetei circuitului integrat în regim de limitare va fi

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{amax} R_{ja} = 30 + 0,58 \cdot 125 = 102 \text{ }^\circ\text{C}$$

pentru care tensiunea de acționare a protecției

$$U_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 102 = 0,53 \text{ V.}$$

În regim de scurtcircuit s-a permis atingerea puterii disipate maxime admise pe circuitul integrat, deci a temperaturii t_{jMAX} și

$$U_{pmin} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 125 = 0,49 \text{ V.}$$

Acum rezistența de protecție va fi

$$R_p = \frac{U_s^*}{I_{sc} \frac{U_s + U_p}{U_{pmin}} - I_{lim}} = \frac{15}{0,03 \cdot \frac{15 + 0,53}{0,49} - 0,0788} \cong 17,2 \text{ } \Omega.$$

Căderea de tensiune pe rezistența R_p în regim de limitare rezultă

$$U_{pi} = I_{lim} R_p = 0,0788 \cdot 17,2 = 1,35 \text{ V.}$$

La începutul calculelor s-a adoptat o tensiune $U_{pi0} = 1,2 \text{ V}$, dar calculele nu vor fi reluate, considerînd că această diferență redusă (0,15 V) poate fi acoperită din rezerva de 0,8 V admisă la calculul tensiunii U_{r0min} .

Se calculează rezistențele R_4 și R_5 din sistemul de mai jos, adoptînd curentu prin divizorul de protecție $I_{dp} = 1 \text{ mA}$

$$\left. \begin{aligned} R_4 + R_5 &= \frac{U_s + U_p}{I_{dp}} = \frac{15 + 0,53}{1} = 15,53 \\ R_4 &= R_5 \left(\frac{I_{sc} R_p}{U_{pmin}} - 1 \right) = R_5 \left(\frac{230 \cdot 0,0172}{0,49} - 1 \right) = 0,053 R_5. \end{aligned} \right\}$$

Rezultă $R_4 = 780 \text{ } \Omega$ și $R_5 = 14,75 \text{ k}\Omega$, care se normalizează la $R_4 = 787 \text{ } \Omega \pm 1 \%$ și $R_5 = 14,7 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$.

Se adoptă curentul prin divizorul tensiunii U_s , $I_d=1$ mA și se utilizează sistemul de ecuații dat la punctul m , cazul 2.a

$$\left\{ \begin{array}{l} R_1 + R_v + R_2 = \frac{U_s}{I_d} = 15 \text{ k}\Omega \\ \frac{0,8R_v + R_2}{R_1 + 0,8R_v + R_2} = \frac{7,5}{U_s} = \frac{7,5}{15} = 0,5 \\ \frac{R_2}{R_1 + 1,2R_v + R_2} = \frac{6,8}{U_s} = \frac{6,8}{15} = 0,453. \end{array} \right.$$

Se obține întâi valoarea $R_v=0,707$ k Ω , care trebuia normalizată la $R_{vn}=1$ k Ω . Cu aceasta rezultă din ultimele două ecuații: $R_1=10,5$ k Ω și $R_2=9,7$ k Ω , care se vor adopta $R_1=10,5$ k $\Omega \pm 2\%$, $R_2=9,76$ k $\Omega \pm 1\%$.

Rezistența R_3 se adoptă de valoarea

$$R_3 = (R_1 + 0,5R_v) \parallel (R_2 + 0,5R_v) = (10,5 + 0,5 \cdot 1) \parallel (9,76 + 0,5 \cdot 1) = 5,3 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la $R_3=5,36$ k $\Omega \pm 1\%$.

Condensatorul electrolitic de la ieșire se adoptă de valoarea $C_e=47$ μ F/25 V (tip EG 52.20) iar condensatorul ceramic $C_c=47$ nF (tip CLY 32.12).

1.4. PROIECTAREA STABILIZATORULUI DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT β A 723 ȘI TRANZISTOR EXTERN npn

În cazul cînd circuitul integrat β A 723 nu poate asigura curentul de sarcină I_{smax} impus (din cauză că acesta depășește 150 mA sau din cauza puterii disipate), se utilizează un tranzistor extern în elementul de reglare. Întrucît cele trei variante de circuit (fig. 1.11, 1.12, 1.13) rămîn valabile, se prezintă în fig. 1.16 numai modul de conectare la circuitul integrat a tranzistorului extern. Folosind un tranzistor cu factor de amplificare suficient de mare, curentul I_{smax} al stabilizatorului poate atinge și chiar depăși 5 A.

Cînd dimensiunea radiatorului pentru tranzistorul extern devine supărătoare, se recomandă folosirea unui element de reglare serie mai complicat — cu două tranzistoare în serie — prezentat și dimensionat în paragraful următor /5/, /20/.

Pentru înțelegerea calculelor, în cazul cînd se abordează direct cazul de stabilizator cu tranzistor extern, se recomandă studierea paragrafului anterior. O mare parte din punctele de la cal-

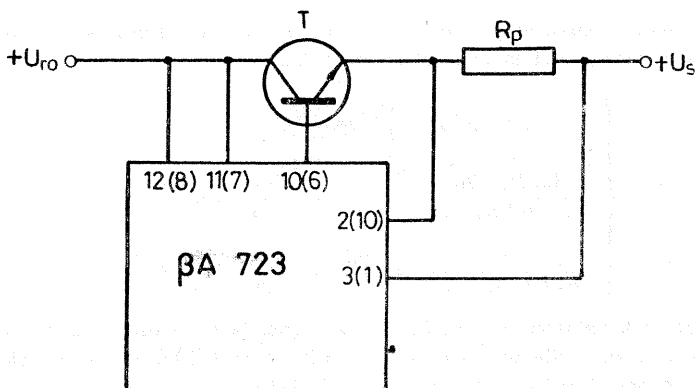


Fig. 1.16. Conectarea tranzistorului extern la circuitul $\beta A 723$.

culul stabilizatorului fără tranzistor extern se utilizează și în acest paragraf fără modificări, motiv pentru care ele nu se mai prezintă aici și se face trimitere la ele.

Performanțele stabilizatorului după atașarea tranzistorului extern se prezintă astfel /5/:

- coeficientul de stabilizare rămîne nemodificat,
- rezistența de ieșire se reduce cu cel puțin un ordin de mărime.

DATE INIȚIALE

Pentru acest tip de stabilizator sînt necesare aceleași date inițiale ca și la stabilizatorul fără tranzistor extern din paragraful precedent.

PROIECTAREA STABILIZATORULUI

a) Stabilirea variantei de circuit utilizate conform punctului a din paragraful anterior.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului cu relația 1.59, în care se va lua tensiunea la limita regiunii de saturație a tranzistorului compus în conexiune Darlington (format din tranzistorul compus integrat $T_{14}-T_{15}$ și tranzistorul de reglare extern)

$$U_{CES} = U_{CES14} + U_{BE15ca} + U_{BEma} = 1,5 + U_{BEma} \text{ [V]}. \quad (1.85)$$

Aici $U_{BE_{max}}$ se va lua 0,5...0,7 V pentru tranzistor de germaniu și 0,8...1,0 V pentru tranzistor de siliciu.

În rest sînt valabile considerațiile de la punctul b al paragrafului 1.3.

c) Se face calculul tensiunii de intrare în sarcină și în gol conform punctului c al paragrafului 1.3.

d) Verificarea tensiunii maxime pe circuitul integrat conform punctului d din paragraful 1.3.

e) Se apreciază puterea disipată pe tranzistorul extern în regim de limitare de curent, cu relația

$$P_{amaxT} = I_{lim} (U_{r0max} - U_{smi n} - U_{p0}), \quad (1.86)$$

în care

$$I_{lim} = (1,05 \dots 1,1) I_{smax}. \quad (1.87)$$

f) Se determină tensiunea maximă între colector și emitor la tranzistorul extern ca valoarea cea mai mare dintre cele două valori care apar în regim de gol și scurtcircuit

$$U_{CEmax} = \max \begin{cases} E_{r0max} - U_{smi n} \\ U_{r0max} - U_{p0} \end{cases} \quad (1.88)$$

g) Se adoptă un tranzistor care îndeplinește condițiile

$$I_{CMAX} > I_{lim} \quad (1.89)$$

$$U_{CEMAX} \geq U_{CEmax}, \quad (1.90)$$

și dacă se poate cu

$$P_{dMAX0} \geq P_{amaxT}, \quad (1.91)$$

(adică [fără radiator] sau cu

$$P_{dMAXr} \geq P_{amaxT}, \quad (1.92)$$

cînd este necesar radiator. Aici P_{dMAX0} și P_{dMAXr} reprezintă puterile disipate maxime admise de tranzistor fără și cu radiator la temperatura t_{amax} (vezi paragraful 1.6. — Calculul radiatorului).

Întrucît în regim de scurtcircuit puterea disipată pe tranzistorul extern este sigur mai mare decît P_{amaxT} , pentru a nu se mări radiatorul extern doar în scopul suportării acesteia (este corectă și o astfel de soluție — cînd radiatorul se dimensionează la puterea dată de relația 1.94), dacă se impune în enunț, se prevede o protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

h) Pentru tranzistorul adoptat se extrag din catalog valoarea minimă a factorului de amplificare static β_{Mmin} la curentul $I_C = I_{lim}$.

Se verifică îndeplinirea condiției de a nu se depăși curentul maxim prin tranzistorul T_{15} al circuitului integrat, care este și curentul de bază al tranzistorului extern

$$I_{Bmax} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}} \leq 150 \text{ [mA]}. \quad (1.93)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită și nu se poate sorta tranzistorul extern cu un factor β_{Mmin} mai mare, înseamnă că circuitul integrat nu poate fi utilizat decât eventual în varianta cu evitarea tranzistoarelor T_{14} , T_{15} și folosirea a două tranzistoare externe de curent mai mare în locul acestora.

i) În cazul utilizării unui tranzistor fără radiator se determină puterea disipată pe tranzistorul extern în regim de scurtcircuit

$$P_{dscT} = I_{lim} (U_{r0max} - U_{p0}) \quad (1.94)$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dscT} \leq P_{dMAX0}, \quad (1.95)$$

cînd nu este necesară o limitare de curent cu întoarcere.

Cînd condiția 1.95 nu este îndeplinită, pentru a nu se utiliza un radiator doar în scopul suportării scurtcircuitului, dacă se impune în enunț, se va prevedea o limitare de curent cu întoarcere.

j) Se determină puterea disipată maximă pe capsula circuitului integrat în regim de limitare

$$P_{dmaxCI} = I_{Bmax} (U_{r0max} - U_{smin} - U_{p0} - U_{BEmax}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0max}. \quad (1.96)$$

Se verifică acum îndeplinirea condiției

$$P_{dmaxCI} < P_{dMAXCI}, \quad (1.97)$$

unde P_{dMAXCI} se stabilește cu relația 1.64 din paragraful 1.3.

Dacă nu se îndeplinește această condiție și nu se poate sorta tranzistorul extern cu un β_{Mmin} mai mare înseamnă că circuitul integrat $\beta A 723$ nu poate fi utilizat pentru comanda tranzistorului de reglare (o conexiune Darlington ca tranzistor de reglaj extern ar conduce împreună cu tranzistoarele T_{14} , T_{15} din integrat la o conexiune Darlington cu 4 tranzistoare, care nu se utilizează din cauza curentului rezidual mare al ultimului tranzistor). În această situație se poate realiza stabilizatorul cu circuit integrat $\beta A 723$ în varianta cu element de reglare cu două tranzistoare prezentată în paragraful următor sau evitînd folosirea tranzistoarelor T_{14} și T_{15} din circuitul integrat și utilizînd tranzistoare externe de putere mai mare în locul acestora.

k) Dacă este îndeplinită condiția 1.97, chiar dacă la punctul i s-a impus deja o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, se determină puterea disipată maximă pe circuitul integrat în regim de scurtcircuit

$$P_{dscCI} = I_{Bmax}(U_{r0max} - U_{p0} - U_{BEmax}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0max}, \quad (1.98)$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dscCI} \leq P_{dMAXCI}, \quad (1.99)$$

cînd circuitul integrat nu impune o protecție prin limitare de curent cu întoarcere. În caz contrar, dacă nu se poate sorta un tranzistor cu factorul β_{Mmin} mai mare, pentru protecție la scurtcircuit este necesar să se prevadă o limitare de curent cu întoarcere.

1) Dacă la unul din punctele i și k a rezultat că este necesară o limitare de curent cu întoarcere iar în enunț se impune o astfel de protecție, se stabilește la ce valoare trebuie redus curentul în regim de scurtcircuit.

În cazul prevederii unei limitări cu întoarcere din cauza neîndeplinirii unei condiții referitoare la tranzistorul extern, curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin acesta, I_{scT} , se determină cu relația 1.68 în care, în locul puterii P_{dMAX} , se introduce P_{dMAX0} sau P_{dmaxT} , după caz. Tensiunea E'_{r0max} și R_{tr} se determină cu relațiile 1.69 și 1.70.

Dacă introducerea limitării de curent cu întoarcere se datorește neîndeplinirii condiției 1.99, atunci curentul de scurtcircuit pe care îl poate suporta stabilizatorul va fi

$$I_{scCI} \leq \frac{E'_{r0max} + 4 \cdot 10^{-3} \beta_{sc} R_{tr} - 0,5 - U_{BEsc}}{2R_{tr}} \cdot \frac{\sqrt{(E'_{r0max} + 4 \cdot 10^{-3} \beta_{sc} R_{tr} - 0,5 - U_{BEsc})^2 - 4R_{tr}(\beta_{sc} + 1)(P_{dMAXCI} - 4 \cdot 10^{-3} E'_{r0max})}}{2R_{tr}} \quad [A] \quad [\Omega]. \quad (1.100)$$

Intrucît valoarea factorului β_{sc} și a tensiunii U_{BEsc} (ale tranzistorului extern) nu se pot stabili exact înainte de cunoașterea curentului I_{sc} , se face o aproximare succesivă a curentului I_{sc} considerînd ca valori inițiale factorul β_{Mmin} și tensiunea U_{BEmax} și revenind apoi după corectarea acestora cu ajutorul diagramelor $\beta_{min} = f(i_C)$ și $i_B = f(U_{BE})$ ale tranzistorului. În general, calculul trebuie reluat de cel mult două ori.

Dacă atît tranzistorul extern cît și circuitul integrat impun o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, atunci drept curent de scurtcircuit se va lua minimul dintre cei doi curenți I_{scT} și I_{scCI}

$$I_{sc} = \min [I_{scT}, I_{scCI}]. \quad (1.101)$$

m) Se parcurg punctele i, j, k, l, m, n, o, p din paragraful 1.3 (stabilizatorul fără tranzistor extern), cu observația că în cazul impunerii protecției prin limitare cu întoarcere de către tranzistorul extern, la punctele k și l, în locul tensiunii U_{pmin} se va utiliza tensiunea U_{psc} care corespunde temperaturii plachetei circuitului integrat atinsă când curentul de scurtcircuit este I_{scT} . Pentru determinarea acestei tensiuni se calculează întâi puterea disipată pe circuitul integrat cu relația 1.98 scrisă corespunzător

$$P'_{dscCI} = \frac{I_{scT}^2}{\beta_{scT}} (E_{r0max} - I_{scT} R_{ir} - U_p - U_{BEsc}) + 4 \cdot 10^{-3} (E_{r0max} - I_{scT} R_{ir}), \quad (1.98')$$

cu β_{scT} și U_{BEsc} stabilite pentru tranzistorul extern la curentul I_{scT} . Se determină apoi temperatura plachetei circuitului integrat cu relația 1.71 pusă în forma

$$I_{jsc} = I_{amax} + P'_{dscCI} R_{ja}, \quad (1.71')$$

și cu aceasta rezultă

$$U_{psc} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} I_{jsc}. \quad (1.72')$$

n) Se dimensionează, dacă este cazul, radiatorul pentru tranzistorul extern care trebuie să suporte puterea P_{dmaxT} , pe baza indicațiilor din paragraful 1.6.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un stabilizator cu circuit integrat $\beta A 723$ cu tranzistor extern care să furnizeze o tensiune reglabilă $U_s = 5 \dots 15$ V la un curent de sarcină $I_{smax} = 0,9$ A. Variația procentuală a tensiunii rețelei ce alimentează redresorul este de $-10\% \dots +5\%$ iar temperatura maximă a mediului: $t_{amax} = 30$ °C. În cazul în care limitarea de curent simplă nu protejează tranzistorul sau circuitul integrat la scurtcircuit se va prevedea o protecție prin limitarea cu întoarcere. Sînt disponibile ambele tipuri de capsule de circuit integrat.

Se va folosi circuitul din fig. 1.13, la care se atașează un tranzistor extern ca în fig. 1.16.

Tensiunea U_{BEmax} a tranzistorului extern de siliciu se adoptă de 0,9 V. Cu aceasta

$$U_{CEs} = 1,5 + U_{BEmax} = 1,5 + 0,9 = 2,4 \text{ V.}$$

Admițînd conform indicațiilor de la calculul redresorului o tensiune $u_{r1m} = 1$ V (virf la virf 2 V), rezultă

$$U_{r0min} = U_{smax} + U_{CEs} + u_{r1m} + U_{p0} + 1 \text{ V} = 15 + 2,4 + 1 + 0,6 + 1 = 20 \text{ V.}$$

Din aceasta rezultă tensiunile nominale și maxime

$$U_{r0} = \frac{U_{r0min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}} (1+\lambda)} = \frac{20}{1-0,1(1+0,1)} = 22,5 \text{ V,}$$

$$U_{r0max} = U_{r0} \left[1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} (1+\lambda) \right] = 22,5 [1 + 0,05(1+0,1)] = 23,7 \text{ V,}$$

$$E_{r0} \cong U_{r0} (1 + 1,5\lambda) = 22,5 (1 + 1,5 \cdot 0,1) = 25,9 \text{ V,}$$

$$E_{r0max} = E_{r0} \left(1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} \right) = 25,9 (1 + 0,05) = 27,2 \text{ V,}$$

și se constată că aceasta din urmă este sub 40 V.

Curentul la care se face limitarea se admite

$$I_{lim} = 1,055 I_{smax} = 1,055 \cdot 0,9 = 0,95 \text{ A.}$$

Puterea disipată maximă pe tranzistorul extern

$$P_{dmaxT} = I_{lim} (U_{r0max} - U_{smi n} - U_{p0}) = 0,95 (23,7 - 5 - 0,6) = 17,2 \text{ W.}$$

Se stabilește tensiunea maximă între colectorul și emitorul tranzistorului extern — valoarea cea mai mare dintre

$$E_{r0max} - U_{smi n} = 27,2 - 5 = 22,2 \text{ V,}$$

și

$$U_{r0max} - U_{p0} = 23,7 - 0,6 = 23,1 \text{ V} = U_{CEmax}.$$

Se adoptă tranzistorul de siliciu tip *npr*—2N3055/6 avînd

$$I_{cMAX} = 15 \text{ A} > I_{lim}, U_{CEMAX} = 40 \text{ V} > U_{CEmax} \text{ și}$$

$$P_{dMAX0} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{jc} + R_{ca}} = \frac{175 - 30}{1,5 + 30} = 4,6 \text{ W} < P_{dmaxT}.$$

și

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} \cong 0,35 P_{i0t} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = \\ = 0,35 \cdot 117 \frac{175 - 30}{150} = 39,7 \text{ W} > P_{dmaxT}.$$

Trebuie deci să se utilizeze radiator pentru tranzistorul adoptat și este necesară o protecție prin limitare cu întoarcere.

Din diagrama dată în fig. 1.17 se citește factorul de amplificare $\beta_{Mmin} = 88$ la curentul I_{lim} . Rezultă

$$I_{Bmaz} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}} = \frac{950}{88} = 10,8 \text{ mA} < 150 \text{ mA,}$$

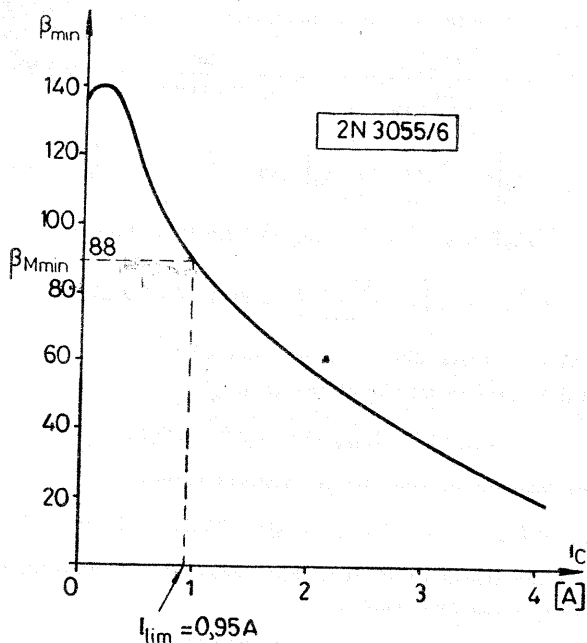


Fig. 1.17. Factorul de amplificare minim al tranzistorului 2N 3055/6 în funcție de curentul de colector.

deci circuitul integrat se poate utiliza. Din fig. 1.18 se poate citi tensiunea $U_{BE_{max}}=0,83$ V la curentul $I_{B_{max}}$.

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este

$$P_{d_{maxCI}} = I_{B_{max}} (U_{r0_{max}} - U_{s_{min}} - U_{p0} - U_{BE_{max}}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0_{max}} = 10,8 (23,7 - 5 - 0,6 - 0,83) + 4 \cdot 23,7 \approx 281 \text{ mW},$$

care este mai mică decât puterea disipată maximă a circuitului integrat în capsulă de plastic TO-116 la $t_{amax}=30^\circ$, egală cu :

$$P_{d_{MAXCI}} = P_{d_{MAXCI25}} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 666 \frac{125 - 30}{125 - 25} = 632 \text{ mW}.$$

În regim de scurtcircuit, pe circuitul integrat apare puterea

$$P_{d_{scCI}} = I_{B_{max}} (U_{r0_{max}} - U_{p0} - U_{BE_{max}}) + 4 \cdot 10^{-3} U_{r0_{max}} = 10,8 (23,7 - 0,6 - 0,83) + 4 \cdot 23,7 = 345 \text{ mW} < 623 \text{ mW},$$

ceea ce înseamnă că circuitul integrat nu impune o limitare de curent cu în-
toarcere.

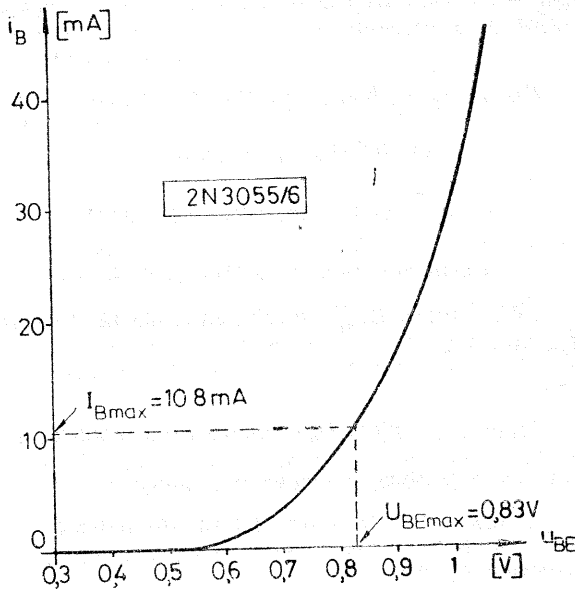


Fig. 1.18. Caracteristica de intrare a tranzistorului 2 N 3055/6

Tensiunea în gol de calcul și rezistența internă a redresorului sînt

$$E'_{r0max} = U_{r0max} (1 + \lambda) = 23,7 (1 + 0,1) = 26,1 \text{ V,}$$

$$R_{tr} = \frac{\lambda U_{r0}}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 22,5}{0,95} = 2,37.$$

Cu aceasta, folosind relația 1.68, în care se ia P_{amaxT} în locul lui P_{dMAX} , se obține curentul de scurtcircuit suportat de tranzistorul extern

$$I_{scT} \cong 0,717 \text{ A.}$$

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat este

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{amax} c T R_{ja} = 30 + 0,281 \cdot 150 = 72 \text{ }^\circ\text{C.}$$

Cu acestu tensiunea de acționare a protecției este

$$U_{p0} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jmax} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 72 \cong 0,58 \text{ V.}$$

Întrucît protecția prin limitare cu întoarcere este impusă de tranzistorul extern, rezistența R_p va fi dată de relația 1.74, în care trebuie folosită tensiunea

U_{psc} . În scopul determinării acesteia se calculează puterea disipată pe circuitul integrat în regim de scurtcircuit

$$\begin{aligned} P'_{dscCI} &= \frac{I_{scT}}{\beta_{sc}} (E'_{r0max} - I_{scT} R_{ir} - U_p - U_{BEsc}) + \\ &+ 4 \cdot 10^{-3} (E'_{r0max} - I_{scT} R_{ir}) = \\ &= \frac{0,717}{101} (26,1 - 0,717 \cdot 2,37 - 0,58 - 0,77) + \\ &+ 4 \cdot 10^{-3} (26,1 - 0,717 \cdot 2,37) = 0,256 \text{ W}, \end{aligned}$$

unde s-au folosit $\beta_{scT} = 101$ și $U_{BEsc} = 0,77 \text{ V}$, citite din fig. 1.17, respectiv 1.18 la curentul $I_{scT} = 0,717 \text{ A}$.

Cu aceasta :

$$t_{jsc} = t_{amax} + P'_{dscCI} R_{ja} = 30 + 0,256 \cdot 150 = 68,5 \text{ }^\circ\text{C},$$

căreia îi corespunde o tensiune de acționare a protecției

$$U_{psc} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} t_{jsc} = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 68,5 = 0,585 \text{ V}.$$

Acum rezistența R_p este

$$R_p = \frac{U_{smaz}}{I_{scT} \frac{U_{smaz} + U_p}{U_{psc}} - I_{lim}} = \frac{15}{0,717 \frac{15 + 0,58}{0,585} - 0,95} = 0,827 \text{ } \Omega.$$

Căderea de tensiune pe R_p în regim de limitare este

$$U_{pt} = R_p I_{lim} = 0,827 \cdot 0,95 = 0,785 \text{ V}.$$

Întrucât aceasta diferă de $U_{p0} = 0,6 \text{ V}$ (adoptat inițial la calculul tensiunii U_{r0min}) cu mai puțin de $0,2 \text{ V}$ nu se mai reface calculul (diferența se poate acoperi din rezerva de 1 V admisă acolo).

Admițînd prin divizorul de protecție un curent

$$I_{ap} = 0,01 I_{smaz} = 0,01 \cdot 0,9 \text{ A} = 9 \text{ mA},$$

rezultă rezistențele R_4 și R_5 din sistemul de ecuații

$$\left\{ \begin{aligned} R_4 + R_5 &= \frac{U_{smaz} + U_{pt}}{I_{ap}} = \frac{15 + 0,785}{9} \\ R_4 &= R_5 \left(\frac{I_{scT} R_p}{U_{psc}} - 1 \right) = R_5 \left(\frac{0,717 - 0,827}{0,585} - 1 \right). \end{aligned} \right.$$

Rezolvînd sistemul se obțin : $R_5 = 1,73 \text{ k}\Omega$ și $R_4 = 23,6 \text{ } \Omega$ și se adoptă valorile normalizate : de $1,74 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ și $23,7 \text{ } \Omega \pm 1\%$ [10].

La tensiunea minimă pe sarcină, dacă R_4 și R_5 rămân nemodificate curentul de sarcină va fi limitat la valoarea

$$I_{limin} = \frac{U_{smi n} R_4}{R_p R_5} + \frac{U_p}{U_{psc}} I_{scr} = \frac{5 \cdot 23,7}{0,827 \cdot 1740} + \frac{0,58}{0,585} 0,717 \cong 0,81 \text{ A,}$$

iar curentul de scurtcircuit nu se modifică. Valoarea obținută mai sus pentru I_{limin} este apropiată de $I_{ilm} = 0,95 \text{ A}$ și în unele cazuri poate fi acceptată.

În cazul cînd la $U_{smi n}$ trebuie realizat același curent de sarcină maxim I_{smax} , este necesar să se utilizeze rezistențe R_4 și R_5 care să varieze simultan și în concordanță cu tensiunea U_s . Valorile minime ale rezistențelor se pot determina cu relațiile 1.76.

Se dimensionează divizorul pentru tensiunea de referință și divizorul tensiunii de ieșire conform punctului m din paragraful 1.3, varianta 3. Se adoptă o tensiune de intrare maximă la amplificatorul diferențial al circuitului integrat: $U_{intrmax} = U_{smi n} = 5 \text{ V}$.

Rezistențele divizorului pentru tensiunea de referință vor fi

$$R'_2 = U_{intrmax} = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R'_1 = 7,5 - R'_2 = 7,5 - 5 = 2,5 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la $4,99 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, respectiv $2,49 \text{ k}\Omega \pm 2\%$.

Tensiunea de intrare minimă posibilă datorită dispersiei tensiunii de referință va fi

$$U_{intrmin} = 0,905 U_{intrmax} = 0,905 \cdot 5 = 4,52 \text{ V.}$$

Rezistențele divizorului pentru tensiunea de ieșire se calculează cu prima și ultima ecuație a sistemului 1.82 ($R_1 = 0$).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\frac{R_p}{2} \left(R_2 + \frac{R_p}{2} \right)}{R_2 + R_p} = \frac{R'_1 R'_2}{R'_1 + R'_2} = \frac{2,49 \cdot 4,99}{2,49 + 4,99} = 1,66 \text{ k}\Omega \\ \frac{R_2}{1,2 R_p + R_2} = \frac{U_{intrmin}}{U_{smax}} = \frac{4,52}{15} = 0,302. \end{array} \right.$$

Rezultă $R_p = 4,96 \text{ k}\Omega$ și $R_2 = 2,58 \text{ k}\Omega$ care se normalizează la $5 \text{ k}\Omega$ (de exemplu pe tip P 34533) și $2,61 \text{ k}\Omega \pm 2\%$.

Rezistențele fixe din divizoare se pot ajusta în cazul unui produs unicat pentru ca extremele $U_{smi n}$ și U_{smax} să se obțină la capetele cursei potențiometrului R_p . Pentru realizarea aceluiași reglaj în cazul unei producții de serie este necesar ca și rezistențele $R_1 (\neq 0)$ și R_2 din divizor să fie semireglabile.

1.5. PROIECTAREA STABILIZATORULUI DE TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT $\beta A 723$ ȘI ELEMENT DE REGLARE CU DOUĂ TRANZISTOARE ÎN SERIE

Elementul de reglare serie cu două tranzistoare în serie [21], [22], /20/, /5/ aduce trei avantaje importante pentru stabilizatoarele de tensiune :

- reducerea de 2-3 ori a dimensiunilor radiatorului comun celor două tranzistoare față de cazul elementului de reglare cu un singur tranzistor (cînd se folosește radiator) sau reducerea de aproape 4 ori a puterii disipate maxime pe fiecare din cele două tranzistoare față de cazul elementului de reglare cu un singur tranzistor cînd nu este necesar radiator (acest fapt permite să se utilizeze două tranzistoare de putere și de dimensiuni sensibil mai mici pentru realizarea stabilizatorului cu aceleași performanțe),

- autolimitarea curentului, chiar și a celui de scurtcircuit /20/, /5/ (ceea ce permite uneori realizarea sursei stabilizate fără protecție specială),

- încărcarea cu putere disipată redusă a tranzistorului de comandă datorită tensiunii reduse (cca 2 V) pe el (ceea ce este important în cazul folosirii unui regulator integrat ce include tranzistorul de comandă, la care nu se poate depăși puterea disipată dacă nu se depășește curentul maxim admis).

Acest tip de element de reglare nu modifică practic performanțele S și R_{ies} ale stabilizatoarelor față de cazul elementului de reglare cu un singur tranzistor /20/.

Aceste avantaje sînt doar parțial compensate de dezavantajele :

- complicarea elementului de reglare (fig. 1.19) și a proiectării lui,

- necesitatea a două surse de alimentare în majoritatea cazurilor /5/ (cea de a doua sursă fiind de curent redus).

Ținînd cont de cele arătate, merită ca acest tip de element de reglare să fie studiat și folosit în cele mai multe aplicații practice, atît în cazul utilizării numai a componentelor discrete cît și în cazul utilizării unor regulatoare integrate. În ultimul caz, rolul tranzistorului T_3 este preluat de tranzistorul compus de reglare al integratului (T_{14} , T_{15} în cazul circuitului $\beta A 723$) /20/ (fig. 1.20).

Curentul de sarcină trece prin tranzistorul T_1 și rezistența de „ocolire“ R_1 și integral prin tranzistorul T_2 .

Sursa de tensiune stabilizată auxiliară, ce asigură tensiunea U_{D2} , este necesară pentru a menține pe tranzistorul T_2 o tensiune aproximativ constantă și redusă (atunci cînd tranzistorul T_1 con-

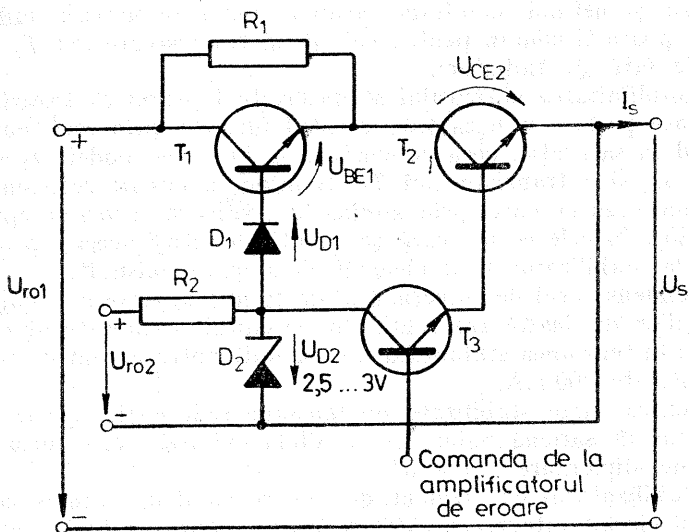


Fig. 1.19. Elementul de reglare cu două tranzistoare în serie.

duce) pentru ca puterea disipată pe el la curentul I_{smax} să fie redusă. Datorită acestei surse, la funcționare normală, dintre cele două tranzistoare doar tranzistorul T_1 este expus saturației [5].

Rezistența de ocolire R_1 preia cea mai mare parte din curentul I_{smax} în anumite situații, obținându-se astfel o putere disipată redusă pe tranzistorul T_1 în cazul cel mai defavorabil pentru o sursă obișnuită (U_{1max} , U_{smin} , I_{smax}). Puterea disipată maximă pe rezistența R_1 este de ordinul celei de pe tranzistorul elementului de reglare obișnuit din cazul cel mai defavorabil, dar dimensiunea rezistenței R_1 este totuși acceptabilă. În plus, în unele cazuri, această rezistență poate include și un bec de semnalizare.

Tranzistorul T_3 , numit „tranzistor de comandă”, realizează împreună cu T_2 un tranzistor compus asemănător cu cel în conexiune Darlington. Dioda D_1 se utilizează pentru a prelua tensiunea inversă ridicată ce ar apărea pe joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1 , blocat în situația când tranzistorul T_2 preia totuși o tensiune U_{CE2} de valoare ridicată (U_{smin} , $I_s < I_{smax}$).

Există o situație în care puterea disipată pe tranzistorul T_1 este maximă în timp ce puterea disipată pe tranzistorul T_2 este redusă și, de asemenea, o situație în care puterea disipată pe tranzistorul T_2 este maximă în timp ce puterea disipată pe tranzistorul T_1 este nulă. Aceste puteri maxime sînt de cca 4 ori mai mici decît puterea disipată maximă pe tranzistorul unui element de reglare

obișnuit și nefiind simultane, atunci cînd este necesar radiator, acesta poate fi comun pentru cele două tranzistoare (cu T_1 izolat electric față de radiator).

Autolimitarea curentului se datorește faptului că tranzistorul T_2 poate prelua în bază tot curentul furnizat prin rezistența R_2 intrînd în saturație, ceea ce conduce la blocarea diodei D_2 apoi a diodei D_1 și a tranzistorului T_1 . Rămîne în circuit rezistența R_1 care limitează curentul prin sarcină la o valoare uneori acceptabilă $/5/$, $/20/$. În cele ce urmează se va utiliza totuși aceeași protecție ca și la stabilizatorul cu element de reglare obișnuit.

Condensatorul de corecție C_{c2} , de 10 nF, servește la eliminarea oscilațiilor de înaltă frecvență din circuitul stabilizatorului, care apar și în tensiunea stabilizată, în general pentru curent de sarcină ce depășește 300 mA.

Pentru surse stabilizate de tensiune redusă (în special fixă) și curent de sarcină redus este posibilă evitarea celei de a doua surse de alimentare — $U_2 /5/$.

Stabilizatorul cu element de reglare cu două tranzistoare în serie și circuit integrat $\beta A 723$ se poate realiza în toate cele trei variante prezentate în paragraful 1.3. În fig. 1.20 este dat cazul unei surse de tensiune $U_s = 2,2 \dots 32$ V.

O parte din punctele de la calculul stabilizatoarelor anterioare se utilizează și în acest paragraf fără modificări, motiv pentru care se face trimitere la ele.

DATE INIȚIALE

Pentru acest tip de stabilizator sînt valabile datele inițiale de la stabilizatorul fără tranzistor extern din paragraful 1.3: I_{smax} , U_{smin} , U_{smax} , $100 \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}}$, $100 \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}}$, obligativitatea protecției prin limitare cu întoarcere în cazul cînd limitarea simplă nu asigură protecția la scurtcircuit a tranzistorului T_2 , tipul capsulei circuitului integrat, temperatura maximă a mediului ambiant — t_{amax} .

PROIECTAREA STABILIZATORULUI /5/

a) Stabilirea variantei de circuit utilizate conform punctului a din paragraful 1.3. Schema completă are forma din fig. 1.20 cu conexiunile potrivite la intrările amplificatorului.

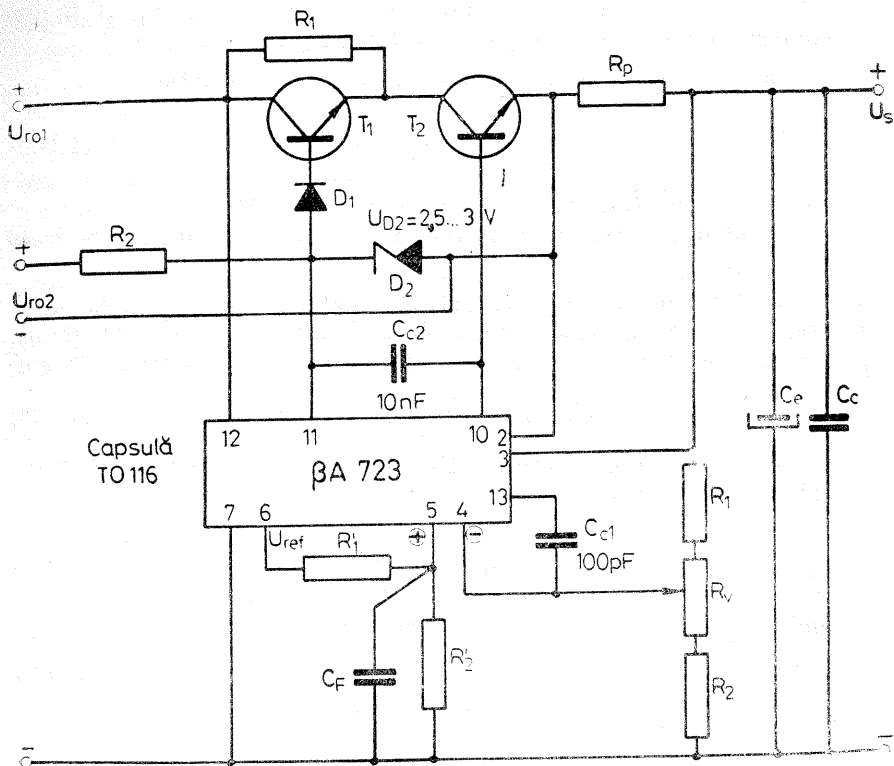


Fig. 1.20. Stabilizator cu circuit $\beta A 723$ și element de reglare cu două tranzistoare în serie.

b) Se determină tensiunea minimă necesară la intrarea stabilizatorului cu relația

$$U_{ro1min} = U_{smax} + U_{CE1min} + U_{CE2min} + U_{p,0} \quad (1.102)$$

(cu U_s în loc de U_{smax} în cazul surselor de tensiune fixă) unde

$$U_{CE1min} = U_{CE1s} + u_{r1m} + (0,8 \dots 1) \text{ [V]}, \quad (1.103)$$

$$U_{CE2min} = U_{CE2s} + (0,5 \dots 0,7) \text{ [V]} \quad (1.104)$$

(mai mari pentru curenți de sarcină de ordinul amperilor).

După cum se observă în relația 1.103, se asigură prin U_{CE1min} rezerva împotriva intrării în saturație a tranzistorului T_1 în cazul cel mai defavorabil, adică în prezența pulsurilor negative ale tensiunii U_{ro1} imperfect filtrată. În rest sînt valabile considerațiile de la punctul b din paragraful 1.3.

c) Se face calculul tensiunii de intrare în sarcină și în gol conform punctului c al paragrafului 1.3.

d) Se determină rezistența de ocolire cu relația

$$R_1 = \frac{U_{r01max} - U_{smi n}}{I_{lim}}, \quad (1.105)$$

unde curentul I_{lim} se stabilește cu relația 1.87.

Pentru o sursă de tensiune fixă se ia tensiunea U_s în locul lui $U_{smi n}$.

e) Întrucît cele două tranzistoare externe sînt în general identice, tensiunea maximă pentru care se adoptă ele este tensiunea maximă pe al doilea tranzistor (cînd stabilizatorul lucrează în gol)

$$U_{CE2max} < E_{r01max} - U_{smi n}. \quad (1.106)$$

f) Se determină puterile disipate maxime pe cele două tranzistoare cu relațiile

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4}, \quad (1.107)$$

cînd

$$P_{d2} = I_{lim} U_{CE2mi n}, \quad (1.108)$$

și

$$P_{d2max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} + R_{p0})}{4}, \quad (1.109)$$

cînd $P_{d1} \cong 0$. Se observă că $P_{d2max} > P_{d1max}$ cu puțin. Aici

$$R_{ir1} = \frac{\lambda U_{r01}}{I_{lim}} \text{ și } R_{p0} = \frac{U_{p0}}{I_{lim}}, \quad (1.110)$$

cu $U_{p0} \cong 0,6$ V.

g) Se adoptă tipul tranzistoarelor externe care trebuie să îndeplinească următoarele condiții;

$$I_{CMAX} \geq I_{lim}, \quad (1.111)$$

$$U_{CE0} \geq U_{CE2max},$$

și

$$P_{dMAX0} \geq P_{d1max}, \quad P_{dMAX0} \geq P_{d2max}, \quad (1.112)$$

dacă se găsește un tranzistor ce se poate folosi fără radiator pentru T_1 sau atît pentru T_1 cît și T_2

sau

$$P_{dMAXr} \geq P_{d2max}, \quad (1.113)$$

cînd este necesar radiator pentru ambele tranzistoare (nici una din condițiile 1.112 nu se îndeplinește).

h) Se parcurge punctul h de la paragraful 1.4 calculîndu-se I_{B2max} .

i) Se determină puterea disipată maximă pe tranzistorul T_2 în regim de scurtcircuit (T_1 este bolcat)

$$P_{a2sc} = I_{lim}(U_{smim} - U_{20}), \quad (1.114)$$

(cu U_s în loc de U_{smim} în cazul surselor de tensiune fixă) care se compară cu puterea disipată maximă admisă pe tranzistorul T_2 într-una din trei situații, după caz :

– cînd T_2 este fără radiator se verifică dacă

$$P_{a2sc} \leq P_{dMAX0}, \quad (1.115 a)$$

– cînd T_2 are radiator separat de T_1 se verifică dacă

$$P_{a2sc} \leq P_{d2max}, \quad (1.115 b)$$

– cînd se utilizează un radiator comun pentru T_1 și T_2 se verifică dacă

$$P_{a2sc} \leq P_{d1max} + P_2 \quad (1.115 c)$$

(aceasta din urmă fiind puterea de dimensionare a radiatorului comun).

În cazul îndeplinirii condiției corespunzătoare de mai sus nu mai este necesar să se prevadă o protecție prin limitare de curent cu întoarcere, fiind suficientă limitarea simplă. Acest lucru se întîmplă în cazul surselor cu raport U_{smax}/U_{smim} de valoare mai mare.

j) În cazul contrar, dacă în enunț se prevede acest lucru se va utiliza o protecție prin limitare de curent cu întoarcere. În acest scop se determină curentul de scurtcircuit ce se poate admite prin tranzistorul T_2 cu relația

$$I_{sc} = \frac{(E'_{r01max} - 4 \cdot 10^{-3} R_{ir1} - U_{p0})}{2(R_{ir1} + R_1)} - \frac{\sqrt{(E'_{r01max} - 4 \cdot 10^{-3} R_{ir1} - U_{p0})^2 - 4(R_{ir1} + R_1)P_{a2lim}}}{2(R_{ir1} + R_1)}, \quad (1.116)$$

unde

$$E_{r01max} = U_{r01max}(1 + \lambda). \quad (1.117)$$

În aceasta, pentru P_{a2lim} , se folosește P_{dMAX0} dacă tranzistorul T_2 nu are radiator, P_{a2max} dacă T_2 are radiator separat sau $P_{d1max} + P_2$ dacă tranzistoarele au radiator comun.

k) Se stabilește curentul de bază maxim al tranzistorului T_1 :

$$I_{B1max} = \frac{1}{\beta_{Mmin}} \left(I_{lim} - \frac{U_{CE1min}}{R_1} \right). \quad (1.118)$$

1) Se calculează puterea maximă disipată pe rezistența R_1 (în vederea adoptării acesteia) cu relația

$$P_{R1max} = I_{r1max}^2 R_1, \quad (1.119)$$

unde curentul I_{R1max} se stabilește după caz:

– egal cu I_{lim} dacă protecția prin limitare simplă este eficientă și la scurtcircuit,

– egal cu valoarea cea mai mare dintre I_{sc} și curentul dat de relația

$$I_{R1M} = \frac{U_{r01max} - U_{smi} - U_{CE2min} - U_{p0}}{R_1}, \quad (1.120)$$

dacă se utilizează protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

La adoptarea puterii nominale a rezistenței R_1 se va ține cont și de temperatura maximă a mediului prin intermediul diagramei date în [10].

m) Se stabilește dacă trebuie folosită dioda D_1 . Aceasta este necesară dacă se îndeplinește condiția

$$E_{r01max} - U_{smi} - U_{BE1max} - U_{CE2min} > U_{EB0} \quad (1.121)$$

unde: U_{EB0} reprezintă tensiunea inversă admisă a joncțiunii emitoare a tranzistorului T_1 (5 sau 7 V la siliciu, 12 V, de obicei, la germaniu),

U_{BE1max} reprezintă tensiunea pe joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1 la curentul I_{B1max} .

Adoptarea tipului diodei D_1 se face pe baza condiției ca aceasta să preia cea mai mare parte din tensiunea inversă care în lipsa diodei D_1 apare pe joncțiunea emitoare a tranzistorului T_1 . În acest scop dioda D_1 trebuie să aibă curentul invers $I_0 \ll I_{EB0}$.

n) Se determină tensiunea auxiliară U_{D2} necesară

$$U_{D2min} = U_{D1max} + U_{BE1max} + U_{CE2min}, \quad (1.122)$$

unde U_{D1max} se stabilește la curentul I_{B1max} și intervine numai în cazul în care dioda D_1 este utilizată.

Cînd se utilizează dioda D_1 tensiunea U_{D2} rezultă de ordinul 2,6...3,3 V și poate fi realizată cu o diodă Zener DZ2V7, DZ3, PL3V3Z, PL3V6Z, PL3V9Z (la curenți de ordinul miliamperilor) [14].

O dispersie prea mare a tensiunii U_{D2} nu poate fi însă admisă, astfel că dioda D_2 trebuie selectată cu o dispersie de cel mult 0,2 V la un curent minim I_{D2min} .

Dacă dioda D_1 nu este necesară, tensiunea U_{D2} rezultă de ordinul 1,9...2,2 V și se poate realiza cu trei diode de siliciu (de curent redus, neselectate) în serie.

O soluție de realizare a unei tensiuni U_{D2} potrivite constă în utilizarea unei „superdiode“ [27], /15/.

o) Se calculează puterea disipată maximă pe circuitul integrat $\beta A 723$ (în regim de limitare de curent)

$$P_{dmaxCI} \cong I_{B2max} (U_{D2min} - U_{BE2max}), \quad (1.123)$$

u U_{BE2max} stabilită la curentul I_{B2max} .

Această putere nu va atinge în nici un caz limita admisă pentru circuitul integrat dacă temperatura maximă a mediului nu depășește cea 100 °C. În regim de scurtcircuit la ieșire puterea disipată pe circuitul integrat nu depășește pe cea de mai sus. Prin urmare, în schema proiectată aici, circuitul integrat nu este solicitat la o putere disipată importantă și poate fi utilizat pînă la curentul lui maxim de ieșire (150 mA).

p) Se parcurg punctele i, j, k, l, m, n, o, p de la paragraful 1.3. La punctele k și l, ținînd cont că circuitul integrat nu este solicitat în scurtcircuit, în loc de U_{pmin} se va lua tot U_p .

r) Se dimensionează, dacă este cazul, radiatorul pentru tranzistoarele elementului de reglare conform paragrafului 1.6. Așa cum s-a arătat, pot să apară cazurile:

- un singur tranzistor are radiator de dimensiuni reduse (T_2),
- ambele tranzistoare au radiatoare de dimensiuni reduse,
- tranzistoarele au un radiator comun.

Radiatorul comun se va dimensiona considerînd că pe el este montat central, izolat electric, un tranzistor ce disipă o putere maximă

$$(\Sigma P_d)_{max} = P_{d1max} + P_{d2}. \quad (1.124)$$

Cele două tranzistoare se vor monta cît mai aproape de centrul radiatorului, tranzistorul T_1 fiind izolat electric de radiator.

s) Rezistența R_2 se determină impunându-se pentru stabilizatorul auxiliar cu dioda D_2 un coeficient de stabilizare minim :

$$S_{2min} = \frac{R_2 + r_{zm}}{r_{zm}} = 10 \dots 15, \quad (1.125)$$

întrucît tensiunea U_{D2} nu trebuie să fie foarte bine stabilizată. Aici r_{zm} este rezistența dinamică a diodei D_2 la curentul minim stabilit $-I_{D2min}$. Rezistența R_2 se adoptă cu toleranță redusă pentru ca tensiunea U_{D2} să nu rezulte cu o dispersie mare. Se determină apoi curentul minim prin această rezistență

$$I_{R2min} = I_{B1max} + I_{B2max} + I_{D2min} \quad (1.126)$$

și tensiunea minimă U_{r02min} necesară

$$U_{r02min} = U_{D2min} + I_{R2min} R_2. \quad (1.127)$$

Din aceasta se determină tensiunea nominală U_{r02} și tensiunea maximă U_{r02max} folosind aceleași relații ca și la calculul sursei U_{r01} .

Dacă tensiunea U_{r02} rezultă de valoare prea mare (peste 40 V) și nu se mai poate reduce I_{R2min} prin sortarea tranzistoarelor cu β_{Mmin} mai ridicat, prin reducerea curentului I_{D2min} și prin adoptarea unei diode cu r_z mai mic, este indicat să se utilizeze în locul tranzistorului T_1 un tranzistor compus în conexiune Darlington. Se reduce astfel substanțial I_{B1max} , dar calculele trebuie reluate de la început deoarece la tensiunea U_{CE1min} trebuie adunată tensiunea U_{BE} a tranzistorului de la intrarea conexiunii Darlington.

t) Se verifică dacă dioda D_2 adoptată poate suporta curentul maxim

$$I_{D2max} \cong I_{R2max} = \frac{U_{r02max} - U_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z}, \quad (1.128)$$

care apare cînd stabilizatorul lucrează în gol. Aici se utilizează o valoare r_z medie (stabilită ca o medie între valorile r_{zm} de la curentul I_{D2min} și r_{zM} dată în catalog pentru zona normală de funcționare).

Se verifică îndeplinirea condiției $I_{R2max} \leq I_{zMAX}$ cînd dioda D_2 adoptată poate fi utilizată. În caz contrar este necesar să se adopte o diodă de curent mai mare.

Se stabilește puterea disipată maximă pe rezistența R_2

$$P_{R2max} = I_{R2max}^2 R_2, \quad (1.129)$$

în vederea adoptării puterii nominale a rezistenței R_2 .

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un stabilizator cu circuit integrat $\beta A 723$ cu element de reglare cu două tranzistoare în serie, care să furnizeze o tensiune 5...15 V la un curent de sarcină $I_{smax}=1$ A. Variația procentuală a rețelei ce alimentează redresorul este de $-10\% \dots +5\%$ iar temperatura maximă a mediului: $t_{max}=30$ °C. În cazul în care limitarea de curent simplă nu protejează tranzistorul T_2 la scurtcircuit, se va prevedea o limitare cu întoarcere. Se utilizează tranzistoare de siliciu. Tipul capsulei circuitului integrat este TO-116.

Varianta de circuit utilizat este cea din fig. 1.20, cu divizarea atît a tensiunii de referință cît și a tensiunii de ieșire.

Pulsațiile tensiunii redresate se admit — conform relației 2.2 — $u_{r1m}=0,8$ V, iar tensiunea de la limita regiunii de saturație $U_{CEs}=1$ V. Rezultă

$$U_{CE1min} > U_{CE1s} + u_{r1m} = 1 + 0,8 = 1,8 \text{ V,}$$

și se adoptă $U_{CE1min}=2,6$ V, cu o rezervă de 0,8 V față de saturație

$$U_{CE2min} > U_{CE2s} = 1 \text{ V,}$$

și se adoptă cu o rezervă de 0,5 V: $U_{CE2min}=1,5$ V. Cu acestea

$$\begin{aligned} U_{r01min} &= U_{smax} + U_{CE1min} + U_{CE2min} + U_{p0} = \\ &= 15 + 2,6 + 1,5 + 0,6 = 19,7 \text{ V.} \end{aligned}$$

Rezultă apoi cu o cădere relativă $\lambda=0,1$

$$U_{r01} = \frac{U_{r01min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0}}{E_{r0}} (1+\lambda)} = \frac{19,7}{1 - 0,1 (1+0,1)} = 22,1 \text{ V,}$$

$$U_{r01max} = U_{r01} \left[1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} (1+\lambda) \right] = 22,1 [1 + 0,05 (1+0,1)] \approx 23,3 \text{ V,}$$

$$E_{r01} = U_{r01} (1 + 1,5\lambda) = 22,1 (1 + 1,5 \cdot 0,1) = 25,4 \text{ V,}$$

$$E_{r01max} = E_{r01} \left(1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} \right) = 25,4 (1 + 0,05) = 26,7 \text{ V.}$$

Rezistența de ocolire va fi

$$R_1 = \frac{U_{r01max} - U_{smi n}}{I_{lim}} = \frac{23,3 - 5}{1,075 \cdot 1} = 17 \Omega,$$

a cărei putere nominală și mod de realizare se va stabili ulterior.

Tensiunea pe care trebuie să o suporte tranzistoarele este

$$U_{CE2max} < E_{r01max} - U_{smin} = 26,7 - 5 = 21,7 \text{ V},$$

iar puterile disipate

$$P_{d1max} = \frac{I_{lim}^2 R_1}{4} = \frac{(1,075)^2 \cdot 17}{4} = 4,93 \text{ W},$$

în situația cînd

$$P_{d2} = I_{lim} U_{CE2min} = 1,075 \cdot 1,5 = 1,61 \text{ W}.$$

Rezistențele R_{ir1} și R_{p0} sînt

$$R_{ir1} = \frac{\lambda U_{r61}}{I_{lim}} = \frac{0,1 \cdot 22,1}{1,075} = 2,06 \Omega,$$

$$R_{p0} = \frac{U_{p0}}{I_{lim}} = \frac{0,6}{1,075} \cong 0,56 \Omega.$$

Cu acestea puterea disipată **maximă** pe tranzistorul T_2 este

$$P_{d2max} = \frac{I_{lim}^2 (R_1 + R_{ir1} + R_{p0})}{4} = \frac{1,075^2 (17 + 2,06 + 0,56)}{4} = 5,7 \text{ W}.$$

Se adoptă tranzistoarele de tipul 2N5490 [14], care au următoarele mărimi imită :

$$I_{CMAX} = 7 \text{ A} > I_{lim} = 1,075 \text{ A}$$

$$U_{CE0} = 40 \text{ V} > U_{CE2max} = 21,7 \text{ V},$$

și avînd la $t_{amax} = 30^\circ \text{C}$, $P_{dMAX0} = 2,3 \text{ W}$ vor necesita radiatoare. Ele pot fi utilizate deoarece

$$P_{dMAXr25} \cong 0,35 P_{0t} = 0,35 \cdot 50 = 17,5 \text{ W},$$

iar la $t_{amax} = 30^\circ \text{C}$

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 17,5 \frac{175 - 30}{175 - 25} \cong 16,9 \text{ W},$$

care este mai mare decît $P_{d2max} = 5,7 \text{ W}$.

Pentru cele două tranzistoare se va folosi un radiator comun. Factorul de amplificare minim al acestui tip de tranzistor, la curent de 1 A, rezultă din diagrama din fig. 1.21 și este $\beta_{Mmin} = 55$, iar circuitul integrat $\beta A 723$ se poate utiliza deoarece

$$I_{B2max} = \frac{I_{lim}}{\beta_{Mmin}} = \frac{1,075 \cdot 10^3}{55} = 21,4 \text{ mA} \ll 150 \text{ mA}.$$

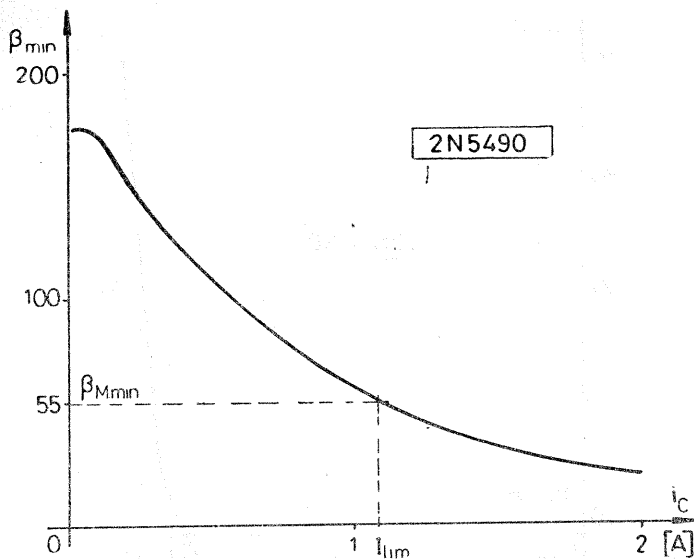


Fig. 1.21. Factorul de amplificare minim al tranzistorului 2N 5490 în funcție de curentul de colector.

În regim de scurtcircuit

$$P_{d2sc} = I_{lim} (U_{smtn} - U_{p0}) = 1,075 (5 - 0,6) = 4,73 \text{ W}$$

și deoarece

$$P_{d2sc} = 4,73 \text{ W} < P_{d1max} + P_2 = 4,93 + 1,61 = 6,54 \text{ W},$$

(radiatorul va fi comun) nu este necesară o protecție prin limitare de curent cu întoarcere.

Curentul de bază maxim al tranzistorului T_1 este

$$I_{B1max} = \frac{1}{\beta_{Mmin}} \left(I_{lim} - \frac{U_{CE1mtn}}{R_1} \right) = \frac{1}{55} \left(1,075 - \frac{2,6}{17} \right) \cdot 10^3 = 16,7 \text{ mA}.$$

Întrucât protecția cu limitare simplă este eficientă și la scurtcircuit se poate stabili puterea disipată pe rezistența R_1

$$P_{R1max} = I_{lim}^2 R_1 = 1,075^2 \cdot 17 = 19,7 \text{ W}.$$

Rezistența R_1 se poate confecționa din 4 rezistențe de $68 \Omega / 5 \text{ W}$ conectate în paralel.

Este necesar să se utilizeze dioda D_1 deoarece

$$E_{r01max} - U_{smtn} - U_{BE1max} - U_{CE2mtn} = 26,7 - 5 - 1 - 1,5 = 19,2 \text{ V},$$

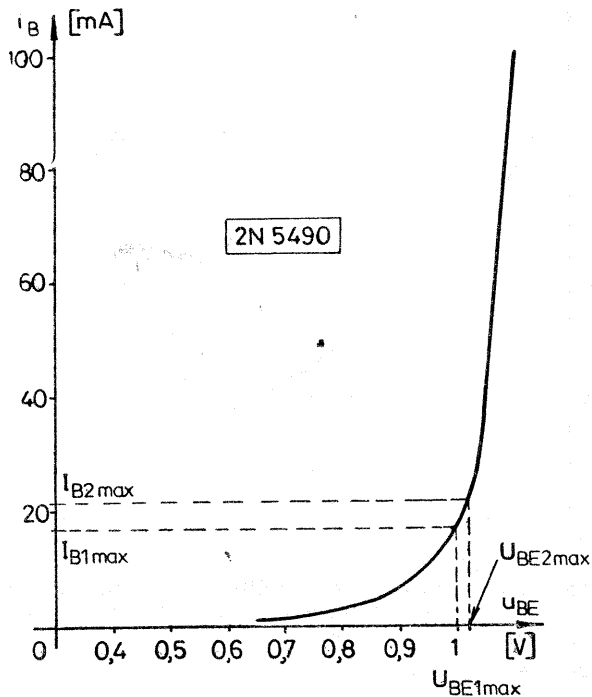


Fig. 1.22. Caracteristica de intrare a tranzistorului 2N 5490.

care este mai mare decit tensiunea $U_{EB0}=5\text{ V}$ a tranzistoarelor. Aici U_{BE1max} s-a citit din caracteristica de intrare a tranzistorului (fig. 1.22).

Dioda D_1 poate fi o diodă de siliciu de uz general sau de comutație, cu curent invers redus. Întrucit tranzistorul 2N5490 are un curent I_{EB0} de ordinul citorva sute de nA, se poate folosi o diodă cu curent $I_R \leq 100\text{ nA}$. Utilizînd dioda de comutație 1N4447 cu $I_R=25\text{ nA}$ și tensiunea inversă maximă de 75 V ($> 19,2\text{ V}$), se poate citi din fig. 1.23 tensiunea U_{D1max} la curentul I_{B1max} .

Tensiunea auxiliară va fi deci

$$U_{D2min} = U_{D1max} + U_{BE1max} + U_{CE2min} = 0,8 + 1 + 1,5 = 3,3\text{ V}.$$

Se adoptă o diodă D_2 de tipul PL4V3Z care are la curenți mici o caracteristică tipică de forma dată în fig. 1.24. Aceasta prezintă o tensiune Zener de $3,3\text{ V}$ la curentul $I_{D2min}=20\text{ mA}$. Rezistența dinamică a diodei, într-un punct cu curent apropiat de I_{D2min} , este

$$r_{zm} = \frac{\Delta U_z}{\Delta i_z} \approx \frac{100\text{ mV}}{10\text{ mA}} = 10\ \Omega,$$

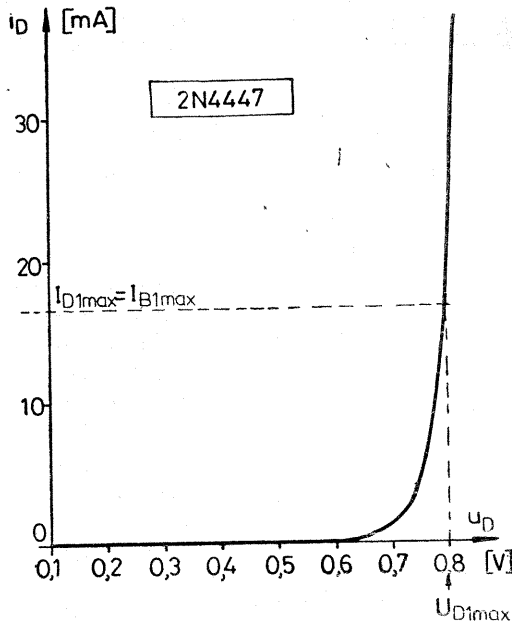


Fig. 1.23. Caracteristica diodei 2 N 4447.

iar la curent mai mare rezistența dinamică este $r_{zM}=7\ \Omega$ [14].

Puterea disipată maximă pe circuitul integrat este

$$P_{dmaxCI} \cong I_{B2max}(U_{D2min} - U_{BE2max}) = 21,4(3,3 - 1,02) \cong 48,6\text{ mW},$$

cu U_{BE2max} citit din fig. 1.22 la curentul I_{B2max} .

Temperatura maximă a plachetei circuitului integrat va fi

$$t_{jmax} = t_{amax} + P_{dmaxCI} R_{ja} = 30 + 0,0486 \cdot 125 = 35\text{ }^\circ\text{C}.$$

Se remarcă avantajul deosebit al acestui tip de stabilizator în ceea ce privește încărcarea slabă cu putere a circuitului integrat.

Tensiunea U_p exactă va fi acum

$$U_p = 0,7 - 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 35 = 0,64\text{ V},$$

cu care

$$R_p = \frac{U_p}{I_{lim}} = \frac{0,64}{1,075} \cong 0,595\ \Omega.$$

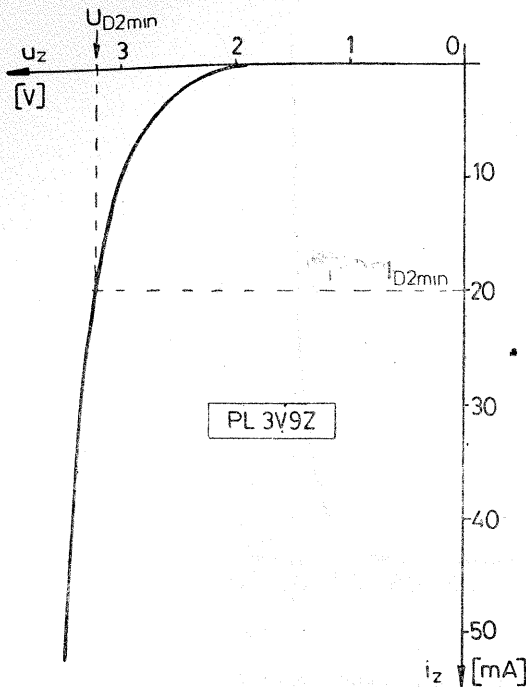


Fig. 1.24. Caracteristica diodei Zener PL3V9Z.

Divizarea tensiunii U_s și a tensiunii U_{ref} se va face ca în fig. 1.13. Se calculează rezistențele divizorului tensiunii U_{ref} cu relațiile 1.80

$$R'_2 = U_{intrmax} = 5 \text{ k}\Omega,$$

$$R'_1 = 7,5 - R'_2 = 7,5 - 5 = 2,5 \text{ k}\Omega,$$

unde s-a adoptat o tensiune de intrare maximă la amplificatorul de croare egală cu U_{emin} . Rezistențele se adoptă cu toleranță redusă, de exemplu: $R'_1 = 2,49 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ și $R'_2 = 4,99 \text{ k}\Omega \pm 1\%$.

Tensiunea de intrare minimă la amplificator va fi

$$U_{intrmin} = 0,905 \cdot 5 = 4,52 \text{ V.}$$

Rezistențele divizorului de la ieșirea stabilizatorului se calculează cu prima și ultima din relațiile 1.82, deoarece $R_1 = 0$

$$\begin{cases} 0,5R_v \parallel (R_2 + 0,5R_v) = R'_1 \parallel R'_2 = 1,67 \text{ k}\Omega \\ \frac{R_2}{1,2R_v + R_2} = \frac{U_{intrmin}}{U_{smax}} = \frac{4,52}{15} = 0,301. \end{cases}$$

Rezultă $R_v = 5 \text{ k}\Omega$ (valoare normalizată) și $R_2 = 2,58 \text{ k}\Omega$ care se adoptă normalizată $R_2 = 2,61 \text{ k}\Omega \pm 2\%$.

Condensatorul C_c se adoptă de valoarea

$$C_c = (0,5 \dots 1) I_{smax} [\text{mA}] = (0,5 \dots 1) 1000 = 680 \mu\text{F},$$

cu tensiunea nominală de 25 V iar C_c se adoptă de 100 nF.

Radiatorul comun pentru cele două tranzistoare se va dimensiona la exemplul de proiectare a unui radiator, în paragraful 6.1 și anume, pentru puterea disipată

$$(\Sigma P_d)_{max} = P_{d1max} + P_{d2} = 6,54 \text{ W.}$$

Se impune un coeficient de stabilizare $S_{2min} = 13$ și rezultă

$$\frac{R_2 + r_{zm}}{r_{zm}} = 13$$

din care, pentru $r_{zm} = 10 \Omega$, se obține $R_2 = 120 \Omega$ (valoare normalizată).

Curentul minim necesar a se asigura prin rezistența R_2 este

$$I_{R2min} = I_{R1max} + I_{R2max} + I_{D2min} = 16,7 + 21,4 + 20 \approx 58 \text{ mA.}$$

Tensiunea minimă necesară pentru sursa auxiliară va fi

$$U_{r02min} = U_{D2min} + I_{R2min} R_2 = 3,3 + 0,058 \cdot 120 = 10,3 \text{ V.}$$

Tensiunile U_{r02} și U_{r02max} se determină cu relațiile

$$U_{r02} = \frac{U_{r02min}}{1 - \frac{\Delta E_{r0-}}{E_{r0}} (1 + \lambda)} = \frac{10,3}{1 - 0,1 (1 + 0,1)} = 11,6 \text{ V,}$$

$$U_{r02max} = U_{r02} \left[1 + \frac{\Delta E_{r0+}}{E_{r0}} (1 + \lambda) \right] = 11,6 [1 + 0,05 (1 + 0,1)] = 12,2 \text{ V.}$$

Rezistența dinamică medie a diodei D_2 va fi

$$r_z = \frac{r_{zm} + r_{zM}}{2} = \frac{10 + 7}{2} = 8,5 \Omega.$$

Curentul maxim prin dioda D_2 este

$$I_{D2max} \approx \frac{U_{r02max} - U_{D2min} + r_z I_{D2min}}{R_2 + r_z} = \frac{12,2 - 3,3 + 8,5 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{120 + 8,5} \approx 71 \text{ mA.}$$

Se constată că dioda Zener adoptată suportă curentul I_{D2max} deoarece are curentul $I_{zMAX} = 240 \text{ mA}$.

Puterea disipată maximă pe rezistența R_2 va fi

$$P_{dR2max} = I_{R2max}^2 \cdot R_2 = (0,071)^2 \cdot 120 \approx 0,6 \text{ W.}$$

Se adoptă o rezistență normalizată de $120 \Omega / 1 \text{ W}$.

1.6. CALCULUL RADIATORULUI PENTRU UN DISPOZITIV SEMICONDUCTOR

Un dispozitiv semiconductor este caracterizat de obicei prin temperatura maximă admisă a joncțiunilor, t_{jMAX} , care este de $75 \dots 85^\circ \text{C}$ la germaniu și $125 \dots 200^\circ \text{C}$ la siliciu, fiind specificată în catalog pentru fiecare dispozitiv în parte. Temperatura pe care o

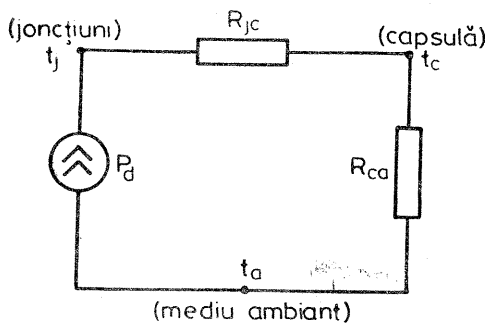


Fig. 1.25. Modelul termic al unui dispozitiv semiconductor.

temperaturilor cu potențiale electrice și a rezistențelor termice cu rezistențe electrice. R_{jc} reprezintă rezistența termică între joncțiune și capsula dispozitivului iar R_{ca} — între capsulă și mediul ambiant; t_j , t_c și t_a reprezintă temperaturile joncțiunii, a capsulei și a mediului. Acest circuit echivalent este valabil până la temperaturi ale mediului $t_a=100^\circ\text{C}$. Rezistențele termice se măsoară în $^\circ\text{C}/\text{W}$.

Pentru circuitul electric echivalent celui termic se poate scrie legea lui Ohm

$$t_j - t_a = P_d (R_{jc} + R_{ca}). \quad (1.130)$$

Rezistențele termice ale dispozitivelor semiconductoare de putere medie și mare sînt date direct în cataloage. Uneori se dau însă diagrame $P_{dMAX} = f(t_a)$ (fig. 1.26), din care se poate determina rezistența termică totală $R_{jc} + R_{ca}$ cu relația

$$R_{jc} + R_{ca} = \frac{t_2 - t_1}{P_{d1}}. \quad (1.131)$$

La dispozitive cu putere disipată maximă de ordinul Waților, R_{jc} este de cîteva unități iar R_{ca} de ordinul zecilor de $^\circ\text{C}/\text{W}$ [14].

Din relația scrisă pentru circuitul echivalent rezultă

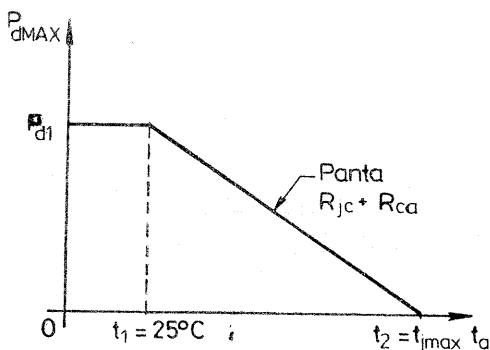


Fig. 1.26. Diagramă tipică a puterii disipate maxime a unui dispozitiv semiconductor în funcție de temperatura mediului.

puterea disipată maximă admisă la un dispozitiv fără radiator

$$P_{dMAX0} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{jc} - R_{ca}}, \quad (1.132)$$

deoarece trebuie îndeplinită condiția $t_j \leq t_{jMAX}$.

Pentru creșterea valorii puterii disipate maxime este necesar să se reducă rezistența termică totală. Acest lucru este posibil numai prin șuntarea rezistenței R_{ca} (la care este acces) cu o rezistență termică R_{rtot} mai mică (fig. 1.27), ceea ce în practică se realizează cu ajutorul unui radiator. Acesta constă dintr-un corp metalic cu aripioare sau dintr-o placă metalică cu suprafață de răcire mare, care este pus în contact cu capsula dispozitivului semiconductor.

În rezistența termică R_{rtot} trebuie incluse pe lângă rezistența termică proprie R_{ra} a radiatorului (între locul de contact cu dispozitivul semiconductor și mediu) și rezistențele termice ale izolației electrice R_{iz} (cînd aceasta este necesară) și contactului dintre capsulă și radiator — R_{cr} .

Pentru reducerea rezistenței termice a izolației se utilizează ca material izolator o foiță de mică cu grosimea de 0,1...0,2 mm. Aceasta introduce o rezistență termică de ordinul

$$R_{iz} \cong \frac{275 \dots 325}{A_c} [^{\circ}\text{C}/\text{W}], \quad (1.133)$$

unde A_c reprezintă aria suprafeței de contact dintre capsulă și radiator în $[\text{mm}^2]$.

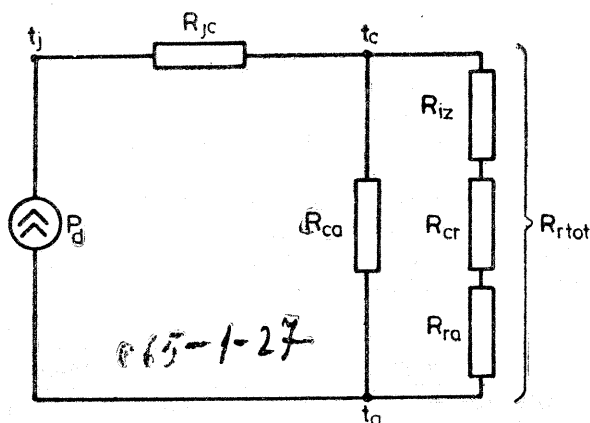


Fig. 1.27. Modelul termic al unui dispozitiv semiconductor cu radiator.

Pentru reducerea rezistenței termice de contact se prelucrează suprafața de contact a radiatorului astfel încît să nu prezinte asperități. Este indicat fie să se ungă locul de contact cu vaselină siliconică, fie, dacă există asperități, să se interpună o șaibă subțire de plumb. Astfel se reduce rezistența termică de contact la o valoare (orientativă)

$$R_{cr} \cong \frac{200 \dots 275}{A_c} [^{\circ}\text{C}/\text{W}]. \quad (1.134)$$

Cu acestea se poate scrie rezistența termică totală între joncțiune și mediu

$$R_{jtot} = R_{jc} + R_{ca} \parallel (R_{cz} + R_{cr} + R_{ra}). \quad (1.135)$$

Fiind impusă puterea disipată P_d pe care trebuie să o suporte dispozitivul semiconductor (montat pe radiator) se poate determina rezistența R_{jtot} cu relația

$$R_{jtot} = \frac{t_{jMAX} - t_{amb}}{P_d} \quad (1.136)$$

În materialul de față se prezintă numai calculul suprafeței radiatorilor plane, cu dispozitivul semiconductor montat central și cu răcire naturală.

Suprafața necesară a radiatorului plan de formă pătrată, cu dispozitivul semiconductor montat central este [23], [25]

$$S = \frac{650 k}{R_{ra} - 33 \frac{\sqrt[4]{k}}{\sqrt{\lambda g}}} [\text{cm}^2] \quad (1.137)$$

în care: λ reprezintă conductibilitatea termică a metalului în $[\text{W}/^{\circ}\text{C}\cdot\text{m}]$ ($\lambda=210$ pentru aluminiu și 280 pentru cupru),

- g — grosimea plăcii radiatorului în $[\text{mm}]$,
 k — o constantă ce ține cont de poziția și culoarea radiatorului (de calitățile sale de radiație), și este măsurată în $[^{\circ}\text{C}\cdot\text{m}^2/\text{W}]$.

În tabelul 1.1 se prezintă valoarea constantei k în funcție de poziția și culoarea radiatorului:

Tabelul 1.1

Poziție	Orizontală		Verticală	
	Culoare naturală (lustruit)	neagră	naturală (lustruit)	neagră
k	1	0,5	0,85	0,43

Înegrirea radiatorului trebuie realizată pe cale chimică și nu prin vopsire. Din tabelul 1.1 rezultă că cele mai eficiente radiatoare sînt cele verticale înegrite și că pentru o putere disipată dată acestea vor avea dimensiunea minimă.

Pentru radiatoare dreptunghiulare, suprafața rezultată din calculul cu relația de mai sus se înmulțește cu un factor de corecție m dat în fig. 1.28 în funcție de raportul laturilor. Și în acest caz dispozitivul semiconductor se consideră montat central.

În cazul realizării unor radiatoare de forme speciale (diferite de forma plană sau plan-îndoită), calculul dimensiunilor radiatorului pe baza rezistenței termice necesare nu este deloc simplu și nici suficient de exact. În cazul unei producții de serie este indicat să se rezolve problema prin măsurare practică.

Pentru marea majoritate a dispozitivelor semiconductoare se dă în catalog puterea disipată maximă admisă în condițiile în care temperatura capsulei este menținută la 25 °C. Această putere este notată cu P_{tot} în cataloage iar în prezenta carte cu $P_{dMAX\infty}$ (putere disipată maximă admisă „cu radiator infinit“). Această putere poate însă să fie suportată practic de dispozitiv numai în cazul răcirii forțate, cînd temperatura capsulei lui se poate coborî la 25 °C. În cazul răcirii naturale este imposibil acest lucru. Din păcate cataloagele nu prezintă date despre puterea disipată maximă admisă cu răcire naturală și anumite suprafețe de radiator care este situația cea mai des întîlnită în aplicațiile practice. Orientativ,

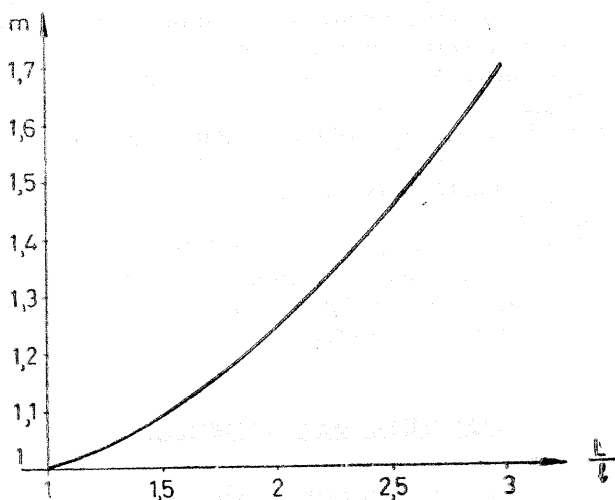


Fig. 1.28. Diagrama de corecție a valorii suprafeței radiatorului dreptunghiular.

un dispozitiv semiconductor poate fi utilizat cu radiator plan de dimensiuni acceptabile și răcire naturală (asigurată prin deschideri corespunzătoare în carcasele aparatelor) la $t_{amax} = 25^\circ\text{C}$ dacă puterea disipată pe dispozitiv nu depășește valoarea

$$P_{dMAXr25} = 0,35 \dots 0,4 P_{dMAX\infty} \quad (1.138)$$

Pentru radiatoare cu aripioare coeficientul din această relație poate fi mai mare.

Pentru diferite temperaturi maxime ale mediului se poate corecta puterea P_{dMAXr} cu o diagramă de forma dată în fig. 1.26 sau cu relația

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{JMAX} - t_{amax}}{t_{JMAX} - 25} \quad (1.139)$$

Dacă viteza de variație a căldurii evacuate nu este mai mare decât viteza de variație a căldurii generate într-un dispozitiv semiconductor poate să apară un proces termic cumulativ denumit „ambalare termică”, ce conduce în final la depășirea temperaturii t_{JMAX} și la deteriorarea dispozitivului [25], [26]. Stabilitatea termică a unui dispozitiv semiconductor depinde și de circuitul electric în care acesta este conectat. Analiza ei este o problemă dificilă.

DATE INIȚIALE

Pentru dimensionarea radiatorului unui dispozitiv semiconductor sînt necesare următoarele date inițiale:

- puterea disipată maximă pe care trebuie să o suporte dispozitivul: P_{dmax} ,
- temperatura maximă admisă a joncțiunilor dispozitivului: t_{JMAX} ,
- puterea disipată maximă admisă cu radiator infinit (sau totală): $P_{dMAX\infty}$ (P_{tot}),
- rezistențele termice: R_{jc} , R_{ca} [$^\circ\text{C}/\text{W}$],
- temperatura maximă a mediului ambiant: t_{amax} ,
- condiții de răcire și informații despre radiator: poziția radiatorului, culoarea și materialul.

CALCULUL RADIATORULUI

a) Se determină puterea disipată maximă admisă de dispozitivul fără radiator cu relația 1.132 și se verifică îndeplinirea condiției:

$$P_{dmax} \leq P_{dMAX0} \quad (1.140)$$

în care caz nu este necesar radiator. Dacă această condiție nu este îndeplinită trebuie prevăzut radiator.

b) Se determină puterea maximă admisă la $t_a = 25^\circ\text{C}$ de către dispozitivul cu radiator, cu răcire naturală, din relația 1.138 și se corectează această putere pentru temperatura t_{amax} impusă în enunț cu relația 1.139. Apoi se verifică îndeplinirea condiției:

$$P_{amax} \leq P_{dMAXr} \quad (1.141)$$

cînd are sens să se calculeze radiatorul. În caz contrar este necesară fie o răcire forțată, fie adoptarea unui dispozitiv de putere mai mare.

c) Se determină rezistența termică totală cu relația 1.136 în care se folosește puterea P_{amax} .

d) Se stabilește rezistența R_{ra} cu relația

$$R_{ra} = \frac{R_{ra}(R_{jtot} - R_{jc})}{R_{ra} - (R_{jtot} - R_{jc})} - (R_{iz} + R_{cr}). \quad (1.142)$$

Obținerea unei valori negative pentru R_{ra} (posibilă în special cînd se folosește izolație între capsula dispozitivului și radiator) arată că tipul de dispozitiv adoptat nu poate fi folosit din cauza posibilităților slabe de evacuare a căldurii.

e) Se determină suprafața necesară a radiatorului cu relația 1.137 adoptîndu-se grosimea tablei între 1...4 mm — mai mică pentru puteri reduse.

f) În cazul impunerii unei forme dreptunghiulare pentru radiator este necesar să se multiplice suprafața S rezultată la punctul e cu factorul de corecție m citit în fig. 1.28.

Dacă suprafața radiatorului rezultă de valoare ridicată (sute de cm^2), se va încerca creșterea grosimii tablei. Pentru cazul cînd gabaritul radiatorului nu este acceptabil este necesar să se utilizeze radiatoare cu aripioare a căror dimensionare nu este prezentată aici, sau un dispozitiv semiconductor de putere mai mare.

EXEMPLU DE CALCUL

Se va dimensiona radiatorul comun pentru cele două tranzistore 2N5490 de la exemplul de proiectare din paragraful 1.5 avînd $(\Sigma P_d)_{max} = 6,54 \text{ W}$, tinînd însă cont că pe un tranzistor apare puterea disipată maximă de 5,7 W iar pe celălalt — 4,93 W, că dispozitivul se consideră izolat față de radiator (T_1 trebuie să fie izolat). Tranzistoarele au $t_{jMAX} = 175^\circ\text{C}$, $R_{cr} = 3^\circ\text{C/W}$, $R_{iz} = 3,5^\circ\text{C/W}$. Se dă $t_{amax} = 30^\circ\text{C}$. Se va folosi radiator de aluminiu lustruit vertical.

Puterea disipată maximă fără radiator a unui tranzistor de acest tip este

$$P_{dMAX0} = \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{R_{jc} + R_{ca}} = \frac{175 - 30}{2,5 + 60} \approx 2,3 \text{ W} < 4,93 \text{ și } 5,7 \text{ W}.$$

Prin urmare este necesar să se utilizeze radiator.

Puterea disipată maximă cu radiator cu răcire naturală la $t_a=25^\circ\text{C}$ este

$$P_{dMAXr25} \cong 0,35 P_{dMAX00} = 0,35 \cdot 50 = 17,5 \text{ W},$$

iar pentru $t_{amax}=30^\circ\text{C}$

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{JMAX} - t_{amax}}{t_{JMAX} - 25} = 17,5 \frac{175 - 30}{175 - 25} = 16,9 > 4,93 \text{ și } 5,7 \text{ W}.$$

Rezistența termică totală necesară (cu radiator) va fi

$$R_{jtot} = \frac{t_{JMAX} - t_{amax}}{(\sum P_d)_{max}} = \frac{175 - 30}{6,54} = 21,8^\circ\text{C/W}.$$

Rezistența termică a radiatorului rezultă

$$R_{ra} = \frac{R_{ca}(R_{jtot} - R_{jc})}{R_{ca} - (R_{jtot} - R_{jc})} - (R_{iz} + R_{cr}) = \frac{60(21,8 - 2,5)}{60 - (21,8 - 2,5)} - (3,5 + 3) = 21,9^\circ\text{C/W}.$$

(Rezistențele R_{cr} și R_{iz} se pot calcula cu relațiile 1.133 și 1.134 știind că aria de contact a tranzistorului 2N5490 este de cea 85 mm².)

Se consideră radiatorul din tablă de aluminiu de 1 mm grosime, pătrat, plan, cu cele două tranzistoare montate în apropierea centrului. Deci

$$S = \frac{650k}{R_{ra} - 33 \frac{\sqrt{k}}{\sqrt{\lambda g}}} = \frac{650 \cdot 0,85}{21,9 - 33 \frac{\sqrt{0,85}}{\sqrt{210 \cdot 1}}} = 28,2 \text{ cm}^2.$$

Pentru siguranță se mărește suprafața la 32 cm².

Dacă montajul impune un radiator dreptunghiular (pentru ca înălțimea lui să fie redusă) se mărește suprafața S cu factorul m corespunzător, citit din fig. 1.28.

Dimensiunea redusă a radiatorului subliniază avantajul sursei stabilizate de tipul prezentat în paragraful 1.5 /20/.

PROIECTAREA ALIMENTATOARELOR MONOFAZATE DE PUTERE REDUSĂ

Ținând cont de faptul că în prezent majoritatea alimentatoarelor pentru aparatura electronică se realizează cu redresor cu filtru capacitiv, urmat eventual de stabilizator de tensiune sau de un al doilea filtru rezistență - capacitate, în cartea de față se prezintă numai proiectarea unui astfel de alimentator. Generalizarea filtrului capacitiv este susținută de producerea în țară a condensatorului electrolitic de capacitate mare [10].

Proiectarea unui alimentator include calculul circuitului redresor, calculul transformatorului de rețea și eventual calculul radiatorului pentru diodele redresoare.

2.1. PROIECTAREA CIRCUITULUI REDRESOR

DATE INIȚIALE

Datele inițiale pentru calculul redresorului sînt în general următoarele :

— curentul mediu redresat maxim sau curentul continuu maxim consumat de sarcină (la tensiunea de rețea nominală) : I_{r0} ;

— tensiunea medie redresată sau tensiunea continuă pe sarcină (la curentul I_{r0}): U_{r0} ;

— căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului (când aceasta este impusă deja de la calculul stabilizatorului de tensiune): λ ;

— pulsația tensiunii redresate, exprimată prin amplitudinea componentei fundamentale a pulsațiilor (egală aproximativ cu amplitudinea pulsației nesinusoidale — $1/2$ din pulsația vîrf la vîrf — și impusă deja la calculul stabilizatorului de tensiune sau adoptată prin analiza pretențiilor sarcinii): u_{r1m} ;

— creșterea procentuală posibilă a tensiunii rețelei: $100 \cdot \Delta E_1 / E_1$ (de obicei $5 \dots 10\%$);

— pulsația tensiunii pe sarcină, după filtrul RC (în cazul în care se folosește un astfel de filtru): u_{s1m} .

La stabilirea curentului I_{r0} trebuie ținut cont că, în cazul utilizării după redresor a unui stabilizator de tensiune cu element de reglare serie cu protecție la supracurent, curentul maxim pe care trebuie să-l furnizeze redresorul este curentul la care acționează protecția ($I_{lim} = 1,05 \dots 1,10 I_{smax}$) și care nu se modifică la creșterea tensiunii rețelei peste valoarea nominală. În cazul folosirii unui stabilizator cu element de reglare serie fără limitare de curent

$$I_{r0} = I_{smax}$$

În celelalte cazuri (inclusiv în cazul cînd după redresor urmează un stabilizator cu diodă Zener), deoarece tensiunea redresată U_{r0} crește cu același procent ca și tensiunea rețelei E_1 , curentul I_{r0} crește și el cu același procent. De această creștere se va ține cont în calculele ce urmează.

În mod obișnuit, căderea relativă de tensiune pe rezistența internă a redresorului, definită

$$\lambda = \frac{I_{r0} R_{ir}}{U_{r0}}, \quad (2.1)$$

se adoptă între $0,1 \dots 0,2$ (adică $10 \dots 20\%$) [2]. Aici R_{ir} reprezintă rezistența internă a redresorului cu filtru.

Pulsațiile tensiunii redresate pot fi stabilite plecînd de la sarcină și ținînd cont de eventuala reducere a lor de către stabilizatorul de tensiune sau de un filtru rezistență — capacitate. O valoare obișnuită a tensiunii u_{r1m} , pentru care nu rezultă un condensator de filtrație cu capacitate exagerată, este dată de relația

$$u_{r1m} = \gamma U_{r0} = (0,04 \dots 0,1) U_{r0}. \quad (2.2)$$

valorile mai mici ale factorului γ corespunzând unor curenți de sarcină de ordinul sutelor de mA, iar valorile mai mari — unor curenți de ordinul amperilor. Pentru domeniul tensiunilor uzuale, în circuitele electronice (5–20 V) rezultă $u_{r1m}=0,2\dots0,8$ V la curenți mici de sarcină și 0,4...2 V la curenți de ordinul amperilor.

În cazul utilizării unui filtru RC suplimentar la ieșirea redresorului (nu se utilizează stabilizator) pulsațiile pe sarcină, u_{r1m} , se stabilesc fie din analiza pretențiilor sarcinii, fie pe baza tabelului dat în [3], care recomandă factorul de pulsații pentru anumite cazuri:

— alimentarea etajelor de semnal mic: $\gamma=(1\dots3) 10^{-4}$,

— alimentarea etajelor de semnal mare de audiofrecvență $\gamma=(0,5\dots1) 10^{-3}$,

— alimentarea etajelor finale în contratimp de audiofrecvență $\gamma=(0,5\dots3) 10^{-2}$.

În cazul când redresorul este urmat de stabilizator, tensiunea U_{r0} este determinată la calculul stabilizatorului, iar în cazul folosirii unui filtru rezistență — capacitate se va adăuga la tensiunea continuă cerută de sarcină — căderea de tensiune pe rezistența filtrului (admisă de 10...20% din tensiunea necesară pe sarcină).

Redresoarele monofazate cu filtru capacitiv se pot realiza în bune condițiuni pentru curenți pînă la ordinul 5...10 A. Pentru valori mai ridicate trebuie admise pulsațiile mai mari, pentru ca să nu rezulte condensatoare de filtraaj exagerat de mari. Admiterea unor pulsații mari, în cazul când redresorul este urmat de un stabilizator de tensiune conduce la creșterea valorii medii a tensiunii redresate necesare și a puterii disipate pe elementul de reglare al stabilizatorului.

ADOPTAREA CIRCUITULUI REDRESOR

Pentru redresoarele monofazate există posibilitatea de alegere între cele trei variante: redresor monoalternanță, bialternanță cu punct de nul, bialternanță în punte (fig. 2.1). În tabelul 2.1 se prezintă comparativ unele caracteristici ale celor trei tipuri de redresoare considerînd că se realizează aceeași tensiune (cu aceleași pulsații) și același curent de sarcină.

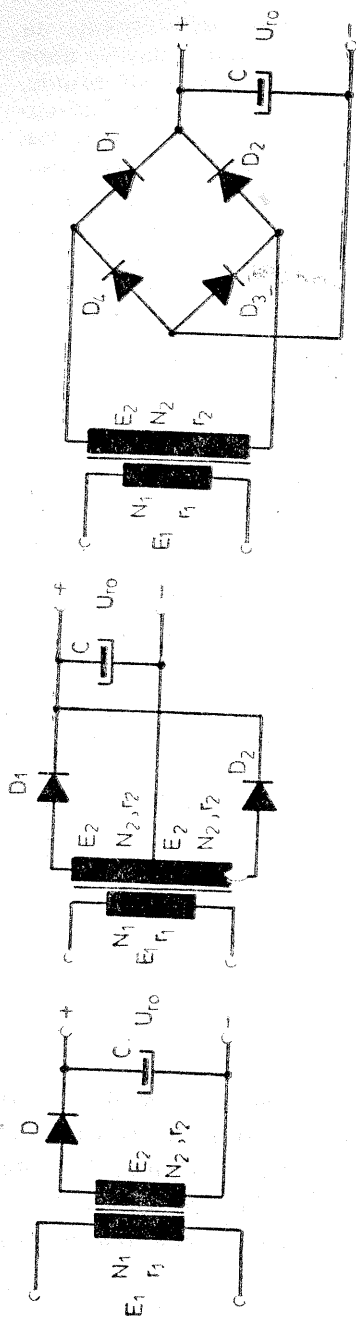


Fig. 2.1. Circuitele redresoare monofazate.

În acest tabel nu au fost considerate pierderile în miezul transformatorului și nici curentul de magnetizare (de mers în gol). Ar mai trebui semnalată dificultatea de a realiza două înfășurări secundare identice pentru redresorul bialternanță cu punct de nul.

Pe baza acestui tabel (care include valori medii ale unor caracteristici) se pot vedea avantajele și dezavantajele celor trei circuite principale de redresoare. Redresorul în punte are în ansamblu caracteristici mai bune: un singur secundar (cu diametrul conductorului însă ceva mai mare), un miez de fier cu secțiune mai mică, diode cu tensiune inversă maximă mai redusă (însă numărul de diode este mai mare).

ADOPTAREA PROVIZORIE A DIODELOR REDRESOARE

Pînă la determinarea prin calcul a tuturor parametrilor circuitului redresor este necesar să se anticipeze tipul diodelor redresoare. Diodele se adoptă pe baza următoarelor date:

– tensiunea inversă maximă

$$V_{RIM} > 3U_{r0} \quad (2.3)$$

pentru redresoare monoalternanță și bialternanță cu punct de nul și

$$V_{RIM} > 1,5U_{r0} \quad (2.4)$$

pentru redresoare în punte;

– curentul mediu redresat maxim:

$$I_0 (I_{PAV} > \frac{I_{r0max}}{m}, \quad (2.5)$$

Tip redresor Caracteristici	Monoalter- nanță	Bialternanță	
		cu punct de nul	în punte
Număr de diode	1	2	4
Tensiunea inversă maximă a diodelor	$3U_{r0}$	$3U_{r0}$	$1,5U_{r0}$
Curent de vîrf repetitiv prin diode	$8I_{r0}$	$4I_{r0}$	$4I_{r0}$
Curent mediu maxim prin diode	I_{r0}	$0,5I_{r0}$	$0,5I_{r0}$
Număr de înfășurări secundare a transformatorului de rețea	1	2	1
Diametrul conductorului din primarul transformatorului	$1,15d_1$	d_1	d_1
Diametrul conductorului din secundarul transformatorului	$1,41d_2$	d_2	$1,19d_2$
Secțiunea miezului transformatorului	$1,11S_{Fe}$	$1,05S_{Fe}$	S_{Fe}
Capacitatea condensatorului de filtraj	$2,3C$	C	C

unde m este numărul de alternanțe redresate, iar I_{r0max} este același cu I_{r0} (egal cu I_{smax} sau I_{lim}) în cazul unui redresor urmat de un stabilizator de tensiune cu element de reglare serie, sau

$$I_{r0max} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) U_{r0} \quad (2.6)$$

în celelalte cazuri,

– curentul de vîrf repetitiv maxim

$$I_{FRM} > 8 \frac{I_{r0max}}{m} \quad (2.7)$$

După stabilirea diodei cu datele de mai sus, mai trebuie extrasă din catalog mărimea I_{FSM} (curentul de suprasarcină maxim) iar din caracteristica tensiune curent a diodei, liniarizată începînd din zona curentului de vîrf repetitiv $i_{Dm} = 8I_{r0max}/m$ (fig. 2.2) se determină mărimile U_{D0} și rezistența dinamică r_d

$$r_d = \frac{u_{Dm} - U_{D0}}{i_{Dm}} \quad (2.8)$$

În anexa 1 sînt date cîteva caracteristici de diode redresoare mai frecvent utilizate în redresoarele de putere mică.

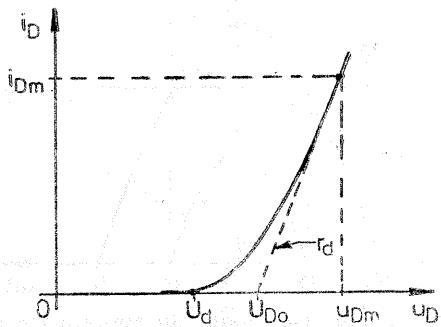


Fig. 2.2. Liniarizarea caracteristicii unei diode redresoare.

CALCULUL CIRCUITULUI REDRESOR ȘI AL FILTRULUI CAPACITIV

Calculul circuitului redresor are la bază metoda prezentată în [1] și modificată conform [5], [7], [9]. În principal, contribuția autorului cărții la calculul redresorului cu filtru capacitiv constă în legarea acestuia de calculul stabilizatorului de tensiune prin mărimea λ , găsirea relației dintre rezistențele interne ale redresorului cu și fără filtru, scurtarea calculului prin eliminarea mărimii A (folosită în [1]).

Calculul circuitului redresor include astfel următoarele etape :

a) Determinarea amplitudinii tensiunii din secundarul transformatorului în gol cu relația [9/

$$e_{2m} \cong U_{r0} (1 + 1,5\lambda) + p U_d, \quad (2.9)$$

unde U_d reprezintă tensiunea de deschidere a diodei avind valoarea de cea 0,1 V pentru germaniu și 0,4 V pentru siliciu, iar p este numărul de diode în serie (la punte $p=2$). Din tensiunea e_{2m} rezultă valoarea efectivă a tensiunii secundarului transformatorului în gol

$$E_2 = \frac{e_{2m}}{\sqrt{2}}. \quad (2.10)$$

b) Considerind ([1], [5]) că tensiunea pe sarcină (deci pe condensatorul de filtraj) este constantă (adică neglijând pulsațiile tensiunii redresate), prin dioda redresoare trece curent numai într-un interval 2θ în care $e_2 > U_{r0} + pU_{D0}$, ca în fig. 2.3. Unghiul 2θ se numește „unghi de deschidere a diodei”. Semiunghiul de deschidere se poate determina prin relația

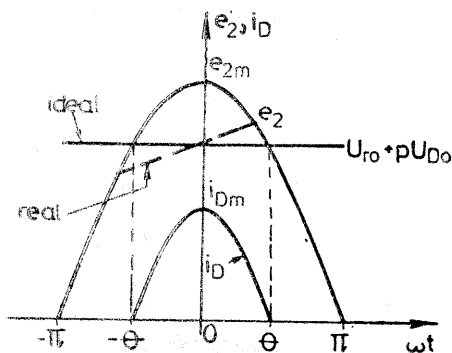


Fig. 2.3. Modul de aproximare a formei curentului prin dioda redresoare.

$$U_{r0} + pU_{D0} = e_{2m} \cos \theta = \sqrt{2} E_2 \cos \theta. \quad (2.11)$$

Se poate evita însă folosirea unghiului θ [1] prin folosirea mărimii

$$B = \frac{1}{\sqrt{2} \cos \theta} = \frac{E_2}{U_{r0} + pU_{D0}}. \quad (2.12)$$

Tabelul 2.2

B	F	D	H		θ [rad]
			m=1	m=2	
0,800	9,86	2,81	80,4	75	0,480
0,825	8,87	2,66	113	103	0,534
0,850	8,06	2,54	154	139	0,588
0,875	7,63	2,46	185	164	0,622
0,900	7,13	2,38	232	203	0,666
0,925	6,79	2,33	275	236	0,700
0,950	6,57	2,29	308	262	0,724
0,975	6,28	2,24	361	302	0,758
1,000	6,09	2,20	403	333	0,782

Mărimea B se calculează din raportul tensiunilor (relația 2.12) și apoi, în funcție de aceasta, din tabelul 2.2 sau din grafic (figura 2.4) se extrag mărimile F , D , H , utilizate în continuare la calculul unor caracteristici importante ale circuitului redresor [1], [5]. Acestea sînt funcții complicate de θ și au relațiile deduse în [1].

Pentru valori ale mărimii B cuprinse între cele date în tabel se poate aplica o interpolare liniară.

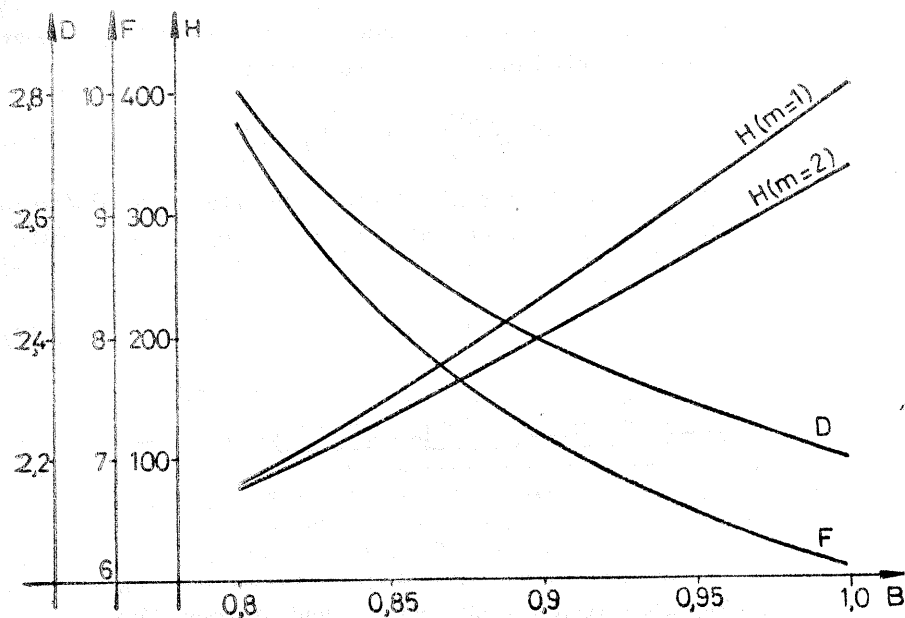


Fig. 2.4. Diagramele mărimilor utilizate la calculul redresorului.

c) Se calculează curentul de vîrf repetitiv

$$i_{Dm} = \frac{I_{r0max}}{m} F, \quad (2.13)$$

care trebuie să fie mai mic decît I_{FDM} al diodei adoptate.

În caz contrar, calculul se reia pentru o diodă cu curent de vîrf repetitiv mai mare.

d) Calculul curentului efectiv maxim printr-o diodă redresoare

$$I_{Defm} = \frac{I_{r0max}}{m^2} D, \quad (2.14)$$

care pentru redresorul monoalternanță și bialternanță cu punct de nul reprezintă și curentul efectiv prin secundarul transformatorului

$$I_2 = I_{Defm}. \quad (2.15. a)$$

Pentru redresorul bialternanță în punte:

$$I_2 = \sqrt{2} I_{Defm} \quad (2.15. b)$$

e) Determinarea capacității condensatorului de filtraaj necesar pentru obținerea pulsațiilor impuse cu relația

$$C = \frac{U_{r0} + pU_{D0}}{R_r U_{r1m}} H \quad [\mu F], [\Omega], \quad (2.16)$$

unde R_r este rezistența internă a redresorului fără filtru [6] (figura 2.5). Întrucît s-a impus λ ca dată de proiectare, conform relației 2.1, rezultă

$$R_{ir} = \frac{\lambda U_{r0}}{I_{r0}}, \quad (2.17)$$

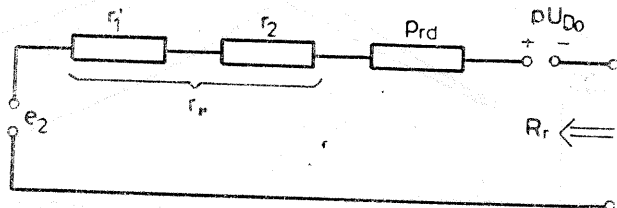


Fig. 2.5. Circuitul echivalent al unui redresor fără filtru.

iar din aceasta, cu ajutorul relației dată în [5], [7], se obține rezistența R_r

$$R_r = 0,583 m R_{ir} \sqrt{\frac{I_{r0max} R_{ir}}{e_{2m}}} \quad (2.18)$$

Cu aceasta se poate calcula capacitatea C pentru care se va adopta [10] o valoare normalizată imediat superioară celei calculate. Condensatorul necesar este de tip electrolitic și aduce cu el o serie de dezavantaje [11]. Se poate ține eventual cont de toleranța negativă a acestui condensator.

Tensiunea nominală a condensatorului electrolitic trebuie să depășească valoarea tensiunii maxime în gol a redresorului

$$U_{r0max} = (e_{2m} - p U_d) \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1} \right), \quad (2.19)$$

ținând cont de creșterea tensiunii rețelei peste valoarea nominală. Curentul ondulatoriu admis de condensator trebuie să fie mai mare decât $i_{Dm}/2$.

Cînd redresorul este utilizat pentru alimentarea unor circuite în care apar comutări rapide ale curentului, condensatorul electrolitic trebuie completat cu un condensator ceramic de valoare cît mai mare (100 nF).

Ținînd cont că un condensator electrolitic prezintă o toleranță pozitivă de +(50...100)%, la realizarea redresorului se pot obține tensiuni U_{r0} cu cîteva procente mai ridicate și pulsații mai reduse decît cele impuse.

f) Calculul curentului de suprasarcină nonrepetitiv care apare la conectarea redresorului la rețea. Întrucît diagramele date în [2] și [3] în acest scop sînt prea complicate, s-a dedus pe baza lor o relație aproximativă pentru curentul de suprasarcină în cazul cel mai defavorabil:

$$i_{Ds} = \frac{(1,8 \dots 2) 10^6}{\omega H} \frac{I_{r0max}}{m}, \quad (2.20)$$

În care ω este pulsația rețelei ($2\pi f = 314$), factorul 1,8 se folosește pentru redresor bialternanță, iar factorul 2 se folosește pentru redresor monoalternanță. Acest curent trebuie să fie mai mic decît I_{FSM} , în caz contrar dioda adoptată provizoriu se înlocuiește cu alta de curent mai mare. Mai există, de asemenea, soluția de a se mări λ sau de a se introduce în serie cu secundarul transformatorului o rezistență suplimentară [12]. În acest caz calculul trebuie reluat de la început.

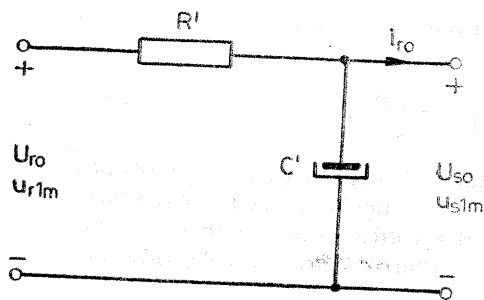


Fig. 2.6. Filtru RC.

În cazul în care I_{D_2} rezultă foarte apropiat de I_{FSM} , se mai verifică și durata impulsului de curent prin diodă în cazul când condensatorul are capacitatea maximă

$$t_i = \left(1 + \frac{t_p}{100}\right) R, C, \quad (2.21)$$

(unde t_p este toleranța pozițională maximă, în procente, a

condensatorului de filtraaj) care nu trebuie să depășească 10 ms (timp în care dioda suportă curentul I_{FSM}).

g) Pentru calculul transformatorului este necesar să se precizeze rezistența totală a acestuia (văzută din secundar)

$$r_T = r_1' + r_2 = R_r - pr_a. \quad (2.22)$$

h) În cazul cînd nu se folosește stabilizator de tensiune și la ieșirea redresorului nu se pot obține cu filtru capacitiv pulsații $u_{r1m} \leq u_{s1m}$ cum pretinde sarcina, se intercalează un filtru suplimentar RC (fig. 2.6). Dimensionarea acestui filtru se face astfel. Rezistența se determină din căderea de tensiune continuă admisă pe ea la stabilirea tensiunii necesare U_{i0} (de obicei 10–20% din U_{r0})

$$R' = \frac{U_{r0} - U_{i0}}{I_{r0}} \quad (2.23)$$

iar condensatorul din condiția aproximativă de divizare a pulsațiilor

$$C' \cong \frac{u_{r1m}}{u_{s1m}} \frac{1}{m\omega R'} \quad (2.24)$$

în care raportul celor două tensiuni se numește „factor de netezire”. Și acest condensator electrolitic trebuie completat cu unul ceramic de valoare mare pentru decuplarea la frecvențe mari (la impulsuri).

Se determină apoi puterea disipată maximă de rezistența R' (la curentul I_{r0max}) pentru adoptarea puterii nominale a acesteia.

i) În cazul folosirii unor diode redresoare cu radiator, diode care au curentul I_0 sensibil mai mare decît I_{r0max}/m , nu este obligatorie utilizarea radiatorului livrat de producătorul diodelor și se poate dimensiona un radiator plan corespunzător. Pentru aceasta

este necesar să se calculeze puterea disipată medie pe o diodă redresoare

$$P_{dmed} = U_{D0} \frac{I_{r0max}}{m} + I_{Dcfm}^2 r_d \quad (2.25)$$

Calculul radiatorului plan este prezentat în paragraful 1.6, fiind valabil și în cazul diodelor.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va calcula un circuit redresor cu datele: $I_{r0} = 180 \text{ mA}$, $U_{r0} = 21 \text{ V}$, $\lambda = 0,15$, $u_{rim} \leq 0,7 \text{ V}$, care va fi urmat de un stabilizator de tensiune cu element de reglare serie. Se cunoaște: $100 \Delta E_1 / E_1 = 8\%$.

În scopul realizării unor pulsații reduse cu ajutorul unui condensator de filtraj de dimensiuni reduse este indicată adoptarea unui redresor bialternanță. Presupunem că se utilizează un redresor cu punct de nul.

Pentru adoptarea diodei se calculează

$$U_{imax} = 3U_{r0} = 3 \cdot 21 = 63 \text{ V},$$

$$I_{0max} = \frac{I_{r0}}{m} = \frac{0,18}{2} = 0,09 \text{ A}, \quad (I_{r0max} + I_{r0})$$

$$i_{Dmax} = 8 \frac{I_{r0}}{m} = 8 \frac{0,18}{2} = 0,72 \text{ A}.$$

Din tabelul cu diode redresoare se alege dioda FO87 de siliciu cu datele

$$V_{RRM} = 80 \text{ V} \triangleright 63 \text{ V}, \quad I_{r0} = 0,75 \text{ A} \triangleright 0,09 \text{ A},$$

$$I_{FRM} = 4 \text{ A} \triangleright 0,72 \text{ A}.$$

Caracteristica diodei se linearizează ducând o tangentă în punctul cu curent de ordinul I_{Dm} (fig. 2.7). Se calculează rezistența dinamică a diodei

$$r_d = \frac{\Delta u_D}{\Delta I_D} = \frac{U_{Dm} - U_{D0}}{i_{Dm}} = \frac{0,85 - 0,67}{0,72} = 0,25 \Omega.$$

Amplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului în gol va fi

$$e_{2m} \cong U_{r0} (1 + 1,5\lambda) + U_0 = 21 (1 + 1,5 \cdot 0,15) + 0,4 = 26,1 \text{ V},$$

iar valoarea ei efectivă

$$E_2 = \frac{e_{2m}}{\sqrt{2}} \cong 18,5 \text{ V}.$$

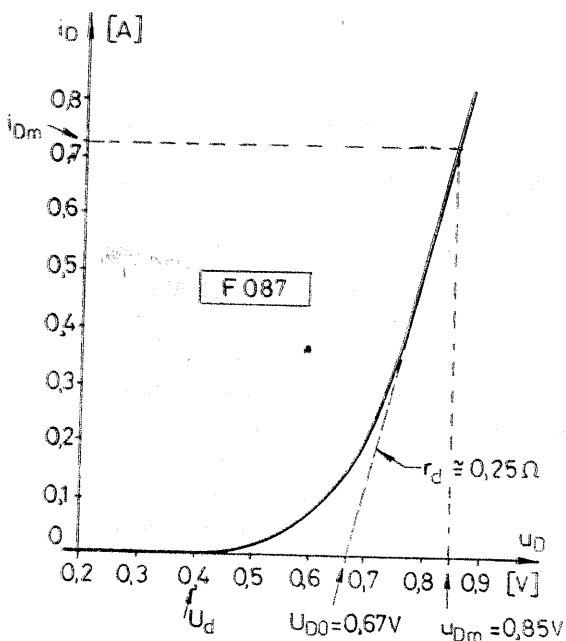


Fig. 2.7. Caracteristica diodei F087.

Cu aceasta se determină mărimea B

$$B = \frac{E_2}{U_{r0} + U_{D0}} = \frac{18,5}{21 + 0,67} = 0,854,$$

pe baza căreia, din diagrama dată în fig. 2.4 sau tabelul 2.2 se obțin mărimile de calcul

$$F \approx 8, \quad D \approx 2,53, \quad H = 142.$$

Cu acestea, se determină

$$i_{Dm} \frac{I_{r0}}{m} F = \frac{0,18}{2} \cdot 8 = 0,72 \text{ A} < I_{FRM} = 4 \text{ A},$$

$$I_{D1f} = I_2 = \frac{I_{r0}}{m} D = \frac{0,18}{2} \cdot 2,53 = 0,228 \text{ A},$$

iar pentru calculul condensatorului de filtraj se determină

$$R_{ir} = \frac{\lambda U_{r0}}{I_{r0}} = \frac{0,15 \cdot 21}{0,18} = 17,5 \Omega,$$

$$R_r = 0,583 m R_{ir} \sqrt{\frac{I_{r0} R_{ir}}{e_{2m}}} = 0,583 \cdot 2 \cdot 17,5 \sqrt{\frac{0,18 \cdot 17,5}{26,1}} \approx 7,1 \Omega.$$

Cu acestea

$$C = \frac{U_{s0} + U_{D3}}{R_r u_{r1m}} H = \frac{21,67}{7,1 \cdot 0,7} \cdot 142 = 619 \mu\text{F}.$$

Fiind necesar un condensator din categoria celor de mare capacitate [10] care au o toleranță negativă de 10 %, cu o tensiune nominală ce depășește valoarea

$$U_{r0max} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1} \right) (e_{2m} - pU_d) = 1,08 (26,1 - 0,4) = 27,8 \text{ V}$$

și cu un curent ondulatoriu mai mare de $0,72/2 = 0,36 \text{ A}$, se adoptă un condensator de $680 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ (curent ondulatoriu 903 mA), tip EG74.74.

Curentul de suprasarcină prin diodă va fi în cazul cel mai defavorabil

$$i_{Dsmax} = \frac{1,8 \cdot 10^6}{\omega H} \frac{I_{rn}}{m} = \frac{1,8 \cdot 10^6 \cdot 0,18}{314 \cdot 142 \cdot 2} = 3,64 \text{ A} < I_{FSM} = 30 \text{ A}.$$

Prin urmare dioda adoptată provizoriu corespunde și poate fi utilizată. Rezistența totală a transformatorului de rețea

$$r_T = R_r - r_d = 7,1 - 0,25 = 6,85 \Omega.$$

Dioda de tipul F087 nu necesită radiator.

2.2. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI DE REȚEA

DATE INIȚIALE

Datele de plecare la calculul transformatorului de rețea pentru un alimentator sînt în general următoarele :

- tensiunea efectivă din primar : E_1 , de obicei 220 V_e ,
- creșterea procentuală posibilă a tensiunii rețelei : $100 \frac{\Delta E_1}{E_1}$ (de obicei $5 \dots 10\%$),
- tensiunea efectivă în fiecare înfășurare secundară (dacă sînt mai multe) : E_{2i} ($i=1,2, \dots$) în [V],
- curentul efectiv maxim în fiecare înfășurare secundară : I_{2i} în [A] (la tensiunea E_{2imax}),
- rezistența totală a transformatorului : r_T , pentru fiecare înfășurare secundară.

PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI

a) Se determină puterea aparentă maximă necesară în fiecare circuit secundar (incluzând și pierderile în înfășurări prin folosirea tensiunii efective în gol)

$$P_{2i} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_{2i} I_{2i} \quad (i=1, 2 \dots) \quad [\text{VA}] \quad (2.26)$$

și puterea aparentă totală din secundare

$$P_2 = \sum_{i=1}^n P_{2i}. \quad (2.27)$$

Pentru un redresor bialternanță cu punct de nul puterea P_{2i} se adună de două ori.

b) Se determină curentul efectiv total din primarul transformatorului

$$I_1 = (1,4 \dots 1,8) \sum_{i=1}^n I_{1i} \quad [\text{A}], \quad (2.28)$$

unde I_{1i} reprezintă curentul primar consumat datorită înfășurării secundare de ordinul i , iar factorul din fața sumei include creșterea datorată curentului de magnetizare al transformatorului și pierderilor de putere în miezul feromagnetic [3], [29], creștere valabilă pentru cazul utilizării unei inducții $B=0,8 \dots 1,2 \text{ T}$ (valoarea mai mare pentru $B=1,2 \text{ T}$).

Deși folosirea unei inducții B mai mari este indicată în literatura de specialitate pentru transformatoare de putere redusă [4], [29], [30] (în scopul reducerii cantității de conductor de bobinaj utilizat), se observă din relația 2.28 un efect negativ al inducției mari.

Pentru înfășurări secundare ce furnizează curent alternativ unor sarcini rezistive sau unui redresor în punte, calculul curentului I_{1i} se face cu ajutorul raportului de transformare al transformatorului pentru acea înfășurare

$$I_{1i} = \frac{I_{2i}}{n_i}, \quad (2.29)$$

unde

$$n_i = \frac{E_1}{E_{2i}}. \quad (2.30)$$

Pentru înfășurări secundare ce alimentează alte tipuri de redresoare, curentul din primar se calculează cu una din relațiile [3]:

– pentru redresor monoalternanță

$$I_{1i} = \frac{1}{n_i} \sqrt{I_{2i}^2 - I_{r0i}^2} \quad (2.31.a)$$

– pentru redresor bialternanță cu punct de nul (se calculează curentul din primar datorat ambelor secundare)

$$I_{1i} = \frac{\sqrt{2}}{n_i} I_{2i} \quad (2.31.b)$$

c) Se calculează puterea aparentă maximă din primarul transformatorului

$$P_1 = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_1 I_1 \quad [\text{VA}] \quad (2.32)$$

d) Se calculează „puterea medie” a transformatorului [3], [29]

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} \quad [\text{VA}] \quad (2.33)$$

e) Se determină secțiunea miezului (coloanei pe care se află plasate bobinajele) conform [3]

$$S_{Fe} = (1,4 \dots 1,9) \sqrt{P} \quad [\text{cm}^2]^* \quad (2.34)$$

unde valori mai reduse ale coeficientului se adoptă pentru puteri P mai mici (de ordinul câțiva watt).

f) Se determină dimensiunea modulară pentru tole de tip $E+I$ [4] cu relația

$$a = (3,7 \dots 4,4) \sqrt{S_{Fe}} \quad [\text{mm}] \quad (2.35)$$

(cu S_{Fe} în $[\text{cm}^2]$), asigurându-se astfel un raport optim între laturile secțiunii miezului (un cost mai redus al transformatorului).

Dimensiunea a trebuie normalizată. În tabelul 2.3 se dau valorile normalizate pentru tole de dimensiuni mici, utilizate în alimentatoare de putere redusă iar în fig. 2.8 se dau dimensiunile miezului în funcție de a .

* În calculele din domeniul electronicii se obișnuiește folosirea unor relații practice în care mărimile nu au întotdeauna unitățile de măsură din sistemul internațional, ci multiplii sau submultiplii ai acestora.

Tabelul 2.3

Tip	a [mm]	Greutatea tolei $E+I$ de 0,35 mm
E 5	5	1,6 [g]
E 6,4	6,4	2,73
E 8	8	4,11
E 9	9	5,26
E 10	10	6,56
R 12,5	12,5	9,80
E 14	14	12,56
E 16	16	16,54
E 18	18	20,80
E 20	20	30,70

g) Se determină lățimea pachetului de tole

$$b \cong \frac{100S_{pe}}{2a} \quad [\text{mm}], \quad (2.36)$$

considerându-se factorul de umplere a miezului apropiat de 1.

În cazul unui produs de serie merită să se solicite datele carcaselor de plastic injectate la întreprinderi de profil, spre a se găsi eventual o carcasă potrivită pentru transformatorul ce se proiectează.

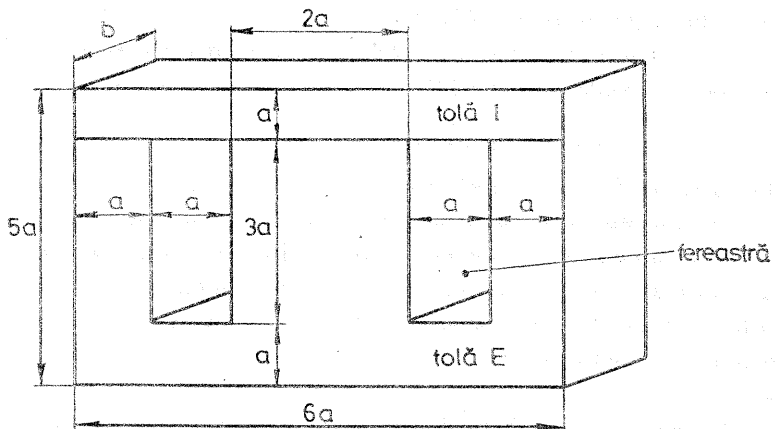


Fig. 2.8. Miez din tole E+I pentru transformator de rețea.

h) Se determină numărul de „spire pe volt” (necesar pentru a se obține cu o tensiune de 1 V o anumită inducție maximă B) [4]

$$N_v = \frac{45}{BS_{Fe}} \text{ (cu } B \text{ în [T] și } S_{Fe} \text{ în [cm}^2\text{])}, \quad (2.37)$$

unde B este inducția maximă admisă (sub valoarea de saturație a tolelor folosite). În mod obișnuit $B=0,8\dots 1,2$ T, recomandându-se valoarea superioară pentru puteri mai mici și tole subțiri (0,35 mm). Totuși trebuie ținut cont că o inducție de valoare mare conduce la o creștere importantă a curentului de magnetizare și deci a curentului total din primar (relația 2.28).

i) Se determină numărul de spire al înfășurărilor din primar și secundare

$$N_1 = N_v E_1 \quad (2.38a)$$

și

$$N_{2i} = N_v E_{2i}. \quad (2.38b)$$

În relația (2.38.b) nu s-a mai inclus un factor de 1,05...1,1 cum apare în îndrumătoarele de calcul, deoarece se utilizează tensiunile în gol ale secundarelor (nu mai trebuie ținut cont de căderea de tensiune pe bobinaj [30]).

j) Se determină grosimea în fereastră a fiecărei înfășurări în urma unei distribuiri aproximative a lățimii ferestrei proporțional cu amperspirele $N_i I_i$ ale fiecărei înfășurări. Astfel, grosimea bobinajului înfășurării de ordinul i se calculează cu relația

$$g_1 = (a - g_c) \frac{N_1 I_1}{N_1 I_1 + \sum N_{2i} I_{2i}}, \quad g_{2i} = (a - g_c) \frac{N_{2i} I_{2i}}{N_1 I_1 + \sum N_{2i} I_{2i}} \quad [\text{mm}], \quad (2.39)$$

cu g_c - grosimea peretelui coloanei carcasei pe care se va executa bobinajul, în mm.

k) Se determină lungimea spirei medii a fiecărei înfășurări, considerând că prima înfășurare ce se bobinează pe carcasă este cea primară

$$l_{1med} \cong 2(2a + b + 4g_c) + \pi g_1, \quad [\text{mm}]$$

$$l_{21med} \cong l_{1med} + \pi(g_1 + g_{21}), \quad (2.40)$$

$$l_{22med} \cong l_{21med} + \pi(g_{21} + g_{22}),$$

etc.

La realizarea transformatorului se va respecta ordinea de bobinare a înfășurărilor care a fost presupusă aici la calcul.

Deși în mod obișnuit înfășurările secundare pentru un redresor cu punct de nul se bobinează cu același tip de conductor, este posibil (și mai corect) în principiu să se calculeze diametrul necesar pentru fiecare din ele astfel încât să rezulte aceeași rezistență r_2 . De aceea, lungimea spirei medii se calculează separat pentru fiecare secundar din cele două.

1) Se determină lungimile totale ale conductoarelor de bobinaj

$$l_1 = N_1 l_{1med} \cdot 10^{-3} \quad [\text{mm}], \quad (2.41)$$

$$l_{2i} = N_{2i} l_{2imed} \cdot 10^{-3}.$$

m) Se repartizează rezistența totală a transformatorului pe înfășurările primară și secundare. Această repartizare ar trebui făcută astfel încât să se obțină o încălzire mai uniformă a acestora (densitate de curent uniformă). În cazul când din secundarul transformatorului se alimentează un singur redresor, condiția de mai sus se poate prinde într-o relație simplă. Pentru redresor monoalternanță

$$r'_1 \cong 0,4r_T \quad \text{și} \quad r_2 \cong 0,6r_T, \quad (2.42a)$$

pentru un redresor în punte

$$r'_1 \cong 0,38r_T \quad \text{și} \quad r_2 = 0,62r_T, \quad (2.42b)$$

și pentru un redresor cu punct de nul

$$r'_1 = 0,3r_T \quad \text{și} \quad r_2 = 0,7r_T. \quad (2.42c)$$

Se calculează apoi rezistența

$$r_1 = n^2 r'_1. \quad (2.43)$$

Pentru cazul când transformatorul alimentează mai multe redresoare sau sarcini, o astfel de condiție este greu de dedus și se recomandă să se stabilească direct rezistența primarului r_1 din condiția ca densitatea de curent prin conductorul din primar să fie de 3 A/mm^2 [29]

$$r_1 = \frac{l_1}{18,8I_1}, \quad (2.44)$$

(cu l_1 în [m] iar I_1 în [A]). Apoi, pentru fiecare înfășurare în parte se va determina r_2 cu relația

$$r_{2i} = r_{Ti} - \frac{r_1}{n_i^2}. \quad (2.45)$$

Diametrul conducto- rului ne- izolat [mm]	Diametrul cu izolație de gradul 1 [mm]	I_{max} [A] pentru 3A/mm ²	Diametrul conducto- rului ne- izolat [mm]	Diametrul cu izolație de gradul 1 [mm]	I_{max} [A] pentru 3A/mm ²
0,050	0,062	0,006	0,630	0,684	0,935
0,063	0,078	0,008	0,710	0,765	1,190
0,071	0,088	0,012	0,750	0,809	1,327
0,080	0,098	0,015	0,800	0,861	1,520
0,090	0,110	0,018	0,850	0,915	1,710
0,100	0,121	0,024	0,900	0,965	1,910
0,112	0,134	0,030	0,950	1,017	2,130
0,125	0,149	0,037	1,000	1,068	2,360
0,140	0,166	0,046	1,060	1,130	2,640
0,160	0,187	0,060	1,120	1,192	2,970
0,180	0,209	0,076	1,180	1,254	3,280
0,200	0,230	0,094	1,250	1,325	3,660
0,224	0,256	0,118	1,320	1,397	4,060
0,250	0,284	0,148	1,400	1,479	4,610
0,280	0,315	0,185	1,500	1,581	5,290
0,315	0,352	0,234	1,600	1,683	6,030
0,355	0,395	0,297	1,700	1,785	6,790
0,400	0,442	0,377	1,800	1,888	7,630
0,450	0,495	0,477	1,900	1,990	8,620
0,500	0,548	0,588	2,000	2,092	9,420
0,560	0,611	0,737	etc.		

n) Se determină diametrul conductoarelor de bobinaj din condiția de realizare a rezistențelor impuse anterior

$$d_1 = 0,15 \sqrt{\frac{l_1}{r_1}}; \quad d_{2i} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{2i}}{r_{2i}}} \text{ [mm]}. \quad (2.46)$$

o) Se citește din tabelul 2.4 curenții efectivi admiși (în ipoteza unei densități de curent de 3 A/mm²) prin conductoarele de bobinaj din cupru, cu diametrele (fără izolație) apropiate de cele de mai sus, în scopul verificării depășirii acestora de către curenții calculați I_1 (în cazul în care nu s-a utilizat relația 2.44) și I_{2i} . Diametrele normalizate ale conductoarelor de cupru izolate cu email din tabelul 2.4 sînt cele recomandate de STAS 11143-78. În ceea ce privește densitatea de curent admisă prin conductoare, indicațiile din literatură de specialitate sînt mult prea diferite (2...4,5 A). Valoarea medie cel mai mult utilizată [29] este însă de 3 A/mm², cu care temperatura bobinajului nu depășește $t_{amax} + 50$ °C.

Dacă rezistența r_1 a fost determinată cu relația 2.43 și numai I_1 este sensibil mai mare decît curentul citit în tabel pentru diame-

trul apropiat de d_1 , este necesar să se revină la punctul m , pentru a se reduce rezistența r'_1 (deci r_1), ceea ce duce la creșterea diametrului d_1 .

Dacă rezistența r_1 a fost determinată cu relația 2.43 și numai I_{2i} este sensibil mai mare decât curentul citit în tabel pentru diametrul d_{2i} , se poate face o redistribuire a rezistenței r_T la punctul m astfel încît să se scadă r_{2i} și să se mărească r'_1 (r_1). Se reia apoi calculul diametrelor și verificarea.

Dacă I_{2i} (în cazul folosirii relației 2.44) sau atît I_1 (în cazul folosirii relației 2.43) cît și I_{2i} sînt sensibil mai mari decât curenții din tabel, corespunzător diametrelor d_1 și d_{2i} , este necesar să se reia calculul stabilizatorului de tensiune (dacă există) și calculul redresorului de ordinul i , cu o valoare mai mică pentru căderea relativă de tensiune λ_i .

Dacă I_{2i} (în cazul folosirii relației 2.44) sau atît I_1 cît și I_{2i} (în cazul folosirii relației 2.43) sînt sensibil mai mici decât curenții din tabel corespunzător diametrelor d_1 și d_{2i} (bobinaj neeconomic), se poate relua calculul stabilizatorului de tensiune (dacă există) și calculul redresorului de ordinul i , cu o valoare mai mare pentru λ_i .

După ce s-a obținut un rezultat corespunzător, se normalizează diametrele conductoarelor din primar și secundar la valorile cele mai apropiate din tabel.

p) Se verifică dacă bobinajele încap în fereastra transformatorului. Verificarea bazată pe stabilirea numărului de straturi [3], [4] este greoaie. În practică s-a verificat în marea majoritate a cazurilor că bobinajele încap în fereastră dacă un coeficient de umplere a ferestrei, definit ca mai jos, nu depășește o valoare

$$F_u = \frac{N_1 d_1^2 + \sum N_{2i} d_{2i}^2}{A_f} \leq 0,38 \dots 0,41 \text{ (0,42)}, \quad (2.47)$$

în care A_f [mm²] este aria ferestrei transformatorului și pentru tole normalizate

$$A_f = 3a^2. \quad (2.48)$$

Valoarea superioară a factorului F_u se admite pentru un bobinaj îngrijit.

Dacă factorul de umplere F_u rezultă mai mic decât 0,30 (rămîne mult spațiu nefolosit în fereastră), se poate relua calculul transformatorului de la punctul e sau f, micșorîndu-se fie secțiunea miezului, fie dimensiunea a a tolelor, fie amîndouă (dacă există rezerve la factorii adoptați în relațiile acestora).

Dacă factorul F_u rezultă cuprins între 0,30...0,35 fereastra nefiînd complet ocupată, cum s-a presupus la scrierea relațiilor

/2.39/, se va relua calculul de la punctul k , stabilindu-se grosimile bobinajelor cu relațiile

$$g_1 = a \frac{N_1 d_1^2}{0,4A_f}, \quad g_{2i} = a \frac{N_{2i} d_{2i}^2}{0,4A_f}, \quad (2.49)$$

unde numărătorul fracțiilor este deja calculat cu ocazia determinării factorului de umplere F_u .

Dacă factorul de umplere F_u rezultă mai mare decât 0,41, bobinajul nu încapă în fereastră și trebuie reluat calculul transformatorului de la punctele e , f sau b , crescîndu-se una dintre mărimile S_{Fe} , a sau B (dacă mai există rezervă la B pînă la 1,2 T).

Pentru executarea bobinajului și izolarea corespunzătoare între straturi și între înfășurări se va consulta lucrarea [13].

Pentru protejarea transformatorului în cazul unui scurtcircuit la sarcină este indicat să interezeze la ieșirea fiecărui redresor cîte o siguranță fuzibilă dimensionată la un curent cu 20%... 30% mai mare decât curentul I_{r0} . Pentru evitarea aprinderii transformatorului, în cazul unei străpungeri între spirele primarului sau în cazul unui scurtcircuit în redresor este indicat să se prevadă și în primar o siguranță fuzibilă, dimensionată la un curent cu 30... 50% mai mare decât I_1 .

În mod obișnuit se stabilește în cadrul proiectului și greutatea transformatorului (cea ce însă nu se prezintă aici).

DOCUMENTAȚIA NECESARĂ

În cazul unui proiect de execuție de alimentator, în care nu este utilizat un transformator tipizat produs în serie la uzine de profil, este necesar să se includă în documentație următoarele planșe:

— schema electrică desfășurată și tabel cu datele bobinajelor transformatorului,

— carcasa bobinajului (subansamblu și componente separate) cîd aceasta nu este tipizată și trebuie confecționată,

— bobinajul transformatorului pe carcasă (cu secțiune prin bobinaj pentru indicarea succesiunii înfășurărilor și vedere pentru indicarea locului de scoatere a capetelor),

— ansamblul transformator, cu sistemul de strîngere și fixare în montaj.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona transformatorul de rețea pentru redresorul cu punct de nul proiectat în paragraful 2.1, avînd datele : $E_1=220 \text{ V} \pm 8\%$, $E_2=18,5 \text{ V}$, $I_2=0,228 \text{ A}$, $r_T \cong 6,85 \Omega$.

Puterea aparentă maximă dintr-o înfășurare secundară și puterea aparentă totală din secundar sînt

$$P_{21} = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_2 I_2 = 1,08 \cdot 18,5 \cdot 0,228 = 4,55 \text{ VA},$$

$$P_2 = 2P_{21} = 2 \cdot 4,55 = 9,1 \text{ VA}.$$

Raportul de transformare va fi

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{220}{18,5} = 11,9.$$

Curentul efectiv din primar cauzat de I_2 este

$$I_{11} = \frac{\sqrt{2}}{n} I_2 = \frac{\sqrt{2}}{11,9} \cdot 0,228 = 0,027 \text{ A}.$$

Adoptînd o inducție magnetică $B=1 \text{ T}$, rezultă curentul total din primar

$$I_1 = 1,6 I_{11} = 1,6 \cdot 0,027 = 0,043 \text{ A}.$$

Puterea aparentă maximă din primarul transformatorului este

$$P_1 = \left(1 + \frac{\Delta E_1}{E_1}\right) E_1 I_1 = 1,08 \cdot 220 \cdot 0,043 = 10,25 \text{ VA}.$$

Puterea medie (de calcul) a transformatorului este deci

$$P = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{9,1 + 10,25}{2} = 9,67 \text{ VA}.$$

Secțiunea miezului pentru o putere medie relativ redusă este

$$S = 1,53 \sqrt{P} = 1,53 \sqrt{9,67} = 4,77 \text{ cm}^2.$$

Dimensiunea a a tolelor $E+I$ va fi

$$a = 4 \sqrt{S_{Fe}} = 4 \sqrt{4,77} = 8,73 \text{ mm}.$$

Se adoptă o dimensiune normalizată $a=9 \text{ mm}$ și rezultă lățimea pachetului de tole

$$b = \frac{100 S_{Fe}}{2a} = \frac{100 \cdot 4,77}{2 \cdot 9} = 26,5 \text{ mm}.$$

Numărul de spire pe volt pentru inducția $B=1 \text{ T}$ este

$$N_v = \frac{45}{BS_{Fe}} = \frac{45}{1 \cdot 4,77} \cong 9,4$$

iar numărul de spire din primar și secundar

$$N_1 = N_v E_1 = 9,4 \cdot 220 = 2068,$$

$$N_2 = N_v E_2 = 9,4 \cdot 18,5 = 174.$$

Se calculează amperspirele fiecărei înfășurări și totalul lor

$$N_1 I_1 = 2068 \cdot 0,043 = 72,4$$

$$N_2 I_2 = 174 \cdot 0,228 = 39,6$$

$$N_1 I_1 = 2N_2 I_2 = 72,4 + 2 \cdot 39,6 = 151,6.$$

Grosimile bobinajului în fereastra transformatorului sînt (pentru o grosime a peretelui carcasi de 0,5 mm)

$$g_1 = (a - g_c) \frac{N_1 I_1}{N_1 I_1 + 2N_2 I_2} = (9 - 0,5) \frac{72,4}{151,6} = 4,06 \text{ mm},$$

$$g_{21} = (a - g_c) \frac{N_2 I_2}{N_1 I_1 + 2N_2 I_2} = (9 - 0,5) \frac{39,6}{151,6} = 2,22 \text{ mm},$$

$$g_{22} = g_{21}.$$

Luuginea spirei medii a fiecărei înfășurări, cu primarul în interior este

$$d_{1med} = 2(2a + b + 4g_c) + \pi g_1 = 2(2 \cdot 9 + 26,5 + 4 \cdot 0,5) + \pi \cdot 4,06 = 105,7 \text{ mm},$$

$$l_{21med} = l_{1med} + \pi(g_1 + g_{21}) = 105,7 + \pi(4,06 + 2,22) = 125,4 \text{ mm},$$

$$l_{22med} = l_{21med} + \pi(g_{21} + g_{22}) = 125,4 + \pi(2,22 + 2,22) = 139,3 \text{ mm}.$$

Luugimile conductoarelor de bobinaj vor fi deci

$$l_1 = N_1 l_{1med} \cdot 10^{-3} = 2068 \cdot 105,7 \cdot 10^{-3} = 218,5 \text{ m},$$

$$l_{21} = N_2 l_{21med} \cdot 10^{-3} = 174 \cdot 125,4 \cdot 10^{-3} = 21,8 \text{ m},$$

$$l_{22} = N_2 l_{22med} \cdot 10^{-3} = 174 \cdot 139,3 \cdot 10^{-3} = 24,2 \text{ m}.$$

Rezistența transformatorului avînd un singur redresor în secundar se distribuie astfel

$$r'_1 = 0,3 r_T = 0,3 \cdot 6,85 \cong 2,05 \Omega, \quad r_2 = r_T - r'_1 = 4,8 \Omega.$$

Rezistența primarului este atunci

$$r_1 = n^2 r'_1 = 11,9^2 \cdot 2,05 = 291 \Omega.$$

Diametrul conductoarelor de bobinaj

$$d_1 = 0,15 \sqrt{\frac{l_1}{r_1}} = 0,15 \sqrt{\frac{218,5}{291}} = 0,130 \text{ mm},$$

$$d_{21} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{21}}{r_2}} = 0,15 \sqrt{\frac{21,8}{4,8}} = 0,320 \text{ mm},$$

$$d_{22} = 0,15 \sqrt{\frac{l_{22}}{r_2}} = 0,15 \sqrt{\frac{24,2}{4,8}} = 0,337 \text{ mm}.$$

Se constată că pentru primar trebuie adoptat diametrul normalizat $d_1 = 0,140$ mm, deoarece, conform tabelului 2,4, $I_1 = 43$ mA este apropiat de curentul maxim suportat de conductorul cu acest diametru (46 mA). De asemenea, pentru d_{21} se găsește în tabelul 2.4 o valoare normalizată foarte apropiată (0,315 mm) căreia îi corespunde curentul maxim de 0,234 A, mai mare decât $I_2 = 0,228$ A. Pentru conductorul celei de a doua înfășurări secundare trebuie adoptat diametrul $d_{22} = 0,355$ mm, întrucît diametrul normalizat inferior este cu ceva mai departe de valoarea rezultată în calcul (0,337 mm). Din cauza acestei adoptări o jumătate a secundarului va prezenta o rezistență r_2 de valoare cu ceva mai mică decât cealaltă.

Se verifică dacă bobinajul încapă în fereastra transformatorului

$$A_f = 3a^2 = 3 \cdot 9^2 = 243 \text{ mm}^2,$$

și factorul de umplere

$$F_u = \frac{N_1 d_1^2 + N_1 d_{21}^2 + N_2 d_{22}^2}{A_f} =$$

$$= \frac{2068 \cdot 0,140^2 + 174 \cdot 0,135^2 + 174 \cdot 0,355^2}{243} = 0,328,$$

care arată că fereastra transformatorului nu este plină. Trebuie să se reia calculele grosimilor bobinajelor în fereastră deoarece ele nu umplu fereastra așa cum s-a presupus inițial.

Se calculează

$$g_1 = a \frac{N_1 d_1^2}{0,4 A_f} = 9 \frac{40,6}{0,4 \cdot 243} = 3,78 \text{ mm},$$

$$g_{21} = a \frac{N_2 d_{21}^2}{0,4 A_f} = 9 \frac{17,3}{0,4 \cdot 243} = 1,6 \text{ mm},$$

$$g_{22} = a \frac{N_2 d_{22}^2}{0,4 A_f} = 9 \frac{21,9}{0,4 \cdot 243} = 2,02 \text{ mm}.$$

Recalculînd cu acestea lungimile medii rezultă $l_{1med} = 104,7$ mm, $l_{21med} = 121,5$ mm, $l_{22med} = 132,8$ mm pentru care lungimile totale sînt: $l_1 = 216,5$ m, $l_{21} = 21,1$ m iar $l_{22} = 23,1$ m. Diametrele conductoarelor de bobinaj sînt: $d_1 = 0,130$ mm, $d_2 = 0,314$ mm, $d_3 = 0,329$ mm.

Prin urmare, diametrele normalizate rămîn cele stabilite anterior și calculele nu mai trebuie reluate.

PROIECTAREA UNOR AMPLIFICATOARE DE JOASĂ FRECVENȚĂ

3.1. PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI CU CIRCUIT INTEGRAT TBA790T SAU TCA150T

În prezent pentru realizarea unor puteri utile în curent alternativ sinusoidal de joasă frecvență de ordinul câțiva W pe sarcină (difuzoare) se utilizează amplificatoarele integrate produse de IPRS [16], [24]. Dintre tipurile date în cataloage se produc cu preferință în prezent cele în capsulă tip CB155 (sau TABS sau „cu aripioare“), adică TBA790T și TCA150T. Deosebirea dintre aceste două tipuri constă în curentul maxim de vîrf admis (1,5 A la TBA790T și 2,3 A la TCA150T [14]) și în prezența unui circuit de protecție termică (de limitare a temperaturii joncțiunilor) la TCA150T.

Schema bloc simplificată a amplificatoarelor de mai sus este dată în fig. 3.1 iar capsula în fig. 3.2.

Cele două amplificatoare integrate se utilizează în special ca amplificatoare de audiofrecvență [24] în configurația cu sarcina în conexiunea bootstrap („legată la borna + a alimentării“, fig. 3.3) și în configurația cu sarcina înafara conexiunii bootstrap („legată la masă“, fig. 3.4). La intrare (borna 8) trebuie asigurată întotdeauna o legătură prin rezistență la masă întrucît amplificatorul de intrare este de curent continuu diferențial.

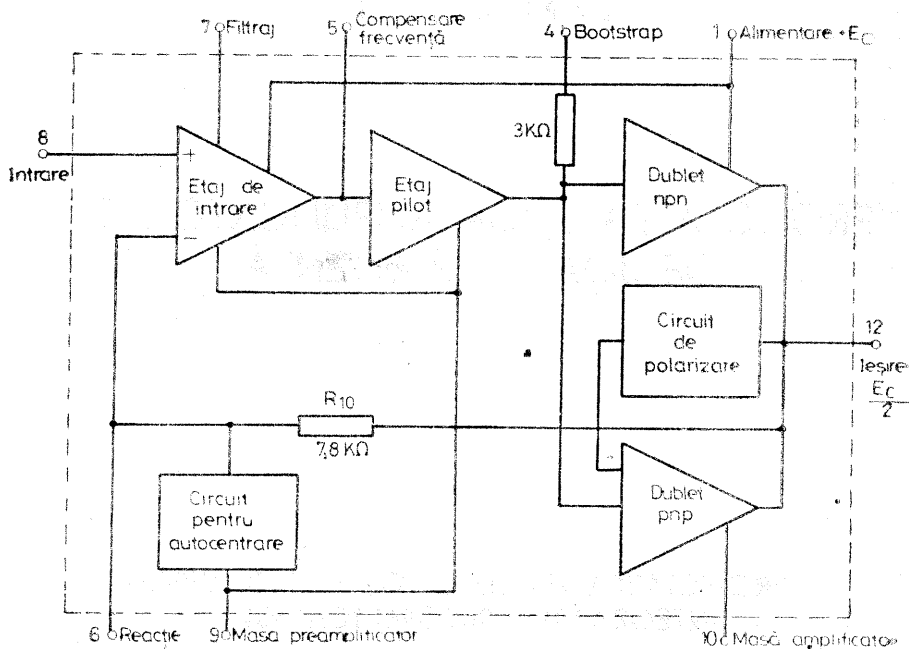


Fig. 3.1. Structura amplificatoarelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

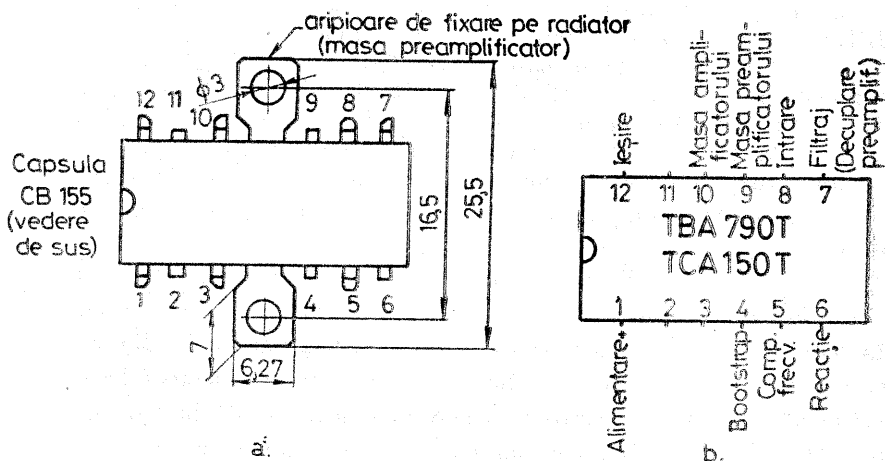


Fig. 3.2. Capsula amplificatoarelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

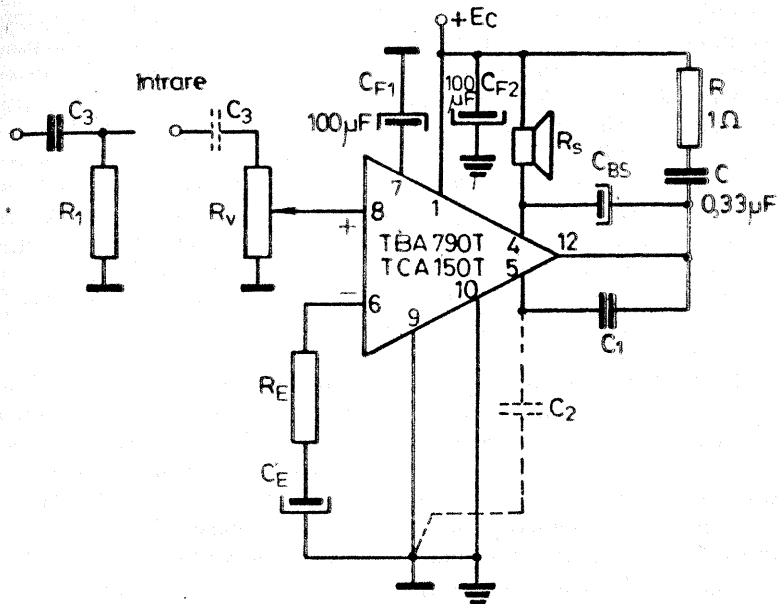


Fig. 3.3. Amplificator cu sarcina legată la plusul alimentării.

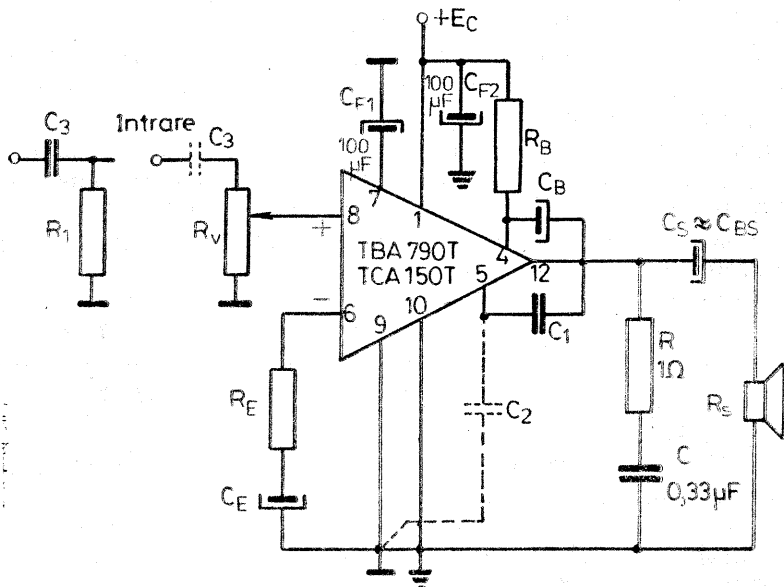


Fig. 3.4. Amplificator cu sarcina legată la masă.

Cînd sursa de semnal nu prezintă o legătură galvanică spre masa montajului sau cînd ea prezintă și o componentă continuă de tensiune ce impune separare prin condensator, trebuie introdusă o rezistență de legătură spre masă mai mică decît 1 M Ω (cît recomandă catalogul [16], dacã sursa de semnal poate debita pe o rezistență medie) pentru ca decalarea tensiunii statice de ieșire față de $E_c/2$ să fie neglijabilă (pentru 1 M Ω decalarea poate fi de 0,3 V!). Rezistența R_E realizează, împreună cu rezistența integrată R_{10} , o reacție negativă (de tip paralel-serie) care impune amplificarea de tensiune la valoarea necesară. În cazul cînd compensarea în frecvență realizată prin capacitatea C_1 este nesatisfăcătoare, se poate utiliza încă o capacitate $C_2=5\dots 10C_1$, conectată ca în figură.

Circuitul din fig. 3.3, cu sarcina inclusă în conexiunea bootstrap, este mai simplu (conține cu două componente mai puțin — C_B și R_B) și se poate folosi atunci cînd sarcina acceptă o componentă continuă de curent de valoare redusă (curentul de colector al tranzistoarelor din etajul pilot, de ordinul — cîțiva mA). Realizarea conexiunii bootstrap prin intermediul rezistenței de sarcină conduce la o eficiență maximă a acestei conexiuni /5/.

Circuitul de corecție cu $R=1\ \Omega$ și $C=0,33\ \mu\text{F}$ este absolut necesar pentru evitarea defectării amplificatorului [25], el înlăturînd oscilațiile de înaltă frecvență ce pot să apară în bucla închisă formată de intrările dubleților.

În circuitul din fig. 3.4, pentru realizarea conexiunii bootstrap este necesară rezistența suplimentară R_B , care trebuie să fie de peste 10 ori mai mare decît R_s .

Funcționînd cu sarcină rezistivă amplificatoarele în discuție pot asigura puteri utile mai mari decît pe sarcina rezistiv-inductivă (difuzoare) [24], situație de care trebuie ținut cont la calcule.

Principalele mărimi limită și date ale amplificatoarelor integrate TBA 790T și TCA 150T sînt următoarele [16]:

Tabelul 3.1

Date	TBA 790T	TCA 150T
—Tensiune de alimentare E_c	6...15 V	(6)7,5...18 V
—Curent de ieșire de vîrf maxim, i_{omMAX}	1,5 A	2,3 A
—Rezistența de sarcină minimă la tensiunea de alimentare maximă, R_{smin}	5 Ω	4 Ω

— Puterea utilă maximă pe sarcină rezistivă cu valoarea de mai sus cu distorsiuni sub 5%, cu tensiunea de ieșire $\frac{E_{Cmax}}{2}$, P_{sMAX}	3,8 W	8,2 W
— Temperatura maximă a joncțiunilor t_{jMAX}	123 °C	125 °C
— Amplitudinea maximă a tensiunii de intrare, u_{intrm}	0,4 V	0,4 V
— Rezistențe termice, R_{jc} R_{ca}	10 °C/W 70 °C/W	10 °C/W 70 °C/W
— Arie de contact cu radiatorul a aripioarelor, A_c	70 mm ²	70 mm ²
— Tensiunea de ieșire statică (în absența semnalului sau în repaus)	$(0,5 \pm 0,035) E_C$	$(0,5 \pm 0,035) E_C$
— Curent de alimentare static (în repaus), I_C [mA]	$1 + 0,85 (E_C - 4)$	$4,3 + 0,75 (E_C - 4)$
— Distorsiuni armonice maxime la o putere utilă pe sarcină $P_s = 0,5$ W	1 %	1 %
— Amplificare de tensiune	43 ... 49 dB	43 ... 49 dB

Înainte de a se trece la calculul amplificatorului este necesar să se prezinte situația puterilor disipate maxime fără și cu radiator ale capsulei CB155, care nu este suficient de clară în literatura de specialitate. În acest scop se folosesc diagramele din figura 3.5. Se observă că nu se poate beneficia de puterea disipată maximă cu radiator infinit, pentru că la stabilirea ei nu s-a ținut cont nici de rezistența de contact capsulă-radiator R_{cr} (de ordinul 3,5 °C/W la capsula CB155). Se poate considera ca o limită superioară practică în cazul răcirii naturale cu radiator plan (din aluminiu, cu culoare naturală, de grosime 2 mm și vertical) aceea pentru care suprafața radiatorului nu depășește 100 cm². Cele două „limitări” orizontale care apar în diagramele din [24] pentru cele două tipuri de capsule nu reprezintă de fapt limitări ale puterii disipate admise de capsule, ci puterile disipate medii maxime ce pot să apară pe cele două capsule atunci când se asigură puterea utilă maximă pe sarcină (în condiții de E_{Cmax} și curent de vîrf apropiat de i_{cmMAX}). Prin urmare, nu apare încărcare mai mare de cca 2,4 W la TBA790T și 4,4 W la TCA150T în regim sinusoidal dacă E_C și R_s sînt corect stabilite, iar tensiunea statică este precis centrată ($E_C/2$).

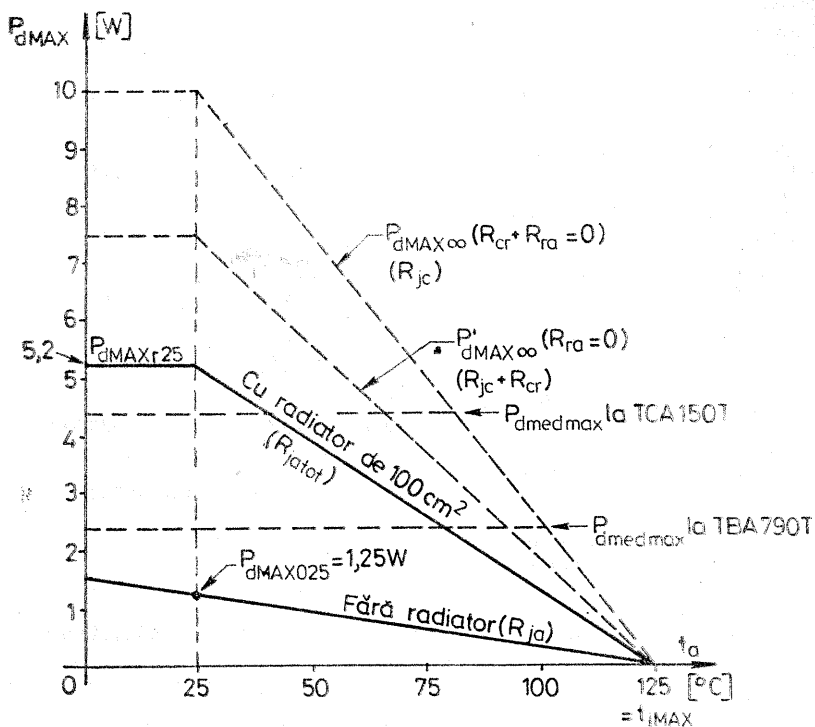


Fig. 3.5. Diagrama puterilor disipate ale circuitelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

La conceperea cablajului imprimat trebuie ținut cont de o serie de reguli prezentate în [24]. Dintre acestea se rețin cele mai importante :

- circuitul de intrare se va trasa cât mai departe de cel de ieșire,
- respectarea conexiunilor de la masa amplificatorului și a preamplificatorului.

DATE DE PROIECTARE

Pentru proiectarea unui amplificator de joasă frecvență cu circuit integrat TBA790T sau TCA150T sînt necesare următoarele date inițiale :

— pentru sarcina rezistiv-inductivă, impedanța la frecvența fixă de lucru sau la frecvența maximă a benzii (dacă se utilizează amplificatorul cu semnal permanent de această frecvență și maxim), sau la o frecvență medie de 2...3 kHz pentru audiofrecvență: Z_s , și componenta ei rezistivă: R_s ,

- puterea activă maximă necesară pe sarcină: P_{sn} ,
- factorul de distorsiuni armonice la puterea P_{sn} : δ_{max} ,
- frecvențele limită de jos și de sus ale benzii: f_j , f_s sau frecvența fixă a semnalului util: f ,
- amplitudinea maximă a semnalului de intrare (care nu poate depăși 0,4 V și trebuie divizată la nevoie): u_{intrms} ,
- rezistența de ieșire a sursei de semnal: R_G ,
- precizarea dacă sursa de semnal realizează legătură galvanică la masă și dacă prezintă o componentă continuă de tensiune,
- precizarea dacă este necesar un reglaj al puterii de ieșire,
- temperatura maximă a mediului ambiant: t_{amax} .

Considerarea exactă a valorii impedanței Z_s pentru cazul cînd sarcina este un difuzor electrodinamic este imposibilă din mai multe motive:

- nu se cunosc curbele impedanței în funcție de frecvență iar inductanța L a difuzoarelor nu este constantă [24],
- frecvența semnalului este variabilă permanent, iar frecvențele joase și mari (la care Z diferă mult de R_s) apar într-o proporție imposibil de stabil,
- lipsesc indicații practice în acest scop, se știe doar că semnalele de frecvențe peste 5 kHz au putere mai mică [32].

În această situație se poate considera în calcul impedanța Z_s a difuzorului la o frecvență medie de ordinul 2...3 kHz.

PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI

Etapele ce trebuie parcurse la proiectarea amplificatorului de joasă frecvență sînt următoarele:

a) Se stabilește tipul schemei utilizate (modul de legare a sarcinii).

Schema din fig. 3.4 se recomandă atunci cînd sarcina nu admite o componentă de curent continuu (cîtiva mA) sau cînd sarcina trebuie să aibă un punct la masa montajului. Se va ține cont în acest caz că trebuie acoperită și puterea consumată în curent

alternativ de rezistența R_B (5...7% din P_{sn}). Se va lua deci în funcție de caracterul sarcinii

$$R_{stot} = R_s \parallel R_B \text{ sau } Z_{stot} = \sqrt{(R_s \parallel R_B)^2 + Z_s^2 - R_s^2}, \quad (3.1)$$

în locul lui R_s sau Z_s în calculele ce vor urma. Aici rezistența R_B se stabilește cu relația

$$R_B = (15 \dots 20) R_s \text{ sau } R_B = (15 \dots 20) Z_s. \quad (3.2)$$

Difuzoarele electrodinamice acceptă componenta de curent continuu redusă, deci pot fi alimentate prin oricare din circuitele din fig. 3.3 și 3.4.

b) Când $P_{sn} < 3,3$ W se verifică dacă se poate utiliza amplificatorul TBA790T, calculînd puterea maximă ce se poate realiza pe sarcina R_s cu distorsiuni de ordinul 5%, în cazul alimentării cu tensiunea E_c maximă admisă. Se utilizează o relație aproximativă care include o legătură liniară între tensiunea de saturație a tranzistoarelor din ultimul etaj și amplitudinea curentului de ieșire (dedusă pe baza graficului din [24]) și ține cont de dispersia tensiunii statice de ieșire (vezi tabelul 3.1):

$$P_{smax} \cong 0,108 \frac{E_{cmax}^2}{R_s} \cdot \frac{\cos \varphi}{\left(1 + \frac{1,15}{R_s}\right)^2}, \quad (3.3)$$

cu $E_{cmax} = 15$ V și cu $\cos \varphi = 1$ pentru sarcina rezistivă sau cu Z_s în loc de R_s și

$$\cos \varphi = R_s / Z_s, \quad (3.4)$$

pentru sarcina rezistiv-inductivă.

În funcție de factorul de distorsiuni armonice δ_{max} impus se stabilește, cu ajutorul diagramei din fig. 3.6, raportul P_s / P_{smax} ce se poate obține (se utilizează curba pentru R_{smin} dacă R_s sau Z_s dată în enunț este apropiată de 5Ω sau curba pentru R_{smed} dacă R_s sau $Z_s \geq 8\Omega$). Din raportul de mai sus, avînd calculată puterea P_{smax} , se determină P_s și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{sn} \leq P_s, \quad (3.5)$$

cînd se poate utiliza amplificatorul de tip TBA790T în scopul propus.

c) În caz contrar, cînd $P_{sn} < 7,1$ W, se verifică dacă se poate utiliza amplificatorul de tip TCA150T care, avînd vîrfurile de curent

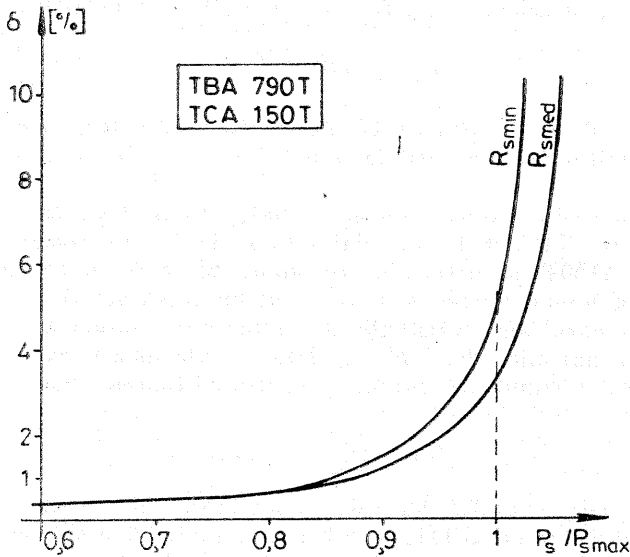


Fig. 3.6. Factorul de distorsiuni armonice al amplificatoarelor integrate TBA 790 T și TCA 150 T.

mai mare, permite obținerea unei puteri maxime pe sarcină mai ridicată

$$P_{smax} = 0,108 \frac{E_C^2}{R_s} \cdot \frac{\cos \varphi}{\left(1 + \frac{0,45}{R_s}\right)^2}, \quad (3.6)$$

cu Z_s în loc de R_s pentru sarcina rezistiv-inductivă. Se fac în acest scop aceleași operații ca la punctul b. Dacă nici pentru acest amplificator nu se îndeplinește condiția 3.5, este necesar să se realizeze amplificatorul cu componente discrete.

d) Se stabilește tensiunea de alimentare minimă necesară E_C . În acest scop se determină puterea P_{smaxn} corespunzătoare cazului când se realizează pe sarcină puterea necesară P_{sn} cu factorul de distorsiuni impus (sau mai mic)

$$P_{smaxn} \geq \frac{P_{sn}}{\left(\frac{P_s}{P_{smax}}\right)}, \quad (3.7)$$

unde în cazul schemei din fig. 3.4 se va lua în locul lui P_{sn}

$$P_{sntot} = P_{sn} \frac{R_s + R}{R_B}, \quad (3.7)$$

cu Z_s în loc de R_s pentru sarcină rezistiv-inductivă, iar factorul de la numitor este cel citit la punctul a sau b din diagrama lui δ (fig. 3.6).

Cu această putere, folosind relația (3.3) dacă se utilizează amplificator TBA790T sau relația (3.6) dacă se utilizează amplificator TCA150T, se determină tensiunea E_C care se rotunjește în sus la un număr întreg sau eventual cu jumătate de volt.

e) În cazul unei rezistențe de sarcină sau componente rezistive a sarcinii mai mică decât $R_{smi\text{in}}$, dată în tabelul 3.1, este necesară verificarea vârfului de curent prin tranzistoarele etajului final

$$i_{cm} = \frac{E_C}{2R_s} \leq i_{cmMAX}. \quad (3.8)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, în cazul adoptării amplificatorului TBA790T, se revine la punctul d și se recalculează tensiunea E_C pentru amplificator TCA150T. Dacă nici pentru acesta nu este îndeplinită condiția 3.8, atunci amplificatorul nu poate fi realizat cu circuit integrat.

f) Se stabilește puterea disipată medie maximă pe capsulă cu relația

$$P_{amedmax} \cong \frac{0,05 E_C^2}{R_s} + I_C E_C, \quad (3.9)$$

unde

$$I_C = \begin{cases} [1 + 0,85 (E_C - 4)] \cdot 10^{-3} \text{ [A]} & \text{pentru TBA790T} \\ [4,3 + 0,75 (E_C - 4)] \cdot 10^{-3} \text{ [A]} & \text{pentru TCA150T,} \end{cases} \quad (3.10)$$

și unde $R_s = Z_s \cos \varphi$ reprezintă componenta rezistivă în cazul sarcinii de tip rezistiv-inductiv.

g) Se determină puterea disipată maximă fără radiator a ambelor tipuri de amplificatoare integrate

$$P_{dMAX0} = P_{dMAX025} \frac{t_{jMAX} - t_{amb}}{t_{jMAX} - 25^\circ\text{C}} = 1,25 \frac{125 - t_{amb}}{100}, \quad (3.11)$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dMAX0} \geq P_{amedmax}, \quad (3.12)$$

cînd nu este necesar radiator.

h) În cazul neîndeplinirii condiției 3.12, se verifică dacă suprafața necesară a radiatorului plan nu este exagerată ($> 100 \text{ cm}^2$). În acest scop se determină puterea disipată maximă cu radiator

$$P_{dMAXr} = P_{dMAXr25} \frac{t_{jMAX} - t_{amax}}{t_{jMAX} - 25} = 5,2 \frac{125 - t_{amax}}{100}, \quad (3.13)$$

și se verifică îndeplinirea condiției

$$P_{dMAXr} \geq P_{dmedmax}, \quad (3.14)$$

cînd amplificatorul integrat adoptat se poate utiliza. În caz contrar este necesară o răcire forțată sau trebuie să se renunțe la soluția care utilizează circuit integrat și să se realizeze amplificatorul cu un etaj final cu componente discrete.

i) Se dimensionează radiatorul conform metodei prezentate în paragraful 1.6. Trebuie subliniat faptul că din cauza sistemului de fixare a circuitului integrat pe radiator există unele complicații constructive la realizarea acestuia, mai ales atunci cînd are o suprafață mare (circuitul integrat trebuie amplasat central).

j) Se calculează amplitudinea tensiunii de ieșire a amplificatorului

$$u_{sm} = \sqrt{2P_{sn}R_s} \text{ sau } |u_{sm}| = \sqrt{\frac{2P_{sn}Z_s}{\cos \varphi}}, \quad (3.15)$$

și amplificarea de tensiune necesară, în valori relative și în dB

$$A_u = \frac{u_{sm}}{u_{intrm}} \quad \text{și} \quad A_u [\text{dB}] = 20 \log A_u. \quad (3.16)$$

Cu aceasta rezultă valoarea necesară a rezistenței R_B ce realizează reacția negativă

$$R_E = \frac{R_{10}}{A_u - 1}, \quad (3.17)$$

unde $R_{10} = 7,8 \text{ k}\Omega$ pentru TBA790T și $7,85 \text{ k}\Omega$ pentru TCA150T.

Întrucît rezistența R_{10} este integrată ea prezintă o dispersie tipică, ceea ce va conduce și la o dispersie a amplificării de tensiune realizate care poate împune introducerea reglării amplificării în unele cazuri. Nu este deci necesar ca rezistența R_B să fie de precizie.

k) Se adoptă rezistența de la intrarea circuitului din condiția

$$50 \text{ k}\Omega \leq R_v \text{ sau } R_1 \leq 100 \text{ k}\Omega, \quad (3.18)$$

dacă sursa de semnal nu pretinde impedanță mai mare de intrare la amplificator. Dacă este nevoie să se ia $R_1 \leq 1 \text{ M}\Omega$, atunci tensiun-

nea de alimentare trebuie mărită cu cca 0,6 V față de valoarea calculată (dacă prin rotunjire nu s-a realizat deja o astfel de creștere).

1) Se dimensionează condensatoarele de cuplaj și de decuplaj astfel ca la frecvența limită de jos f_j (în cazul unei benzi de frecvență) sau la o frecvență de 5...10 ori mai mică decât frecvența fixă a semnalului (în cazul unui semnal cu frecvență fixă) ele să nu afecteze caracteristica de frecvență a amplificatorului [24], /5/. Se face o excepție la dimensionarea condensatorului de tip C_s sau C_{BS} care, fiind de obicei cel mai mare dintre toate condensatoarele circuitului, este lăsat să producă o atenuare de 3 dB la frecvența f_j . La acest condensator se ține cont și de toleranța negativă posibilă (de obicei - 10%).

Pentru sarcină rezistiv-inductivă la frecvențe joase se va utiliza în calcule componenta rezistivă R_s .

Se utilizează deci relațiile [24], /5/

$$C_{BS} \cong \frac{1,1}{2\pi f_j R_s}, \quad (3.19)$$

(relația exactă, dată în /5/, este greu de aplicat aici)

$$C_s = \frac{1,1}{2\pi f_j R_s}, \quad (3.20)$$

(rezistența de ieșire a amplificatorului cu reacție negativă este neglijabilă)

$$C_B \geq \frac{5 \dots 10}{2\pi f_j R_B}, \quad (3.21)$$

$$C_E > \frac{5 \dots 10}{2\pi f_j R_E}, \quad (3.22)$$

(cu valori mai mari atunci cînd C_E nu rezultă de dimensiuni exagerate)

$$C_3 \geq \frac{10 \dots 20}{2\pi f_j (R_C + R_1)}, \quad (3.23)$$

sau cu R_b în locul lui R_1 - dacă este cazul.

Tensiunile nominale ale condensatoarelor de mai sus (de obicei electrolitice) sînt

- pentru C_{BS} , C_s , C_B : $\geq E_C/2$

- pentru C_{F1} : $\geq 2/3 E_C$

- pentru C_E : $\geq 3 V$

- pentru C_{F2} : $\geq E_C$

- pentru C_3 - conform situației din circuitul de intrare.

m) Se stabilește valoarea condensatorului de corecție C_1 cu ajutorul diagramei din fig. 3.7 [24]. Aceasta se apreciază în funcție de valorile înscrise pe dreptele din diagramă aflate în apropierea punctului de intersecție între linia orizontală dusă la A_u [dB] și verticala dusă la frecvența f_s sau la o frecvență superioară frecvenței fixe a semnalului – după caz. j

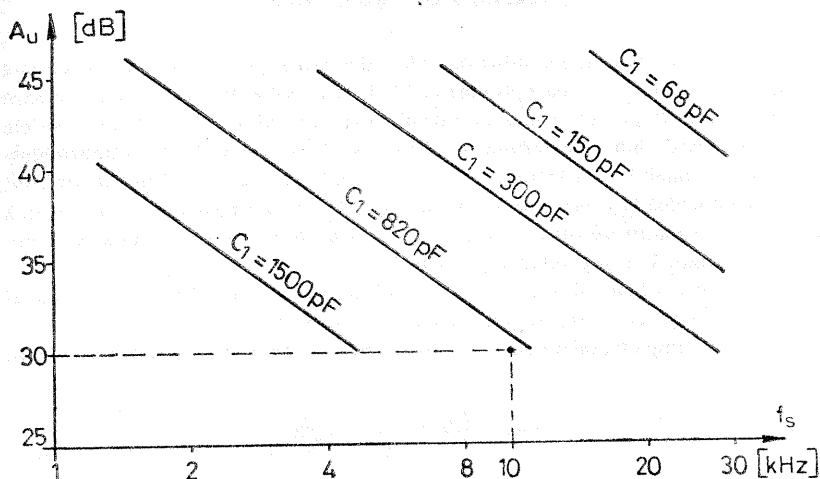


Fig. 3.7. Diagramă pentru corecția amplificatoarelor audio.

n) Se calculează curentul mediu maxim consumat de amplificator de la sursa E_C

$$I_{medmax} = \frac{E_C}{2\pi(R_s + R_{sat})} + I_C, \quad (3.24)$$

cu

$$R_{sat} = \begin{cases} 1,15\Omega & \text{pentru TBA790T} \\ 0,45\Omega & \text{pentru TCA150T,} \end{cases}$$

cu Z_s în loc de R_s pentru sarcină rezistiv-inductivă alimentată cu frecvență fixă, dar cu valoarea impedanței de sarcină de la frecvența limită de jos în cazul unei benzi de frecvență a semnalului (componenta rezistivă în cazul difuzoarelor). I_C a fost deja calculat cu relația 3.10 (în general aici neglijabil).

Se recomandă folosirea unei tensiuni de alimentare stabilizate, deoarece variațiile tensiunii rețelei produc complicații. În cazul

unei alimentări nestabilizate este necesar să se ia în considerare la calcule variația maximă a tensiunii E_c (aici nu a fost considerată).

În privința pulsațiilor admise ale tensiunii de alimentare se pot vedea indicațiile de la calculul circuitului redresor (paragraful 2.1).

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un amplificator de audiofrecvență care are drept sarcină un difuzor electrodinamic cu $Z_s = 9,5 \Omega$ la 3 kHz și $R_s = 6 \Omega$. Puterea activă necesară pe sarcină este $P_{s.n} = 2 \text{ W}$ la un factor de distorsiuni maxim $\delta_{max} = 2 \%$. Frecvențele limită ale benzii amplificatorului sînt $f_l = 200 \text{ Hz}$ și $f_s = 10 \text{ kHz}$. Amplitudinea maximă a semnalului de intrare este $u_{i \text{ norm}} = 240 \text{ mV}$. Sursa se semnal prezintă legătură galvanică la masă prin rezistența $R_c = 2 \text{ k}\Omega$ și nu are componentă continuă de tensiune. Amplificatorul necesită o reglare a puterii de ieșire de la zero. Temperatura maximă a mediului $t_{max} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$.

Se adoptă schema din fig. 3.3 — cu sarcina conectată la borna plus a sursei de alimentare și cu reglaj al puterii de ieșire prin R_p .

Intrucît impedanța de sarcină este mare iar $\cos \varphi$ relativ redus și anume

$$\cos \varphi = \frac{R_s}{Z_s} = \frac{6}{9,5} = 0,632$$

se poate anticipa că puterea activă de 2 W pe sarcină nu se poate obține cu amplificatorul de tip TBA790T. Se verifică deci direct dacă se poate utiliza amplificatorul de tip TCA150T. Se calculează în acest scop

$$\begin{aligned} P_{s,max} &= 0,108 \frac{E_{cmax}^2}{Z_s} \cdot \frac{\cos \varphi}{\left(1 + \frac{0,45}{Z_s}\right)^2} = \\ &= 0,108 \frac{18^2}{9,5} \cdot \frac{0,632}{\left(1 + \frac{0,45}{9,5}\right)^2} = 2,11 \text{ W.} \end{aligned}$$

Pentru un factor de distorsiuni $\delta_{max} = 2 \%$ rezultă din diagrama din fig. 3.6 (curba $R_{s,max}$ deoarece $Z_s > 8 \Omega$) un raport $P_s/P_{s,max} = 0,96$. Cu acesta

$$P_s = 0,96 P_{s,max} = 0,96 \cdot 2,11 = 2,02 \text{ W.}$$

Deoarece aceasta este mai mare decît $P_{s.n} = 2 \text{ W}$, se poate utiliza amplificatorul de tip TCA150T.

Se determină puterea

$$P_{smax} \geq \frac{P_{sn}}{0,96} = \frac{2}{0,96} = 2,08,$$

cu care, din relația 3.6, se obține

$$E_C = \left(1 + \frac{0,45}{Z_s}\right) \cdot \sqrt{\frac{P_{smax} Z_s}{0,108 \cos \varphi}} =$$

$$= \left(1 + \frac{0,45}{9,5}\right) \cdot \sqrt{\frac{2,08 \cdot 9,5}{0,108 \cdot 0,632}} = 17,75 \text{ V.}$$

Aceasta se rotunjește la 18 V, care este și valoarea maximă admisă. Curentul de repaus al amplificatorului va fi

$$I_G = [4,3 + 0,75 (E_C - 4)] \cdot 10^{-3} = [4,3 + 0,75 (18 - 4)] \cdot 10^{-3} = 0,015 \text{ A.}$$

Puterea disipată medie pe capsula circuitului integrat este

$$P_{dmedmax} = \frac{0,05 E_C^2}{R_s} + I_C E_C = \frac{0,05 \cdot 18^2}{6} + 0,015 \cdot 18 = 3,06 \text{ W.}$$

Este ușor de constatat că $P_{dMAX} < P_{dmedmax}$. Deci este necesar să se prevadă radiator. Se determină puterea disipată

$$P_{dMAX} = 5,2 \frac{125 - t_{amax}}{100} = 5,2 \frac{125 - 50}{100} = 3,9 \text{ W,}$$

care arată că dimensiunea radiatorului plan va fi mai mică decît 100 cm².

Radiatorul trebuie dimensionat pentru puterea $P_{dmedmax}$ conform paragrafului 1.6 și calculul nu se mai prezintă aici.

Amplitudinea tensiunii de ieșire va fi

$$u_{sm} = \sqrt{\frac{2 P_{sn} Z_s}{\cos \varphi}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 2 \cdot 9,5}{0,632}} = 7,75 \text{ V,}$$

fără amplificarea de tensiune :

$$A_u = \frac{u_{sm}}{u_{intrm}} = \frac{7,75}{0,24} = 31,5 ; A_u [\text{dB}] = 20 \log A_u = 20 \log 31,5 \cong 30.$$

Rezistența de reacție

$$R_g = \frac{R_{10}}{A_u - 1} = \frac{7850}{31,5 - 1} = 258 \Omega,$$

care se normalizează la $261 \Omega \pm 2\%$.

Întrucit sursa de semnal nu prezintă componentă continuă de tensiune și este necesar reglaj de putere pe sarcină de la zero, nu se utilizează la intrare condensatorul C_3 și se utilizează potențiometrul R_e , care se poate adopta de 100 k Ω .

Se stabilesc capacitățile condensatoarelor de cuplaj și de decuplaj: $C_{F1} = 100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ (EG 52.52), $C_{F2} = 100 \mu\text{F}/25 \text{ V}$ (EG 52.53),

$$C_{BS} \approx \frac{1,1}{2\pi f_j R_s} = \frac{1,1}{2\pi \cdot 100 \cdot 6} = 292 \mu\text{F},$$

care se normalizează la $C_{BS} = 330 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ (EG 52.57)

$$C_E \geq \frac{10}{2\pi f_j R_E} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 216} = 62 \mu\text{F},$$

care se normalizează la $C_E = 100 \mu\text{F}/4 \text{ V}$ (EG 52.48).

Condensatorul de corecție se stabilește conform diagramei din fig. 3.7 la o valoare mai mare de 820 pF, de exemplu 1 nF, utilizîndu-se un condensator ceramic (tip CGU32.15).

Curentul mediu consumat de amplificator de la sursa E_C este (la frecvențe joase, cînd sarcina se comportă rezistiv)

$$I_{medmax} = \frac{E_C}{2\pi(R_s + R_{sut})} + I_C = \frac{18}{2\pi(6 + 0,45)} + 0,015 = 0,46 \text{ A}.$$

3.2. PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI DE JOASĂ FRECVENȚĂ CU CIRCUIT INTEGRAT ROB 151

Cu ajutorul circuitului integrat ROB151 [28] se poate realiza un amplificator de joasă frecvență dacă i se atașează un etaj final în contratimp în clasă AB sau B cu tranzistoare discrete (fig. 3.8) /31/. Deoarece circuitul integrat ROB151 nu se poate alimenta cu tensiune $E_C > 8 \text{ V}$, este indicată utilizarea în etajul final a unor tranzistoare de germaniu (cu tensiune U_{BE} în repaos redusă). Se poate obține astfel o putere maximă pe sarcină rezistivă $R_s = 4\Omega$ de cca 1,2 W cu distorsiuni de cîteva procente și cu o putere disipată medie pe tranzistoarele finale de 0,4 W (tranzistoarele de tip AC180K și 181K nu necesită radiator dacă $t_{amax} \leq 30^\circ\text{C}$).

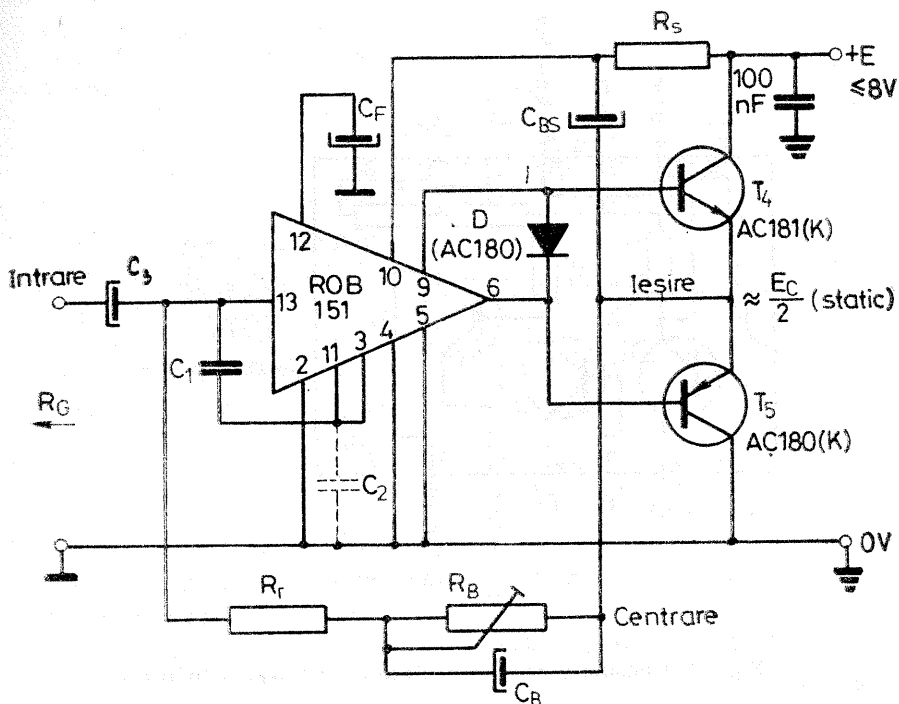


Fig. 3.8. Amplificator de joasă frecvență cu circuit integrat ROB 151.

Circuitul poate fi dimensionat astfel încât să funcționeze și cu tensiune de alimentare de 3 V și poate fi simplu alimentat de la baterii. Circuitul integrat prezintă zgomot redus.

Structura circuitului integrat ROB151 și conexiunile la capsulă sînt prezentate în fig. 3.9.

Principalele date ale circuitului integrat ROB151 sînt :

- tensiunea maximă de alimentare, $E_{CMAX}=8\text{ V}$,
- tensiunea minimă de alimentare, $E_{Cmin}=3\text{ V}$,
- curentul static maxim de colector al tranzistorului T_3 ,
 $I_{CBMAX}=25\text{ mA}$,
- factorul de amplificare β al primului tranzistor la curentul de 1 mA: minim 30, tipic 80, maxim 200 (250),
- curentul maxim (incidental) de bază al tranzistorului T_1 ,
 $I_{B1MAX}=10\text{ mA}$,
- amplificarea de tensiune fără reacție, $A_{utot} \geq 70\text{ dB}$,
- banda de frecvență fără reacție: 600 kHz.

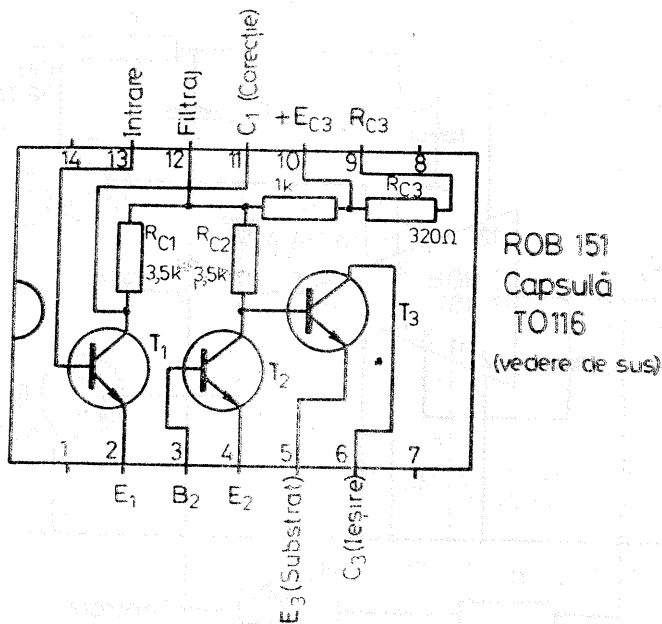


Fig. 3.9. Capsula și structura circuitului integrat ROB 151.

Datorită caracteristicilor sale, amplificatorul integrat ROB151 poate fi folosit în multe aplicații interesante /33/, /31/ ce nu sînt indicate în catalog (amplificatoare, oscilatoare, rele, surse stabilizate, circuite basculante), mergînd pînă la frecvențe de cîțiva MHz.

Ca un dezavantaj al acestui circuit integrat trebuie considerată dispersia mare a factorului de amplificare static β , ceea ce impune o ajustare a polarizării și centrării tensiunii de ieșire pentru fiecare exemplar de circuit realizat. Ajustarea tensiunii de ieșire statice mai este necesară și pentru a se obține excursie maximă de tensiune la etajul final, ținînd cont că etajul pilot poate, datorită conexiunii bootstrap ($R_{intra(6)} > R_{C3}$), să furnizeze semnal cu ceva mai mare decît cel considerat în calcule dacă punctul de funcționare static al tranzistorului T_3 se mută puțin spre tensiuni mai mari. În acest caz tensiunea statică de ieșire va fi cu cîteva zecimi de volt deasupra valorii $E_C/2$. Ajustarea necesită vizualizarea pe osciloscop a tensiunii de ieșire maxime.

Din același motiv (dispersia factorului β) circuitul din fig. 3.8 nu se poate realiza pentru amplificări cu reacție mari și tensiuni de alimentare reduse cu o cale comună de reacție și polarizare

(aşa cum este realizată aici prin R_r și $R_B \parallel C_D$) fiind necesară separarea celor două căi ca în fig. 3.10.

Pentru calculul amplificării cu reacție a circuitului din fig. 3.8 (care prezintă o reacție negativă [de tip paralel-paralel]) este necesar să se cunoască rezistența internă R_G a sursei de semnal iar pentru ca amplificarea să fie stabilă trebuie ca R_G să fie stabilă. Pentru obținerea unor amplificări de tensiune cu reacție de ordinul sutelor (cu R_r de valori normale), sursa de semnal trebuie să prezinte rezistență R_G de valoare redusă (cîțiva μ k Ω).

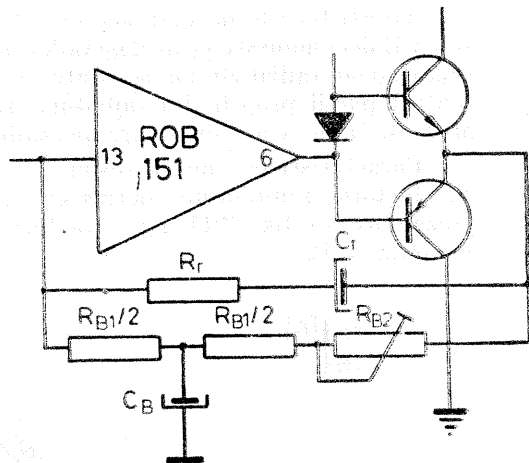


Fig. 3.10. Separarea reacției de regim dinamic și polarizării amplificatorului.

Principalele date ale tranzistoarelor AC180K și 181K sînt:

Tabelul 3.2

Date	AC 180K, 181 K
Tensiunea maximă între colector-emitor, U_{CEMAX}	16 V
Curentul de colector de vîrf, i_{cMAX}	AC 180 : 3 A AC 181 : 2 A
Puterea disipată maximă fără radiator la $t_a=25^\circ\text{C}$	0,44 W
Puterea disipată maximă cu radiator de suprafața 50 cm ²	1,7 W
Temperatura maximă a joncțiunii, t_{jMAX}	100 °C
Rezistența termică, R_{je}	30 °C/W
Rezistența termică, R_{ca}	140 °C/W
Aria de contact cu radiatorul, A_c	80 mm ²
Factorul de amplificare a curentului β , la curentul $I_C=0,6$ A și $U_{CE}=1$ V pe categorii (categoria este adăugată la indicativ):	V 50...100 VI 75...150 VII 125...250 VIII 150...300

Tranzistoarele de mai sus au colectorul izolat față de capsulă și pot fi deci montate pe același radiator (cu suprafața egală cu suma suprafețelor radiatoarelor separate și cu tranzistoarele montate în centrul părții proprii din radiator). Litera K din indicativ arată prezența unui corp de fixare pe radiator, montat pe tranzistor.

Caracteristicile de transfer $i_C = f(i_B)$ pentru tranzistoarele cu factorul β minim din fiecare categorie mai des utilizată sînt prezentate în fig. 3.11 iar caracteristicile de transfer $i_C = f(u_{BE})$ — în fig. 3.12.

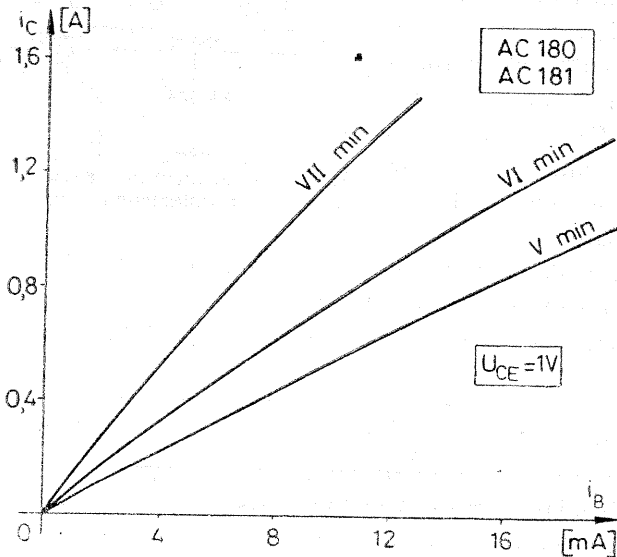


Fig. 3.11. Caracteristicile de transfer curent — curent pentru trei categorii de tranzistoare AC 180 și AC 181.

În cazul în care puterea disipată pe tranzistoare rezultă sub 0,3 W se pot utiliza tranzistoarele AC180 și AC181 simple (fără corpul de fixare pe radiator).

Din cauza dispersiei mari a factorului β în cadrul fiecărei categorii și din cauza inegalității și dispersiei tensiunilor U_{BE} (fig. 3.12) cele două tranzistoare complementare nu se pot împerechia bine. Deoarece etajul final constă din repetoare pe emitor iar amplificatorul are o reacție eficientă, situația de mai sus nu creează probleme.

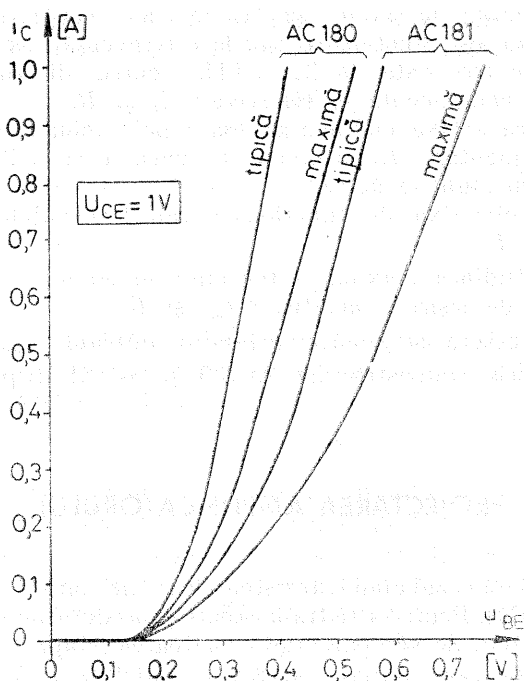


Fig. 3.12. Caracteristici de transfer tensiune-curent ale tranzistoarelor AC180 și AC181.

Dioda de polarizare a tranzistoarelor finale este o joncțiune emitoare sau colectoare de tranzistor AC180(K) sortată astfel încât să aibă (la curentul ce o parcurge în schemă) o cădere de tensiune $\leq 0,32V$. Dioda asigură astfel o tensiune de polarizare $U_{BE} \leq 0,16V$ pentru tranzistoarele finale, ceea ce conduce la un curent de repaus prin acestea $I_c \leq 10mA$. Dioda se montează (prin intermediul corpului de fixare) pe același radiator ca și tranzistoarele finale (dacă există radiator) pentru a reduce polarizarea de repaus a tranzistoarelor finale la creșterea temperaturii acestora.

DATE DE PROIECTARE

Pentru proiectarea amplificatorului sînt necesare următoarele date inițiale :

- rezistența de sarcină (în cazul unei sarcini rezistive), R_s ,

– impedanța de sarcină pentru sarcină rezistiv-inductivă, la frecvența fixă de funcționare sau la o frecvență medie (în cazul unei benzi de frecvență, la 2...3 kHz pentru difuzoare electro-dinamice) și componenta ei rezistivă: Z_s și R_s ,

– puterea activă maximă necesară pe sarcină: P_{sn} sau tensiunea de alimentare, E_C și precizarea dacă se va utiliza excursia maximă a tensiunii de ieșire,

– frecvența fixă de funcționare sau frecvențele limită ale benzii: f sau f_j , f_{smax} ,

– amplitudinea maximă a tensiunii sursei de semnal în gol și rezistența de ieșire a acesteia: e_{gm} și R_G ,

– temperatură maximă a mediului ambiant t_{amax} ,

– categoria tranzistoarelor AC180 și AC181 disponibile.

PROIECTAREA AMPLIFICATORULUI

Se consideră cazul cînd tranzistoarele finale sînt de tipul AC 180 (K) și AC 181(K). Pentru alte tranzistoare procedura de calcul nu se modifică esențial. Se vor parcurge următoarele etape:

a) Se calculează puterea activă maximă ce se poate realiza în cazul cînd este dată tensiunea E_C , cu relația

$$P_{smax} = 0,12R_s \left(\frac{E_C - 1,02}{Z_s + 0,45} \right)^2, \quad (3.25)$$

unde R_s este componenta rezistivă a impedanței Z_s . Relația este dedusă pentru cazul cel mai defavorabil (tensiune de saturație maximă la etajul pilot tensiuni u_{BE} maxime la tranzistoarele finale) și este valabilă pentru $E_C = 3 \dots 8$ V. În cazul unei sarcini rezistive Z_s se înlocuiește cu R_s .

În cazul cînd este dată puterea activă necesară în sarcină P_{sn} și aceasta este mai mică decît 1,2 W pentru $R_s \geq 4\Omega$, se determină tensiunea E_C cu relația

$$E_C = 2,88 (Z_s + 0,45) \sqrt{\frac{P_{sn}}{R_s}} + 1,02. \quad (3.26)$$

Dacă rezultă $E_C > 8$ V, înseamnă că circuitul nu poate fi utilizat în scopul propus. Dacă $E_C < 8$ V, se rotunjește în sus la jumătate de volt sau la un număr întreg. Se calculează apoi P_{smax} cu relația 3.25.

b) Se verifică valoarea maximă a curentului de vîrf prin tranzistoarele finale (la limita regiunii de saturație)

$$i_{cm} = i_{sm} = \sqrt{\frac{2P_{smax}}{R_s}}, \quad (3.27)$$

unde în cazul sarcinii rezistiv-inductive R_s reprezintă componenta rezistivă a acesteia.

Este necesar ca

$$i_{cm} < i_{cmMAX} = 2 \text{ A}, \quad (3.28)$$

la frecvențe joase dar atunci cînd amplificatorul funcționează și la frecvențe de ordinul kilohertzilor, pentru siguranță, se limitează curentul de vîrf la valoarea

$$i_{cm} < 1,5 \text{ A}. \quad (3.28')$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci nu se poate utiliza circuitul din fig. 3.8 în scopul propus.

c) Se stabilește categoria tranzistoarelor finale. În cazul cînd se utilizează ca rezistență de colector a tranzistorului T_3 din integrat — rezistența integrată de 320Ω (cazul din fig. 3.8) pentru ca să se atingă scopul propus prin conexiunea bootstrap (excursie maximă de tensiune la etajul pilot, deci și la etajul final) este necesar să se îndeplinească o condiție de forma

$$R_{intr(4)5} \geq R_{c3}, \quad (3.29)$$

sau în altă formă ($h_{11E} \cong 20\Omega$)

$$h_{21Emin} R_s \geq 300\Omega, \quad (3.30)$$

unde pentru cazul unei sarcini rezistiv-inductivă alimentată la o frecvență fixă se va lua Z_s în loc de R_s (caz mai favorabil). Rezultă deci următoarea utilizare obligatorie a diferitelor categorii de tranzistoare AC 180 și 181 ;

- categoriile V, VI, VII, VIII pentru $R_s \geq 6\Omega$,
- categoriile VI, VII, VIII pentru $R_s \geq 4\Omega$,
- categoriile VII, VIII pentru $R_s \geq 2,4\Omega$,
- categoria VIII pentru $R_s \geq 2\Omega$.

Dacă nu sînt disponibile tranzistoarele de categoria necesară în cazul sarcinilor $R_s < 6\Omega$ și nu se poate face sortarea tranzistoarelor după β , există soluția de a se schimba valoarea membrului drept din condiția 3.30 prin conectarea între bornele 9 și 10 ale

circuitului integrat (deci în paralel cu rezistența de 320Ω) a unei rezistențe externe potrivite, dar nu mai mică de 300Ω :

$$R_{ext} \geq \frac{320 (h_{21EMin} R_s + 20)}{300 - h_{21EMin} R_s} [\Omega], \quad (3.31)$$

În același scop mai este posibilă soluția de a nu se utiliza rezistența integrată de 320Ω (borna 9 nefolosită la circuitul integrat) și de a se conecta rezistența externă necesară în acest caz

$$150 \leq R_{xt} \leq h_{21EMin} R_s + 20 [\Omega]. \quad (3.32)$$

Prin folosirea unei rezistențe externe, componenta continuă de curent prin sarcină crește față de valoarea inițială (de cca 10 mA) putînd ajunge la dublu în cazul valorii minime admise pentru R_{xt} sau R_{ext} .

d) Se calculează puterea disipată medie maximă pe tranzistoarele finale cu relația

$$P_{amedmax} \simeq 0,025 \frac{E_c^2}{R_s}, \quad (3.33)$$

unde în cazul sarcinii rezistiv-inductivă R_s reprezintă componenta rezistivă a acesteia.

Pentru a se verifica dacă tranzistoarele necesită radiator se calculează

$$P_{dMAX0} = 0,44 \frac{100 - t_{amax}}{75}. \quad (3.34)$$

Dacă

$$P_{amedmax} \leq P_{dMAX0},$$

nu este necesar radiator. În caz contrar se trece direct la calculul radiatorului pentru puterea $P_{amedmax}$, care nu va rezulta cu suprafață mare. În general, cînd $R_s \geq 4\Omega$, este necesar radiator numai dacă $t_{amax} > 30^\circ\text{C}$.

e) Se stabilește curentul de colector static al tranzistorului pilot (T_3)— I_{C3} considerînd că $R_s \ll R_{C3}$.

$$I_{C3} = \frac{E_c - U_{D0} - U_{CEs3}}{2(R_{C3} + r_d)}, \quad (3.35)$$

în care: $U_{D0} = 0,2\text{ V}$, reprezintă tensiunea de deschidere a diodei D (pe caracteristica idealizată),

$r_d = 50 \dots 60\Omega$, reprezintă rezistența dinamică a diodei D la curent de ordinul $5 \dots 10\text{ mA}$

$$U_{CEs3} = 0,7 + 0,0175 E_c [\text{V}], \quad (3.36)$$

și reprezintă tensiunea la limita regiunii de saturație a tranzistorului pilot pentru cazul când nu se utilizează rezistență externă între bornele 9-10 ale integratului ($R_{C3}=320 \Omega$).

În cazul utilizării unei rezistențe externe rezultă

$$R_{C3}=320 \parallel R_{ext} \quad [\Omega] \quad (3.37)$$

sau $R_{C3}=R_{ext}$, după caz, iar tensiunea U_{CEs3}

$$U_{CEs3} \approx 0,75+0,02E_C \quad [V]. \quad (3.38)$$

Dioda D (joncțiune de tranzistor AC 180(K)) trebuie astfel sortată încît la curentul I_{C3} , rezultat mai sus, să prezinte o cădere de tensiune $U_D \leq 0,32 V$.

f) Se determină curentul mediu maxim consumat de la sursa de alimentare E_C

$$I_{Cmedmax} = \frac{i_{cm}}{\pi} + I_{C3} + I_{C4(5)}, \quad (3.39)$$

unde $I_{C4(5)}$ este curentul de repaos al etajului final și în mod normal este în jur de 10 mA.

g) Se determină tensiunea de ieșire a amplificatorului

$$u_{sm} = i_{gm} R_s, \quad (3.40)$$

și amplificarea de tensiune totală a circuitului

$$A_{ut} = \frac{u_{sm}}{e_{gm}}. \quad (3.41)$$

Rezistența de reacție necesară va fi atunci

$$R_r = A_{ut} R_G. \quad (3.42)$$

h) se calculează limitele rezistenței totale de polarizare a intrării amplificatorului ținînd cont de dispersia factorului de amplificare al tranzistoarelor din circuitul integrat și de caracteristica de intrare a primului tranzistor /33/

$$(R_r + R_B)_{min} \approx 83,5 \frac{E_C - 1,2}{E_C - 0,6} - 2 \quad [k\Omega], \quad (3.43)$$

$$(R_r + R_B)_{max} \approx 555 \frac{E_C - 1}{E_C - 0,5} - 11 \quad [k\Omega]. \quad (3.44)$$

Dacă rezultă $(R_r + R_B)_{min} > R_r$, se determină din aceste sume rezistențele R_{Bmin} și R_{Bmax} . Rezistența semireglabilă R_B se adoptă normalizată peste valoarea R_{Bmax} .

Dacă rezultă $(R_r + R_B)_{min} < R_r$, calculat cu relația 3.42, înseamnă că nu se poate utiliza calea comună de reacție și polarizare și este necesar să se separe cele două circuite ca în fig. 3.10. În acest caz se adoptă

$$R_{B1} = (R_r + R_B)_{min}, \quad (3.45)$$

$$R_{B2} = (R_r + R_B)_{max} - (R_r + R_B)_{min}, \quad (3.46)$$

și se normalizează corespunzător.

i) Se face calculul capacității condensatoarelor de cuplaj și de decuplaj din circuitul amplificatorului.

Dacă amplificatorul lucrează pe o frecvență fixă, atunci frecvența f_j cu care se calculează condensatoarele se adoptă de 5...10 ori mai mică decât aceasta.

Întrucît pînă la centrarea tensiunii statice de ieșire aceasta poate avea valori mai mari decît cea normală, condensatoarele C_{BS} , C_B și C_F se adoptă cu tensiune nominală $\geq E_C$.

Calculul lui C_{BS} se face cu relația 3.19 din paragraful 3.1.

Condensatorul de la intrare C_3 se determină cu relația

$$C_3 \geq \frac{10 \dots 20}{2\pi f_j R_G} \quad (3.47)$$

(rezistența de intrare a amplificatorului cu reacție negativă paralel-paralel este neglijabilă).

Condensatorul de filtraaj C_F se dimensionează cu relația /5/

$$C_F \geq \frac{20 \dots 30}{\pi f_j (2R_F \parallel R_{C1})} \approx \frac{1 \dots 1,5}{200f_j}. \quad (3.48)$$

Condensatorul de decuplare C_B din fig. 3.8 se dimensionează cu relația

$$C_B \geq \frac{20 \dots 30}{2\pi f_j (R_r \parallel R_{Bmin})}, \quad (3.49)$$

iar cel din fig. 3.10 cu relația

$$C_B \geq \frac{20 \dots 30}{\pi f_j R_{B1}}. \quad (3.50)$$

Condensatorul C_r din fig. 3.10 se calculează cu relația

$$C_r \geq \frac{20 \dots 30}{2\pi f_j R_r}. \quad (3.51)$$

Condensatorul de corecție C_1 depinde de valoarea amplificării de tensiune fără și cu reacție și nu se cunoaște o regulă după care să fie ales. În general, o valoare de ordinul 220 pF asigură evitarea oscilațiilor amplificatorului în cele mai multe cazuri (valorile utilizate pe diferite exemplare de circuit au fost cuprinse între 39 pF... 1 nF). Atunci când oscilațiile de înaltă frecvență nu se pot elimina cu această capacitate, se utilizează în plus condensatorul C_2 de 20 nF între borna 11 și masă.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un amplificator de joasă frecvență cu circuit integrat ROB151 care lucrează pe o sarcină rezistivă $R_s=4\ \Omega$ la frecvența fixă de 400 Hz, puterea necesară pe sarcină fiind de 1 W. Tensiunea $e_{gm}=30\ \text{mV}$ iar $R_G=0,5\ \text{k}\Omega$. Sursa de semnal nu prezintă componentă continuă de tensiune. Temperatura maximă a mediului $t_{amax}=30\ ^\circ\text{C}$. Sînt disponibile toate categoriile de tranzistoare AC180 și AC181 (K).

Deoarece $P_{sn} < 1,2\ \text{W}$ se calculează tensiunea E_C necesară

$$\begin{aligned} E_C &= 2,88 (R_s + 0,45) \sqrt{\frac{P_{sn}}{R_s}} + 1,02 = \\ &= 2,88 (4 + 0,45) \sqrt{\frac{1}{4}} + 1,02 = 7,43 \cong 7,5\ \text{V} < 8\ \text{V}. \end{aligned}$$

Deci circuitul integrat se poate utiliza în scopul propus. Puterea maximă pe sarcină este

$$P_{smax} = 0,12 R_s \left(\frac{E_C - 1,02}{R_s + 0,45} \right)^2 = 0,12 \cdot 4 \left(\frac{7,5 - 1,02}{4 + 0,45} \right)^2 = 1,03\ \text{W}.$$

Curentul de vîrf prin tranzistoarele finale este

$$i_{cm} = i_{sm} \sqrt{\frac{2 P_{smax}}{R_s}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,03}{4}} = 0,717\ \text{A} < 1,5\ \text{A},$$

adică nu se depășește valoarea admisă.

Pentru $R_s=4\ \Omega$ se pot folosi categoriile de tranzistoare AC180 și 181—VI, VII, VIII.

Puterea disipată medie maximă pe tranzistoarele finale este

$$P_{amedmax} = 0,025 \frac{E_C^2}{R_s} = 0,025 \frac{7,5^2}{4} \cong 0,35\ \text{W}.$$

Avind pentru tranzistoarele cu K in indicativ

$$P_{cMAX0} = 0,44 \frac{100-30}{75} = 0,41 \text{ W} > P_{\text{amedmax}},$$

nu sînt necesare radiatoare.

Curentul static de colector al tranzistorului pilot este

$$I_{c3} \approx \frac{E_c - U_{L0} - U_{CEs3}}{2(R_{c3} + r_d)} = \frac{7,5 - 0,2 - 0,83}{2(320 + 60) \cdot 10^{-3}} = 8,5 \text{ mA},$$

unde s-a folosit

$$U_{CEs3} = 0,7 + 0,0175 E_c = 0,7 + 0,0175 \cdot 7,5 = 0,83 \text{ V}.$$

Curentul mediu maxim consumat de la sursa E_c este

$$I_{cmedmax} = \frac{i_{cm}}{\pi} + I_{c3} + I_{c4(5)} = \frac{0,717}{\pi} + 0,0085 + 0,01 = 0,246 \text{ A}.$$

Tensiunea de la ieșirea amplificatorului are amplitudinea

$$u_{sm} = i_{sm} R_s = 0,717 \cdot 4 = 2,86 \text{ V}$$

și este necesară o amplificare de tensiune totală

$$A_{ut} = \frac{u_{sm}}{e_{gm}} = \frac{2,86}{0,03} = 95,5.$$

Rezistența de reacție va fi

$$R_r = A_{ut} R_c = 95,5 \cdot 0,5 = 47,8 \text{ k}\Omega$$

(valoare normalizată $48,7 \text{ k}\Omega \pm 2\%$).

Limitele rezistenței totale de polarizare sînt

$$(R_r + R_B)_{min} \approx 83,5 \frac{E_c - 1,2}{E_c - 0,6} - 2 = 83,5 \frac{7,5 - 1,2}{7,5 - 0,6} - 2 = 74 \text{ k}\Omega > R_r,$$

$$(R_r + R_B)_{max} = 555 \frac{E_c - 1}{E_c - 0,5} - 11 = 555 \frac{7,5 - 1}{7,5 - 0,5} - 11 = 504 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{Bmin} = 74 - R_r = 74 - 48,7 = 25,3 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{Bmax} = 504 - R_r = 504 - 48,7 \approx 455 \text{ k}\Omega.$$

Se adoptă o rezistență semireglabilă $R_B = 500 \text{ k}\Omega$.

Frecvența la care se calculează condensatoarele se adoptă $f_j = f/5 = 400/5 = 80$ Hz. Cu aceasta

$$C_{BS} = \frac{1,1}{2\pi f_j R_s} = \frac{1,1}{2\pi \cdot 80 \cdot 4} \cong 550 \mu\text{F},$$

și se adoptă valoarea normalizată: $680 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ (EG 62.53)

$$C_3 \geq \frac{10}{2\pi f_j R_G} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 80 \cdot 500} = 40 \mu\text{F},$$

și se adoptă valoarea normalizată $47 \mu\text{F}/4 \text{ V}$ (EG 52.43)

$$C_B \geq \frac{20}{2\pi f_j (R_r \parallel R_{Bm1s})} = \frac{20}{2\pi \cdot 80 \cdot (48,7 \parallel 25,3) \cdot 10^{-3}} = 2,4 \mu\text{F},$$

și se adoptă valoarea normalizată $4 \mu\text{F}/25 \text{ V}$ (EG 61.15)

$$C_F = \frac{1}{200 f_j} = \frac{1}{200 \cdot 80} = 62,5 \mu\text{F},$$

și se adoptă valoarea normalizată $75 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ (EG 61.12).

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

În electronica liniară cel mai utilizat circuit integrat este „amplificatorul operațional“, denumire improprie dată din cauza destinației principale a acestuia. După cum se știe, amplificatorul devine operațional numai după atașarea la el a unor rețele exterioare, când circuitul are o anumită funcție.

În țara noastră se produc tipurile de amplificator operațional: β A741, β A324 (IPRS [16]), ROB709, ROB101, ROB115, ROB308, ROB324, ROB702 (ICCE [28]).

Datele amplificatoarelor integrate uzuale sînt prezentate în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1

Caracteristica	ROB709		β A741		ROB101	
Tensiunea de alimentare maximă, $\pm E_{MAX}$	± 18 V		± 22 V		± 18 V	
Domeniul tensiunii de intrare nesimetrice pentru $\pm E = \pm 15$ V	-8 ... +8 V		-12 ... +12 V		-12 ... +15 V	
Amplificare de tensiune fără reacție pe sarcină $R_s \geq 2$ k Ω	min	tip	min	tip	min	tip
	15 000	30 000	50 000	200 000	25 000	160 000

Rezistența de intrare nesimetrică, $R_{i_{nlr}}$	min 150 k Ω	tip 400 k Ω	min 0,3 M Ω	tip 2 M Ω	min 0,5 M Ω	tip 2 M Ω
Decalaj inițial de tensiune	max 5 mV		max 5 mV		max 10 mV	
Decalaj inițial de curent	max 200 nA		max 200 nA		max 70 nA	
Curent de polarizare a intrărilor	max 0,5 μ A		max 0,5 μ A		max 0,5 μ A	
Frecvența limită pentru excursie maximă de tensiune de ieșire (la $\pm E = \pm 15$ V)	2,5 kHz (pentru $A_u = 1$)		10 kHz		50 kHz (corecție 3pF)	
Curent de ieșire maxim pentru excursie a tensiunii de ieșire apropiată de cea maximă	3 mA		5 mA		12 mA	
Excursia maximă a tensiunii de ieșire la curent de ieșire redus și $\pm E = \pm 15$ V	min ± 12 V	tip ± 14 V	tip $\pm 13,5$ V	min ± 12 V	tip ± 14 V	
Curent de alimentare (cu $I_e = 0$) la $\pm E = \pm 15$ V	max 3 mA		max 2,8 mA		max 3 mA	
Deriva termică de tensiune	(3...10 μ V/ $^{\circ}$ C)			tip 6	max 30 μ V/ $^{\circ}$ C	
Deriva termică de curent	(0,3...1 nA/ $^{\circ}$ C)			tip 0,01	max 0,3 nA/ $^{\circ}$ C	
Viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire, $(du_o/dt)_{max}$	0,25 V/ μ s (la $A_u = 1$)	2,5 V/ μ s (la $A_u = 10$)	0,5 V/ μ s (A_u indiferent) pentru $R_s \geq 2$ k Ω	0,5 V/ μ s (cor. 30 pF, $A_u = 1$)	4 V/ μ s (cor. 3 pF, $A_u = 10$)	
Temperatura ambiantă de funcționare	0...+70 $^{\circ}$ C		0...+70 $^{\circ}$ C		0...+70 $^{\circ}$ C M	

Amplificatorul de tip β A 741J are performanțe îmbunătățite [16].

În fig. 4.1, *a*, 4.2, *a*, 4.3, *a* se prezintă capsulele celor trei tipuri de amplificatoare operaționale uzuale iar în fig. 4.1, *b*, 4.2, *b*, 4.3, *b* circuitele de echilibrare și compensare în frecvență (corecție).

În fig. 4.4 se prezintă diagramele de încărcare cu curent a ieșirii celor trei tipuri uzuale de amplificatoare operaționale iar în fig. 4.5 caracteristicile: tensiune de ieșire maximă în funcție de frecvență (pentru tensiune sinusoidală).

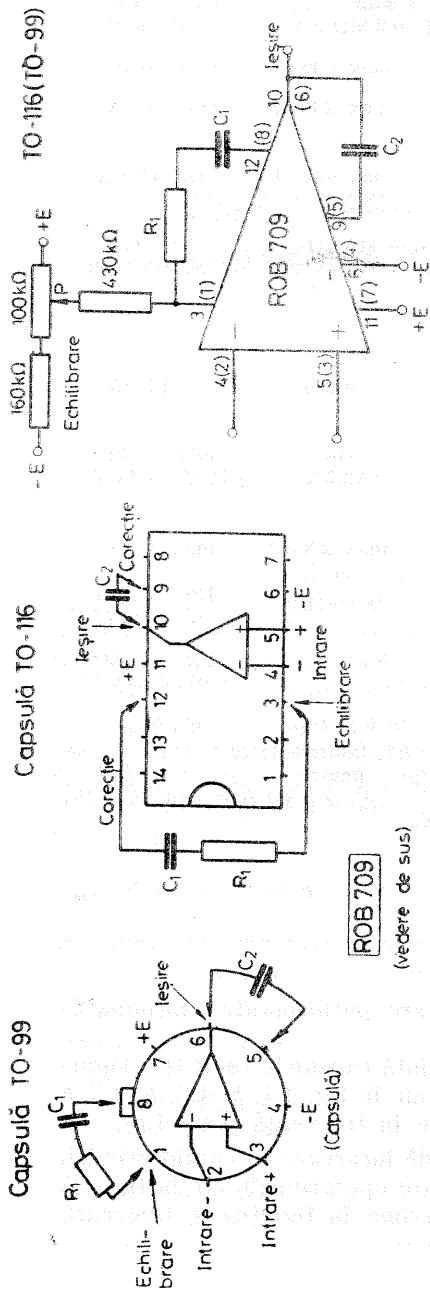
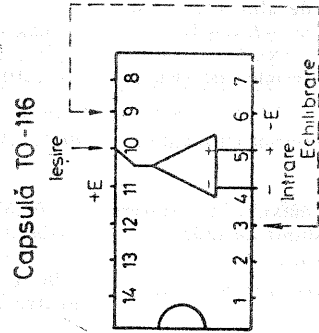
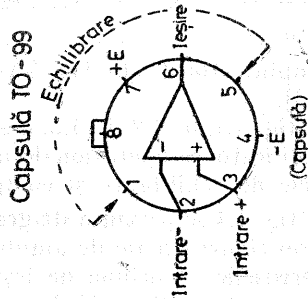


Fig. 4.1. Capsulele și circuitele anexă ale amplificatorului integrat ROB 709.



βA 741
(vedere de sus)

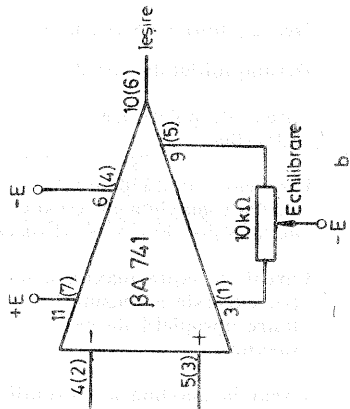


Fig. 4.2. Capsulele și circuitele de echilibrare ale amplificatorului integrat βA 741.

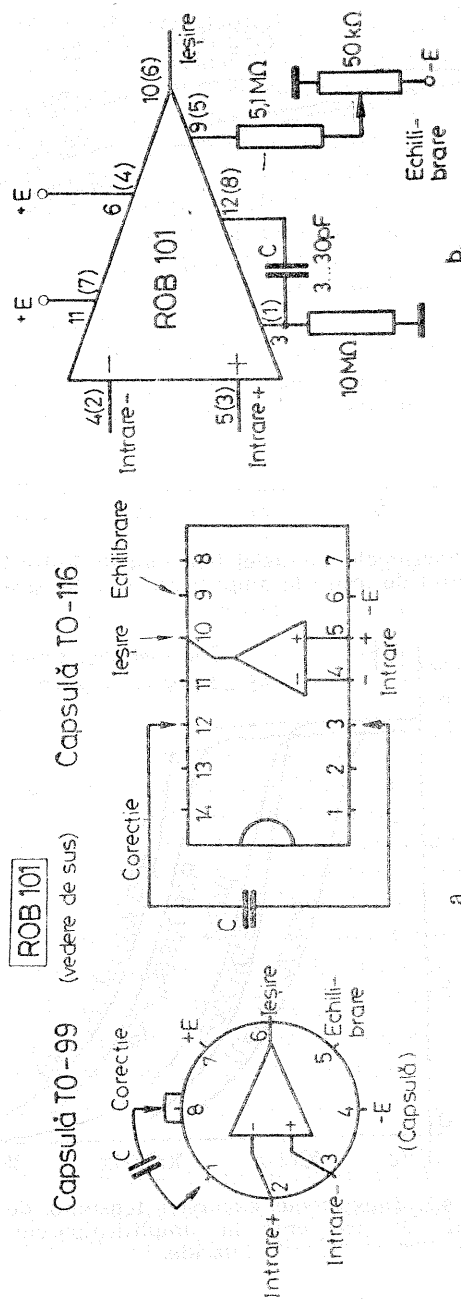
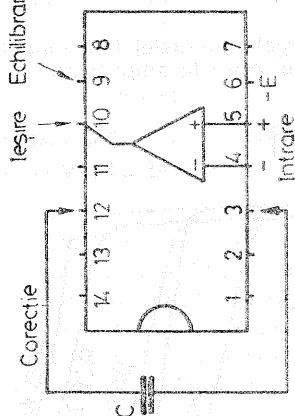
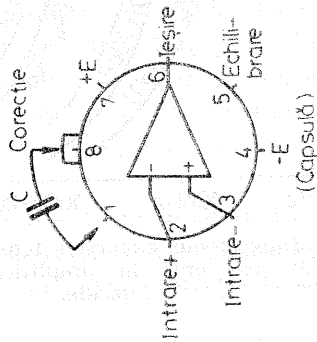


Fig. 4.3. Capsulele și circuitele anexă ale amplificatorului integrat ROB 101.

ROB 101

(vedere de sus)

Capsulă TO-116



b

(Capsulă)

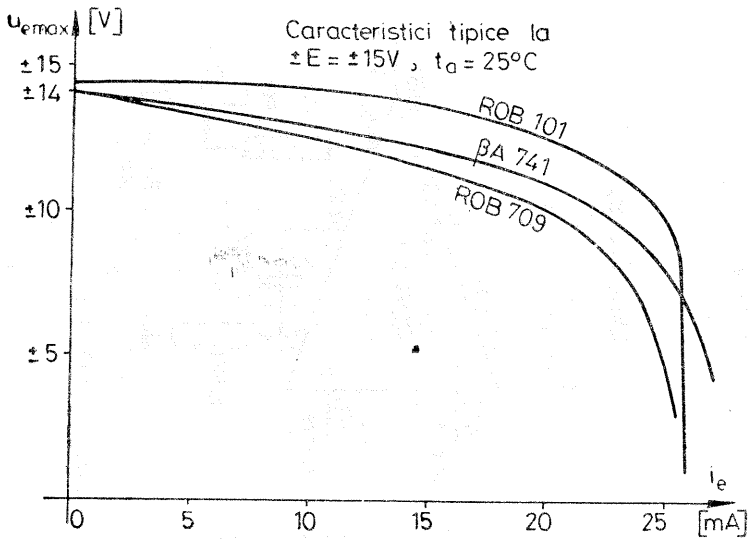


Fig. 4.4. Diagramele excursiei tensiunii de ieșire în funcție de curentul de ieșire la amplificatoarele integrate uzuale.

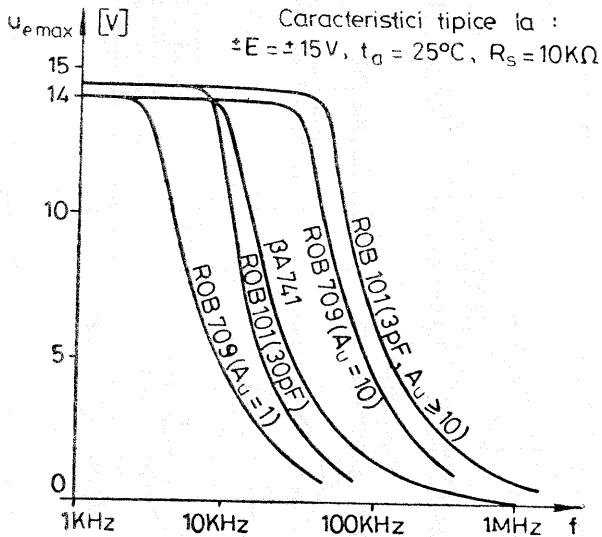


Fig. 4.5. Diagramele excursiei tensiunii de ieșire în funcție de frecvență la amplificatoarele integrate uzuale.

Atît diagramele din fig. 4.5 cît și datele privind viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire din tabelul 4.1 sînt cunoscute pentru anumite rezistențe de sarcină, tensiuni de alimentare de ± 15 V și temperatura mediului de 25 °C. Pentru alte condiții apare dificultatea stabilirii performanțelor necesare în calcule. Se știe doar că viteza maximă de creștere se reduce cu cca 0,3% /°C la creșterea temperaturii mediului și cu cca 2,7% /V la reducerea tensiunii de alimentare. Prin urmare, principalul efect – cel al rezistenței de sarcină (al încărcării) – asupra vitezei, nu este cunoscut cantitativ. De aceea, în calcule, cînd condițiile diferă de cele standard, este necesar să se asigure o rezervă în realizarea amplitudinii tensiunii de ieșire la frecvențe mari.

Corecția amplificatorului ROB709 trebuie făcută în funcție de amplificarea cu reacție. Pentru trei valori obișnuite de amplificări cu reacție se dau mai jos valorile elementelor de corecție :

A_u	R_1	C_1	C_2
100	1,5 k Ω	100 pF	3 pF
10	1,5 k Ω	500 pF	20 pF
1	1,4 k Ω	5 nF	200 pF

Corecția amplificatorului ROB101 se poate realiza în trei moduri [28]. Dintre acestea, cel mai simplu și mai des utilizat este corecția cu introducerea unui pol, prezentată în fig. 4.3, *b*. Condensatorul de corecție poate avea valori cuprinse între 3 pF și 30 pF, valoarea maximă asigurînd evitarea oscilațiilor (instabilității) pentru orice amplificare cu reacție în timp ce valoarea minimă asigură stabilitatea numai pentru valori ale amplificării cu reacție $A_u \geq 10$ (20 dB). Pentru amplificări mai mici decît 10 se va folosi o capacitate de corecție de ordinul $30/A_u$ [pF]. Pentru modul de corecție denumit „cuplaj înainte“ se obține o creștere a frecvenței superioare din diagrama dată în fig. 4.5 de cca 4 ori. Se poate astfel obține o amplitudine a excursiei tensiunii de ieșire de 1 V la frecvența de 2 MHz.

După cum se știe, amplificatorul integrat $\beta A741$ nu necesită corecție externă (avînd capacitatea de corecție integrată). Amplificatoarele $\beta A741$ și ROB101 includ o protecție la scurtcircuit.

4.1. PROIECTAREA UNEI SURSE DE CURENT COMANDATĂ PRIN TENSIUNE

Sursa de curent bilaterală comandată prin tensiune sau convertorul tensiune-curent din fig. 4.6 este un circuit cunoscut [35], [36], /5/ și mult utilizat în electronica liniară și neliniară, în special asociat cu o serie de circuite integrate de alte tipuri, pe care le comandă cu curent. Unele aplicații nu pretind rezistență de ieșire foarte mare a sursei de curent, situație în care dimensionarea circuitului este simplă. Există însă alte aplicații în care rezistența de ieșire trebuie să aibă valori peste $1\text{ M}\Omega$, când dimensionarea circuitului sursei se face cu mare atenție.

Circuitul sursei are la bază un amplificator operațional. Din punct de vedere al preciziei și rezistenței de ieșire este necesar să se utilizeze un amplificator cu decalaje inițiale și derive reduse, cu rezistență de intrare și amplificare mari (ROB308, ROB101, βA741).

Relația 4.3 a curentului de ieșire arată că acesta depinde linear de oricare din tensiunile de comandă U_1 și U_2 de la intrări, semnul curentului fiind impus de semnele tensiunilor și de diferența lor. Prin urmare, curentul de ieșire este, la acest tip de sursă, bidirecțional.

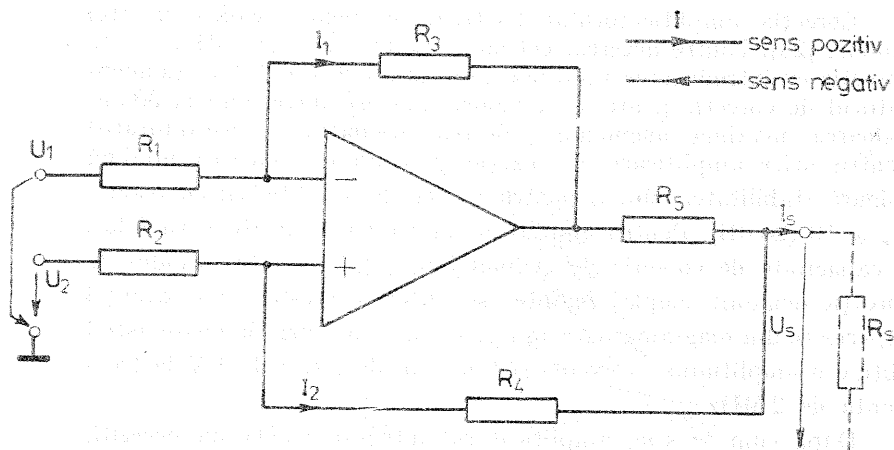


Fig. 4.6. Sursă de curent comandată prin tensiune cu amplificator operațional.

Sursa prezintă o flexibilitate deosebită întrucît poate debita curent într-o sarcină legată la masă ori într-o sarcină avînd potențialul de la borna de intrare cuprins în gama tensiunii de ieșire a amplificatorului integrat.

Dacă sursele tensiunilor de comandă U_1 și U_2 nu prezintă rezistență internă neglijabilă, aceasta trebuie considerată și inclusă în rezistențele R_1 și R_2 . Eventualele oscilații și zgomote de înaltă frecvență ce apar în lipsa sarcinii de la ieșirea circuitului se pot elimina prin anularea la înaltă frecvență a reacției pozitive realizată prin R_4 cu ajutorul unui condensator conectat în paralel cu R_2 .

Pentru comanda curentului într-o gamă care nu începe de la zero una din cele două tensiuni de comandă se ia cu valoarea fixă ce impune limita inferioară a curentului, iar cealaltă tensiune — cu valoare reglabilă — va comanda curentul pînă la limita superioară a gamei. În continuare se va trata cazul cînd sursa este comandată printr-o singură tensiune.

Se poate demonstra că în cazul dimensionării sursei de curent din „condiția exactă“

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4 + R_5}{R_2} \quad (4.1)$$

iar rezistențele sînt adoptate cu aceeași toleranță $\pm t$, în cazul cel mai defavorabil rezistența de ieșire a sursei de curent va fi

$$R_{ieșire\ min} = \frac{R_5(R_2 + R_4)}{R_4 + R_5} \cdot \frac{1}{1 \pm t} = \left(\frac{R_5}{A_n} + R_4 \parallel R_3 \right) \frac{1}{1 \pm t} \quad (4.2)$$

Această relație arată că pentru obținerea unei rezistențe de ieșire de valoare ridicată trebuie utilizate rezistențe R_5 și R_4 cît mai mari și amplificarea de tensiune cu reacție (pentru intrarea inversoare) și toleranța rezistențelor cît mai mici. Dar raportul R_5/A_n nu poate fi totuși influențat, deoarece trebuie respectată relația curentului de ieșire al sursei

$$I_s = (U_2 - U_1) \frac{R_3}{R_1 R_2} = (U_2 - U_1) \frac{A_n}{R_5} \quad (4.3)$$

Prin impunerea de enunț a limitelor gamei curentului și tensiunii de comandă raportul A_n/R_5 este impus. Rezultă că pentru creșterea rezistenței de ieșire este necesar (exceptînd efectul toleranței) ca R_5 și R_4 să fie cît mai mari.

DATE INIȚIALE

Pentru calculul sursei de curent comandate prin tensiune sînt necesare următoarele date inițiale :

– extremele curentului prin sarcină : I_{smtn} , I_{smax} (cu semne și în ordine algebrică, curentul ce intră în sarcină este considerat pozitiv) sau amplitudinea curentului prin sarcină în cazul unei tensiuni de comandă variabilă în timp : i_{cm} ,

– rezistența de ieșire minimă necesară a sursei de curent : $R_{ieșn}$,

– extremele tensiunii electromotoare și valoarea rezistenței interne a circuitului de sarcină : E_{smtn} , E_{smax} și R_s (tensiunile în ordine algebrică, considerate cu semnul lor față de borna de masă a schemei),

– extremele tensiunii de comandă în gol și rezistența internă a sursei ce o furnizează : U_{cmtn} , U_{cmax} (în ordine algebrică) și R_c iar în cazul unei tensiuni de comandă variabile – amplitudinea și frecvența ei maximă : u_{cm} , f_{max} ,

– temperatura maximă a mediului ambiant : t_{amax} (temperatura minimă nu poate fi $< 0^\circ\text{C}$).

PROIECTAREA SURSEI DE CURENT COMANDATE PRIN TENSIUNE

Pentru dimensionarea sursei de curent este necesar să se parcurgă următoarele etape :

a) Se stabilesc valorile extreme ale tensiunii pe sarcină :

$$U_{sM} = E_{smax} + I_{smax} R_s, \quad (4.4)$$

$$U_{sm} = E_{smtn} + I_{smtn} R_s. \quad (4.5)$$

Dintre acestea se alege valoarea absolută maximă

$$|U_{smax}| = \text{MAX} [|U_{sM}|, |U_{sm}|]. \quad (4.6)$$

Dacă tensiunea de comandă este variabilă în timp, curentul prin sarcină va avea aceeași formă de variație în timp. Calculul lui U_{smax} se face la fel, considerînd că I_{smax} este amplitudinea din semiperioada pozitivă iar I_{smtn} – amplitudinea din semiperioada negativă a curentului variabil prin sarcină.

b) Se determină tensiunea de alimentare minimă necesară cu relația

$$E_{min} \geq |U_{smax}| + (2...3) + \Delta u \quad [V], \quad (4.7)$$

În care tensiunea de 2...3 V este o valoare minimă a căderii de tensiune pe rezistența R_5 (pentru valori mici ale curentului de sarcină, de câțiva mA și pentru rezistențele de ieșire ale sursei de curent de valori medii, sute de kΩ), iar Δu este reducerea de tensiune de ieșire a amplificatorului integrat când curentul de ieșire al acestuia depășește câțiva mA. Tensiunea Δu se citește din diagrama din fig. 4.7 la curentul $|I_{smax}| + 2...3$ mA (dacă tensiunea U_{smax} a fost impusă de U_{sd}) sau la curentul $|I_{smin}| + 2...3$ mA (dacă tensiunea U_{smax} a fost impusă de U_{sm}) pentru tipul de amplificator integrat ce se va utiliza. Este necesar deci să se anticipeze (adopte) aici tipul amplificatorului utilizat. Ținând cont de efectul important al rezistenței de intrare a amplificatorului asupra rezistenței de ieșire a sursei de curent, în cazul când se urmărește realizarea unei rezistențe de ieșire de valoare ridicată (≥ 500 kΩ...2 MΩ), trebuie utilizat un amplificator cu R_{intr} de valoare mai mare (de exemplu ROB101, eventual selectat după rezistența de intrare). Este important, de asemenea, să se utilizeze un amplificator cu decalaj inițial de curent și derivă de curent reduse, pentru asigurarea unei precizii mai bune a curentului prin sarcină. În cazul unor tensiuni U_{smax}

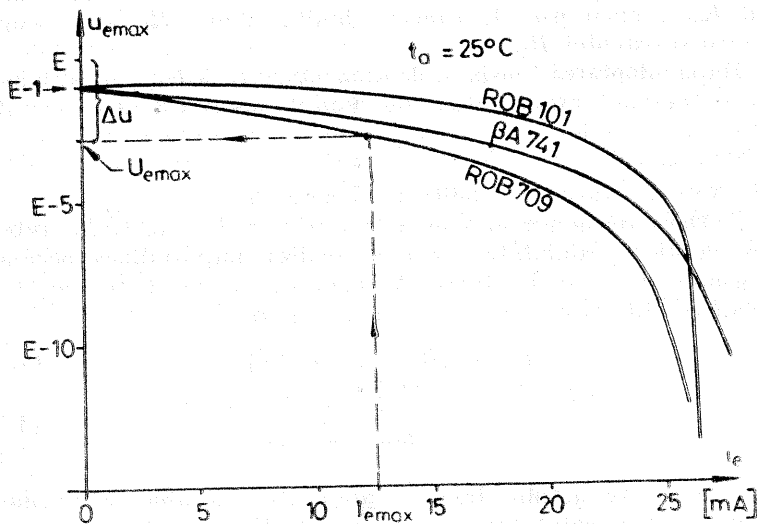


Fig. 4.7. Stabilirea tensiunii de alimentare pentru valori ale tensiunii și curentului de ieșire impuse.

de valoare ridicată (peste 10 V) și a unui curent de sarcină peste 5 mA, se obțin rezultate mai bune cu un amplificator ce se poate alimenta la tensiuni E mai ridicate (de exemplu $\beta A741$) sau cu cădere de tensiune Δu mai mică la curent mare (ROB101). Pentru o producție de serie trebuie reținut că prețul integratului $\beta A741$ este sensibil mai redus.

Rezerva de curent de 2...3 mA prevăzută pentru curentul I_{smax} corespunde curenților ramificați de la ieșirea amplificatorului prin rezistențele R_3 și R_4 .

Întrucât diagramele din fig. 4.7 corespund unei temperaturi a mediului ambiant de 25 °C, pentru temperaturi t_{umax} mai mari trebuie ținut cont că acestea se deplasează (fără să-și schimbe originea de la $i_e=0$), astfel încât porțiunea din dreapta cotului se translatează cu cca 1 mA la fiecare 10 °C supratemperatură.

Dacă

$$E_{min} \leq E_{MAX} \quad (4.8)$$

cu $E_{MAX}=18$ V pentru amplificatoarele ROB709 și ROB101 și 22 V pentru $\beta A741$, atunci amplificatorul adoptat se poate utiliza pentru realizarea sursei propuse.

Cînd condiția 4.8 permite ($E_{min} < E_{MAX}$) și în datele de proiectare se impune realizarea unei rezistențe de ieșire de valoare mare (> 100 k Ω) este necesar să se adopte tensiunea E mai mare decît E_{min} , chiar pînă la valoarea limită admisă E_{MAX} , în scopul creșterii rezistenței R_5 .

După adoptarea tensiunii de alimentare $E > E_{min}$ se stabilește excursia maximă disponibilă a tensiunii de ieșire a amplificatorului

$$U_{emax} \leq E - \Delta u, \quad (4.9)$$

unde Δu are valoarea stabilită la punctul b.

c) Dacă tensiunea de comandă este variabilă în timp trebuie să se verifice posibilitatea de a se realiza amplitudinea necesară a tensiunii de ieșire la frecvența maximă impusă fără deformări însemnate. În acest scop se calculează [33]

$$u_{em} = i_{sm} R_5 + 2 \dots 3 \quad [\text{V}] \quad (4.10)$$

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi u_{em}} \left(\frac{du_e}{dt} \right)_{max}, \quad (4.11)$$

unde: u_{em} este amplitudinea componentei variabile a tensiunii de ieșire a amplificatorului, i_{sm} este amplitudinea impusă a curentului prin sarcină iar mărimea din paranteză reprezintă viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire („slew rate“) și este dată în tabelul

de la începutul prezentului capitol pentru diferite corecții (și amplificări de tensiune cu reacție). Inițial se va adopta valoarea minimă a acestui parametru, deci viteza pentru $A_u=1$.

Dacă nu se îndeplinește condiția

$$f_{max} < f_{MAX},$$

cu o rezervă corespunzătoare în cazul unei rezistențe de sarcină mai mici decât valoarea precizată în Tabelul 4.1 (la viteza de creștere) și nu se mai poate reduce tensiunea u_{em} , amplificatorul de tip $\beta A741$ nu se poate utiliza în scopul propus, iar amplificatoarele de tip ROB709 și ROB101 nu se pot utiliza cu amplificarea unitară. Întrucât în acest moment nu se cunoaște încă amplificarea necesară se poate stabili prin interpolare (aproximativ) valoarea necesară a amplificării A_u pentru ca totuși unul din aceste ultime două amplificatoare să poată fi utilizat. Amplificările obișnuite ale amplificatorului surselor de curent constant sînt relativ reduse și se pot utiliza deci datele din tabelul amintit (pentru $A_u=1 \dots 10$). Se obține astfel

$$A_u \cong \frac{2\pi f_{max} u_{em}}{\left[\left. \frac{du_e}{dt} \right|_{max} \right] A_u=1}, \quad (4.12)$$

care se va transmite la calculul rezistențelor sursei de curent ca o mărime impusă.

Aceeași operație de verificare la frecvență maximă, de mai sus, se poate face și cu ajutorul diagramelor din fig. 4.5 dacă tensiunea de alimentare este egală sau mai mică decât 15 V (în ultimul caz diagramele se vor delimita pe verticală la valoarea tensiunii de ieșire egală cu $E-1$ V). Extrapolarea acestor diagrame peste $u_{emax}=14$ V nu se poate face precis. Si în acest caz trebuie asigurată o rezervă pentru rezistență de sarcină mai mică decât cea dată în tabelul 4.1.

d) Se stabilește limita superioară a rezistenței de la ieșire R_5 , cu relația

$$R_{5max} = \frac{U_{emax} - |U_{smax}|}{|I_s| + 1} \quad [\Omega], \quad [mA], \quad (4.13)$$

unde $|I_s|$ este

$$|I_s| = MAX [|I_{smax}|, |I_{sm in}|], \quad (4.14)$$

și s-a adoptat o valoare orientativă de 1 mA pentru curentul I_2 .

e) În cazul cînd amplificarea A_u nu este impusă de considerențele de la punctul b, rezistența R_5 se adoptă de valoare normali-

zată cu toleranța cea mai redusă posibilă (realizată eventual prin sortare), apropiată de cea calculată și se determină

$$A_u = R_5 \left| \frac{I_{smax} - I_{smin}}{U_{smax} - U_{smin}} \right|, \quad (4.15)$$

unde curenții și tensiunile se introduc cu semnele lor (pentru tensiune de comandă variabilă în timp în relație se folosesc amplitudinile curentului de sarcină i_{sm} și tensiunii de comandă, u_{cm} cu semnul plus respectiv cu minus).

În cazul când amplificarea A_u este impusă deja la punctul c, se determină din relația 4.15 rezistența R_5 necesară și se verifică îndeplinirea condiției

$$R_5 < R_{5max}, \quad (4.16)$$

când circuitul se poate realiza cu amplificatorul adoptat.

În caz contrar trebuie utilizat un alt amplificator integrat care să asigure condițiile de la punctul c la o amplificare mai redusă.

f) Se adoptă rezistențele R_1 și R_2 de la cele două intrări, egale, pe baza următoarelor considerente :

— eroarea introdusă de rezistențele de intrare finite ale amplificatorului (în general inegale pentru cele două intrări, putînd diferi între ele cu cca 10%) când $R_1 = R_2$, să nu fie mai mare decît aceea pe care o introduce toleranța rezistențelor. În acest caz trebuie adoptate rezistențele din condiția

$$R_{1,2} \leq t R_{intr} \cdot 10^{-1}, \text{ cu } t [\%], \quad (4.17)$$

anticipînd toleranța t necesară în funcție de valoarea impusă pentru rezistența de ieșire (1% pentru valori de ordinul 100...200 k Ω , 0,1% pentru valori de ordinul 1...2 M Ω). Aici R_{intr} este rezistența amplificatorului operațional, minimă sau tipică (dacă se face o sortare a amplificatorului după rezistența de intrare),

— dacă se adoptă $R_1 = R_2$ eroarea în realizarea rezistenței de ieșire calculate, datorată rezistențelor de intrare, este mai mică iar eroarea în curentul de ieșire, datorată decalajului inițial de curent, de asemenea mai mică.

Se determină deci rezistențele $R_1 = R_2$ din condiția de egalitate în relația 4.17 și se normalizează cu toleranța cea mai redusă posibilă (realizată eventual prin sortare). Dacă însă sursa de tensiune de comandă are o rezistență de ieșire $R_c \neq 0$, aceasta trebuie considerată la intrarea corespunzătoare și se va utiliza o rezistență R_1 sau R_2 mai mică cu R_c decît valoarea calculată mai sus.

g) Se determină R_3 din amplificarea de tensiune

$$R_3 = A_u R_1. \quad (4.18)$$

Se calculează apoi rezistența R_4 din condiția ca circuitul să fie o sursă de curent („condiția exactă“)

$$R_4 = R_2 \frac{R_3}{R_1} - R_5 = R_3 - R_5, \quad (4.19)$$

întrucît s-a adoptat mai sus $R_1 = R_2$. Rezistența R_4 trebuie și ea realizată cu aceeași toleranță t (eventual prin sortare când $R_{1,2}$ impusă este mare).

În cazul cînd se cere să se realizeze o rezistență de ieșire mare ($> 1 \text{ M}\Omega$), este necesar ca rezistența R_4 să se dimensioneze din „condiția exactă“ în care se ține cont de rezistența de intrare finită și de amplificarea fără reacție finită ale amplificatorului integrat

$$R'_1 (R_4 + R_5) - R'_2 R_3 + \frac{1}{A_{u0}} (R'_1 + R_3) (R'_2 + R_4 + R_5) = 0, \quad (4.20)$$

în care

$$R'_1 = R_1 \parallel R_{i_{intr}}, \quad R'_2 = R_2 \parallel R_{i_{intr}}, \quad (4.21)$$

și se folosească fie valori tipice pentru $R_{i_{intr}}$ și A_{u0} fie (pentru precizie mai mare) valori măsurate pe exemplarul de amplificator utilizat.

h) Se stabilesc rolurile tensiunilor U_1 și U_2 după următoarea regulă :

— dacă U_{cmax} și I_{smax} au același semn atunci $U_2 = U_c$ iar U_1 este fixă, de valoarea

$$U_1 = U_{cmin} - I_{smin} \frac{R_5}{A_u}, \quad (4.22)$$

— dacă U_{cmax} și I_{smax} au semne diferite atunci $U_1 = U_c$ iar U_2 este fixă, avînd valoarea

$$U_2 = U_{cmin} + I_{smin} \frac{R_5}{A_u}. \quad (4.23)$$

În relațiile de mai sus, curenții și tensiunile se introduc cu semnele lor.

Pentru realizarea unei tensiuni fixe U_1 sau U_2 , de obicei de valoare redusă, se propune soluția utilizării unui divizor alimentat de la una din tensiunile disponibile $\pm E$. În acest caz, folosind teorema lui Thévenin se impune

$$U_1 (U_2) = E \frac{R'}{R' + R''}, \quad (4.24)$$

$$R_1 (R_2) = R' \parallel R'', \quad (4.25)$$

unde R' și R'' sînt rezistențele divizorului și trebuie realizate cu o toleranță t cel puțin la fel de mică cu aceea a rezistențelor R_1 , R_2 .

i) Se stabilesc tensiunile de intrare nesimetrice extreme ale amplificatorului cu rezistențele de valorile calculate anterior

$$U_i = U_c \frac{R_4}{R_2 + R_4} + U_s \frac{R_2}{R_2 + R_4}, \quad (4.26)$$

folosită de două ori, cu valorile U_{SM} și U_{cmax} respectiv U_{sm} și U_{cmin} — în cazul cînd tensiunea de comandă se aplică la intrarea neînversoare sau cu valorile U_{SM} și U_2 (în loc de U_c , fixă, dată de relația 4.23) respectiv U_{sm} și U_2 — în cazul cînd tensiunea de comandă se aplică la intrarea inversoare.

Pentru ca amplificatorul să poată funcționa normal trebuie îndeplinită condiția

$$|U_i| \leq |U_{iMAX}|, \quad (4.27)$$

unde U_{iMAX} este tensiunea de intrare nesimetrică maximă admisă, dată în tabelul cu parametrii amplificatoarelor integrate (Tabelul 4.1).

În cazul cînd condiția 4.27 nu este îndeplinită, este necesar fie să se folosească un amplificator integrat cu tensiune de intrare nesimetrică mai mare, fie să se reia calculele cu o rezistență R_5 mai mică (pentru creșterea rezistenței R_4 ; de obicei termenul al doilea din relația 4.26 contribuie mai mult la creșterea tensiunii $|U_i|$).

Dacă totuși condiția 4.27 nu se poate îndeplini din cauza tensiunii prea mari U_{cmax} , aceasta trebuie divizată, utilizîndu-se apoi o amplificare cu reacție A_v mărită. Folosirea unui divizor pentru U_c implică considerarea rezistenței lui echivalente drept rezistență internă R_c a sursei de tensiune și includerea acesteia în rezistența R_2 .

j) Se determină curenții I_1 și I_2 (fig. 4.1) prin ramificațiile ce apar la ieșirea amplificatorului. Astfel, în cazul cînd tensiunea de comandă U_c este aplicată la intrarea neînversoare

$$I_1 = (U_c - U_s) \frac{R_2 + R_4 + R_5}{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)} - I_s \frac{R_5}{R_3}, \quad (4.28)$$

în care se folosesc, cu semnele lor, valorile U_s și I_s care au dictat tensiunea de alimentare minimă E_{min} prin relațiile 4.7 și 4.6 și tensiunea U_c corespunzătoare curentului I_s de mai sus (U_{cmax} pentru I_{smax} , U_{cmin} pentru I_{cmin}). Relația de mai sus se simplifică dacă s-a adoptat $R_1 = R_2$

$$I_1 = \frac{U_c - U_s}{R_2 + R_4} - I_s \frac{R_5}{R_3}, \quad (4.29)$$

Cînd tensiunea de comandă U_c este aplicată la intrarea inversoare se utilizează aceeași relație pentru curentul I_1 , dar cu tensiunea fixă U_2 (calculată anterior) în locul tensiunii U_c .

■ Curentul I_2 se determină cu relația

$$| I_2 = \frac{U_c - U_s}{R_2 + R_4}, \quad (4.30)$$

cînd U_c este aplicată la intrarea neinversoare, sau cu U_2 în loc de U_c cînd aceasta din urmă este aplicată la intrarea inversoare. Valorile U_c și U_s sînt aceleași cu cele folosite în relația 4.28 (sau 4.29).

Se verifică mai întîi valoarea absolută a curentului I_2 , care în relația 4.13 a fost adoptată anticipat de 1 mA. Dacă $| I_2 |$ rezultă mai mare decît 1 mA, se va relua calculul începînd de la punctul d cu o valoare a curentului egală de aceea calculată mai sus. În cazul cînd $| I_2 | < 1$ mA, se poate relua calculul de la punctul d (nu este obligatoriu) folosind un curent cu ceva mai mare decît cel rezultat întrucît se poate astfel obține o rezistență R_5 mărită.

Se verifică apoi îndeplinirea condiției

$$| I_1 + I_2 | \leq \text{valoarea adoptată între } 2 \dots 3 \text{ mA} \quad (4.31)$$

(în care I_1 și I_2 se introduc cu semnele lor), deoarece la stabilirea tensiunii Δu (la calculul lui E_{min}) s-a admis un astfel de curent suplimentar de ieșire la amplificatorul integrat. Dacă nu se îndeplinește condiția 4.31 este necesar să se reia calculul de la punctul b, adoptîndu-se o tensiune E mărită (cînd este posibil) sau de la punctul f, adoptîndu-se rezistențe R_1 , R_2 mai mari (amplificator cu rezistență de intrare mai mare).

k) Se verifică rezistența de ieșire realizată în cazul cel mai defavorabil, cu relația 4.2 în cazul toleranței t admise pentru rezistențe. Dacă nu se îndeplinește condiția

$$R_{ieșmin} \geq R_{ieșn}, \quad (4.32)$$

se pot lua următoarele măsuri:

— reducerea toleranței $\pm t$ a rezistențelor utilizate (eventual prin sortare),

— reluarea calculelor în scopul creșterii rezistențelor R_5 și R_4 (dacă mai este posibil) sau în scopul reducerii amplificării cu reacție A_u ,

— considerarea la dimensionarea rezistenței R_4 a amplificării fără reacție și a rezistenței de intrare finite ale amplificatorului integrat (eventual cu măsurarea acestor valori la amplificatorul utilizat concret sau selectarea amplificatoarelor după R_{intr} și A_{u0}),

— folosirea unei rezistențe semireglabile (cu peliculă metalică) în ramura R_4 , de valoare redusă (25...100 Ω) cu care să se ajusteze R_4 astfel încît să se realizeze o rezistență de ieșire măsurată, de valoare ridicată (este necesară măsurarea printr-o metodă potrivită a acestei rezistențe).

l) Se stabilește curentul maxim consumat de circuit de la fiecare din cele două surse de alimentare prin calcule relativ simple, care nu se mai prezintă aici (într-un caz concret calculele sînt mult mai simple decît în cazul general). Se vor considera și curenții de alimentare a amplificatorului în repaus dați în tabel, precum și curentul prin divizorul care realizează tensiunea fixă U_1 sau U_2 .

m) Se stabilesc elementele necesare pentru corecția și echilibrarea amplificatorului integrat utilizat, în funcție de amplificarea A_u conform indicațiilor de la începutul capitolului.

În general, la temperaturi obișnuite ale mediului ambiant nu este necesar să se verifice puterea disipată maximă pe capsula amplificatorului.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona o sursă de curent comandată prin tensiune avînd $I_{smi n} = +1$ mA, $I_{sma x} = +5$ mA, rezistența de ieșire $R_{ieș n} = 100$ k Ω , care încarcă un condensator ($R_s = 0$) cu $E_{smi n} = +1$ V, $E_{sma x} = +8$ V. Tensiunea de comandă are extremele: $U_{smi n} = -5$ V și $U_{sma x} = 0$ V, iar rezistența ei internă este $R_c = 0$. Temperatura maximă a mediului ambiant este $t_{amb} = 30$ °C.

Valorile extreme ale tensiunii pe sarcină sînt

$$U_{sM} = E_{sma x} + I_{sma x} R_s = +8 \text{ V,}$$

$$U_{sM} = E_{smi n} + I_{smi n} R_s = +1 \text{ V.}$$

Valoarea absolută maximă a tensiunii pe sarcină este

$$|U_{sma x}| = 8 \text{ V.}$$

Întrucît excursia maximă de tensiune de ieșire și rezistența de ieșire impusea nu sînt mari, se poate utiliza orice amplificator integrat din cele uzuale, de exemplu RO709.

La curentul de sarcină maxim

$$I_{sma x} + 2 \text{ mA} = 7 \text{ mA,}$$

din diagramă (fig. 4.7) se citește $\Delta u = 2$ V și rezultă tensiunea de alimentare maximă

$$E_{mi n} \geq |U_{sma x}| + (2 \dots 3) + \Delta u = 8 + 3 + 2 = 13 \text{ V.}$$

Diagrama nu s-a mai corectat cu temperatura I_{amax} , deoarece aceasta nu diferă mult de 25 °C. Deoarece amplificatorul ROE709 are $E_{MAX}=18$ V se poate adopta $E=15$ V și rezultă disponibilă o excursie de tensiune maximă

$$U_{omax}=E-\Delta u=15-2=13 \text{ V.}$$

Limita superioară pentru rezistența R_5 va fi

$$R_{5max} = \frac{U_{omax} - |I_3 U_{smax}|}{|I_3| + 1} = \frac{13 - 8}{5 + 1} = \frac{5}{6} = 0,834 \text{ k}\Omega.$$

Se adoptă o rezistență $R_5 = 825 \Omega \pm 0,5\%$ [10], cu care va rezulta o amplificarea de tensiune cu reacție

$$A_u = R_5 \frac{|I_{smax} - I_{smin}|}{|U_{cmx} - U_{cmin}|} = 0,825 \left| \frac{5 - 1}{-5 - 0} \right| = 0,659.$$

Rezistențele R_1 și R_2 se adoptă egale și cu limita superioară

$$R_{1,2} \leq |R_{intrmin}| 10^{-1} = \frac{0,5}{10} 150 = 7,5 \text{ k}\Omega,$$

care este valoare normalizată, cu toleranță $\pm 0,5\%$.

Rezistența de reacție R_3 va fi

$$R_3 = A_u R_1 = 0,659 \cdot 7,5 = 4,94 \text{ k}\Omega,$$

și se adoptă valoarea normalizată $4,93 \text{ k}\Omega \pm 0,5\%$, iar rezistența R_4

$$R_4 = R_3 - R_5 = 4,93 - 0,825 = 4,105 \text{ k}\Omega,$$

care se poate normaliza la $4,12 \text{ k}\Omega \pm 0,5\%$ cu o eroare suplimentară mică față de toleranța $0,5\%$.

Poturile tensiunilor U_1 și U_2 sînt (deoarece semnele mărimilor U_{cmx} și U_{cmin} sînt aceleași) $U_2 = U_c$, U_1 — fixă, de valoarea

$$U_1 = U_{cmin} - I_{smin} \frac{R_5}{A_u} = -5 - 1 \frac{0,825}{0,629} = -6,255 \text{ V.}$$

Tensiunea fixă U_1 se va realiza cu un divizor alimentat de la $-E$, ale cărui rezistențe se obțin din relațiile

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1 = E \frac{R'}{R' + R''} \\ R_1 = R' \parallel R'' \end{array} \right. \quad \text{sau} \quad \left\{ \begin{array}{l} 6,255 = 15 \frac{R''}{R' + R''} \\ 7,5 = \frac{R'R''}{R' + R''} \end{array} \right.$$

Se obțin $R' = 18 \text{ k}\Omega \pm 0,5\%$ și $R'' = 12,9 \text{ k}\Omega \pm 0,5\%$ [10].

Tensiunea maximă nesimetrică de intrare este

$$U_i = U_{cmax} \frac{R_4}{R_2 + R_4} + U_{em} \frac{R_2}{R_2 + R_4} = 0 + 8 \frac{7,5}{7,5 + 4,12} = +5,51 \text{ V.}$$

sau

$$U_i = U_{cmin} \frac{R_4}{R_2 + R_4} + U_{em} \frac{R_2}{R_2 + R_4} = -5 \frac{4,12}{7,5 + 4,12} + 1 \frac{7,5}{7,5 + 4,12} = -1,13 \text{ V.}$$

Ambele tensiuni sînt mai mici decît tensiunea nesimetrică maximă admisă la intrarea amplificatorului de tip ROB709 — care este $\pm 8 \text{ V}$.

Se determină curenții I_1 și I_2 cînd $R_1 = R_2$

$$I_1 = \frac{U_{cmax} - U_{em}}{R_2 + R_4} - I_{emax} \frac{R_5}{R_3} = \frac{0 - 8}{7,5 + 4,12} - 5 \frac{0,825}{4,93} = -1,525 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{U_{cmax} - U_{em}}{R_2 + R_4} = \frac{0 - 8}{7,5 + 4,12} = -0,69 \text{ mA} \quad (0,69 < 1 \text{ mA admis}).$$

Ambii curenți ies din amplificatorul integrat și suma lor este în valoare absolută

$$|I_1 + I_2| = 2,21 \text{ mA},$$

care depășește cu puțin valoarea admisă la început de 2 mA .

Pentru a putea realiza excursia necesară a tensiunii de ieșire se poate schimba tipul amplificatorului din ROB709 în $\beta A741$ care prezintă o valoare Δu mai mică sau se mărește tensiunea de alimentare cu $0,5 \text{ V}$ (în acest caz s-ar putea relua și calculele pentru a se obține rezistența R_5 mai mare). Adoptînd prima soluție, adică utilizînd amplificatorul $\beta A741$, toate calculele și concluziile anterioare rămîn valabile (există chiar o rezervă în creșterea rezistențelor R_1 , R_2).

Rezistența de ieșire minimă a sursei de curent va fi

$$R_{ieșire} = \left(\frac{R_5}{A_u} + \frac{R_4 R_5}{R_4 + R_5} \right) \frac{1}{4I} = \left(\frac{0,825}{0,659} + \frac{4,12 \cdot 0,825}{4,12 + 0,825} \right) \frac{100}{4 \cdot 0,5} = 97,5 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ k}\Omega$$

Pentru obținerea unei rezistențe de ieșire mai mare de $100 \text{ k}\Omega$ în acest caz este suficient ca una din rezistențe să fie selectată cu toleranță mai redusă, de exemplu R_4 , la care de altfel s-a și admis o eroare suplimentară la normalizare.

Curentul maxim consumat de la sursa de tensiune pozitivă va fi

$$I_{+E} \leq I_{A0} + |I_1 + I_2| + I_{emax} = 2,8 + 2,2 + 5 = 10 \text{ mA.}$$

iar de la sursa negativă

$$I_{-E} \leq I_{A0} + \frac{E}{R' + R''} \left(|I_1| + I_2 \right) = 2,8 + \frac{15}{18 + 12,9} + 1,52 = 4,8 \text{ mA.}$$

Deoarece $t_{emax} = 30^\circ \text{C}$, nu se face calculul puterii disipate pe capsulă.

4.2. PROIECTAREA UNUI TRANSFORMATOR FUNCȚIONAL CU CARACTERISTICĂ CU PANTA MONOTON VARIABILĂ

Amplificatorul operațional cu caracteristică de transfer neliniară, denumit în mod curent „transformator funcțional“, poate realiza o legătură între tensiunea de ieșire și de intrare care aproximează prin segmente o funcție impusă. Dacă această funcție prezintă o pantă monoton crescătoare sau descrescătoare și este plasată într-una din perechile de cadrane I—II și III—IV, ea poate fi aproximată cu ajutorul unui singur amplificator operațional care include o rețea de rezistențe și diode [5], [34]. Dacă funcția impusă nu îndeplinește condițiile de mai sus, atunci pentru implementarea ei sînt necesare mai multe amplificatoare operaționale [37] și rețele mai complicate.

Tipurile de funcții cu pantă monoton variabilă ce se pot realiza cu un singur amplificator operațional sînt prezentate în fig. 4.8 [34].

Funcția din fig. 4.8, *a* se realizează cu ajutorul circuitului din fig. 4.9 în care tensiunea de intrare este U_1 , iar U_2 reprezintă o tensiune fixă de deplasare paralelă a segmentului cu panta maximă — 01 — al funcției, astfel încît prelungirea lui să nu treacă prin origine. Prin intermediul tensiunii U_2 cantitatea ΔU_1 (marcată pe abscisă în fig. 4.8, *a*) poate fi făcută pozitivă sau negativă, după necesități. Printr-un divizor de tensiune, calculat corespunzător, tensiunea fixă U_2 se poate obține cu ajutorul uneia din tensiunile de alimentare ale amplificatorului.

Cazul în care $U_2=0$ este un caz particular care apare doar întîmplător. În acest caz, dacă tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare, nu se mai utilizează rezistența R_2 .

Circuitele care realizează celelalte funcții din fig. 4.8 se obțin pornind de la circuitul din fig. 4.9, prin următoarele operații:

- aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (funcția din fig. 4.8, *b*),
- inversarea sensului diodelor (funcția din fig. 4.8, *c*),
- ambele modificări de mai sus (funcția din fig. 4.8, *d*),
- inversarea semnului tensiunii E (funcția din fig. 4.8, *e*),
- inversarea semnului tensiunii E și aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (funcția din fig. 4.8, *f*),
- inversarea semnului tensiunii E și a sensului diodelor (funcția din fig. 4.8, *g*),
- toate cele trei modificări amintite mai sus (funcția din fig. 4.8, *h*).

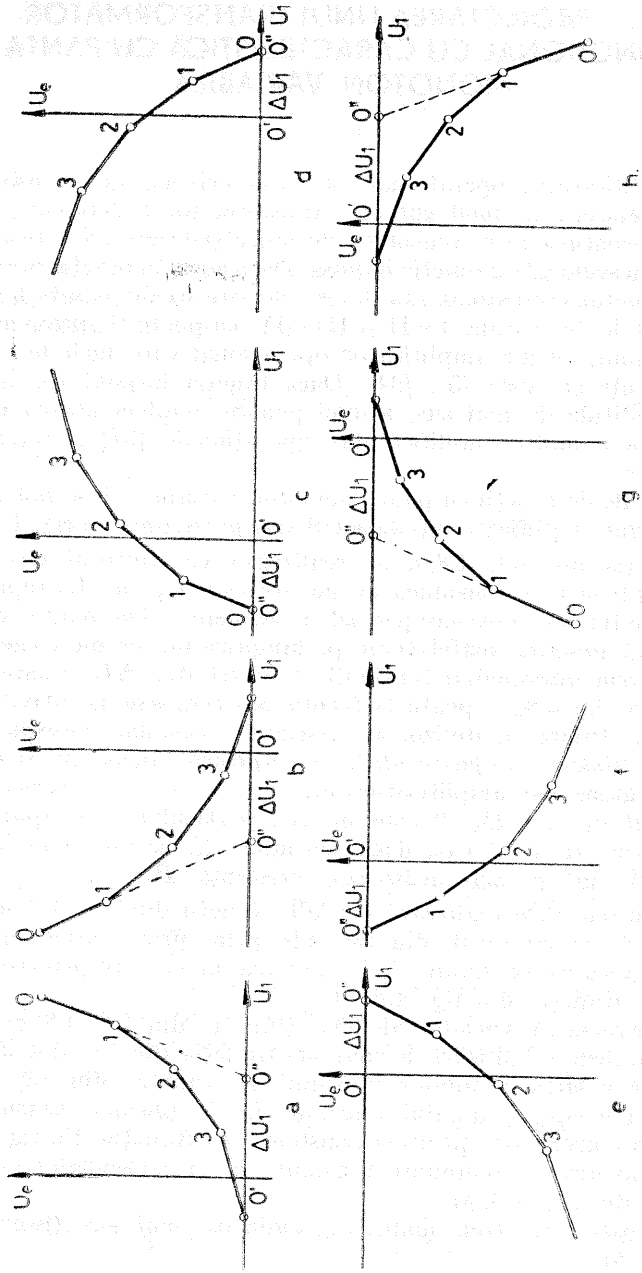


Fig. 4.8. Tipuri de caracteristici de transfer realizabile cu un amplificator operational.

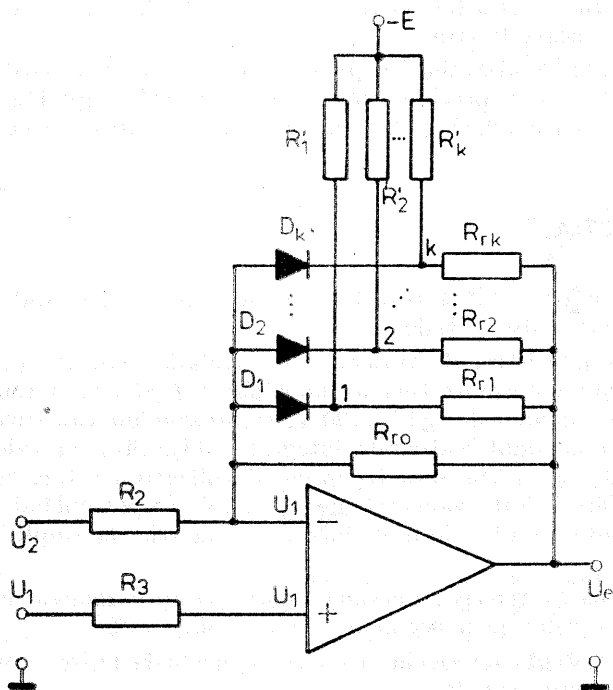


Fig. 4.9. Transformator funcțional pentru caracteristica din fig. 4.8, a

În cazul cînd tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare intrarea neinversoare se leagă la masă prin rezistența R_3 .

Punctele de frîngere ale acestor diagrame au fost notate astfel încît la toate, segmentul 01, cu pantă maximă, corespunde situației cînd toate diodele sînt blocate. În punctul 1 se deschide dioda D_1 , în punctul 2 — dioda D_2 etc.

La modificarea tensiunii U_2 diagrama unei funcții nu se deplasează paralelă cu ea însăși (cum pare la prima vedere). Punctele de frîngere se deplasează pe raze ce se întîlnesc într-un anumit punct, noile segmente rămîbind paralele cu cele anterioare dar avînd lungimi modificate. Deci, la experimentarea unui circuit, prin tensiunea U_2 se poate corecta numai o abatere de acest gen.

Ca o aplicație concretă în practică a acestui tip de transformator funcțional se poate cita aceea în care caracteristica neliniară a unui traductor se liniarizează prin transformator funcțional, pentru

a se transmite unui sistem de reglare automată sau unui instrument de măsură cu scală liniară.

Folosind o aproximare prin segmente cu o eroare relativă maximă de câteva procente și rezistențe cu toleranțe 1% se poate realiza o eroare relativă globală maximă de câteva procente.

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea transformatorului funcțional sînt necesare următoarele date inițiale :

– caracteristica de transfer care trebuie realizată (amplasată în cadranul corespunzător), avînd capătul de sus la o tensiune de ieșire sub valoarea de $\pm 16 \dots 20$ V, (reprezentînd valoarea maximă realizabilă la amplificatoarele integrate obișnuite), și valoarea absolută extremă a tensiunii U_1 în cazul aplicării acesteia la intrarea neînversoare – sub valoarea de 8–12 V (reprezentînd valoarea maximă admisă a tensiunii de intrare nesimetrice la amplificatoarele obișnuite),

– eroarea relativă maximă admisă la aproximarea caracteristicii de transfer prin segmente de dreaptă : e_r %,

– rezistența de sarcină ce se va conecta la ieșirea transformatorului funcțional : R_s ,

– viteza de variație maximă a tensiunii de intrare.

PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI FUNCȚIONAL

Pentru proiectarea transformatorului funcțional este necesar să se parcurgă următoarele etape :

a) Se stabilește numărul de segmente n cu care se va aproxima caracteristica de transfer, prin încercări, verificînd eroarea relativă maximă în cadrul fiecărui segment. Aceasta se definește ca în fig. 4.10, acolo unde tensiunea de ieșire citită pe segmentul de dreaptă se abate cel mai mult față de valoarea corespunzătoare (la aceeași tensiune de intrare) de pe caracteristica de transfer.

Eroarea relativă maximă trebuie să fie aproximativ aceeași pe toate segmentele. Atunci cînd ea coboară și sub valoarea impusă în datele inițiale, numărul de segmente stabilit este cel minim necesar.

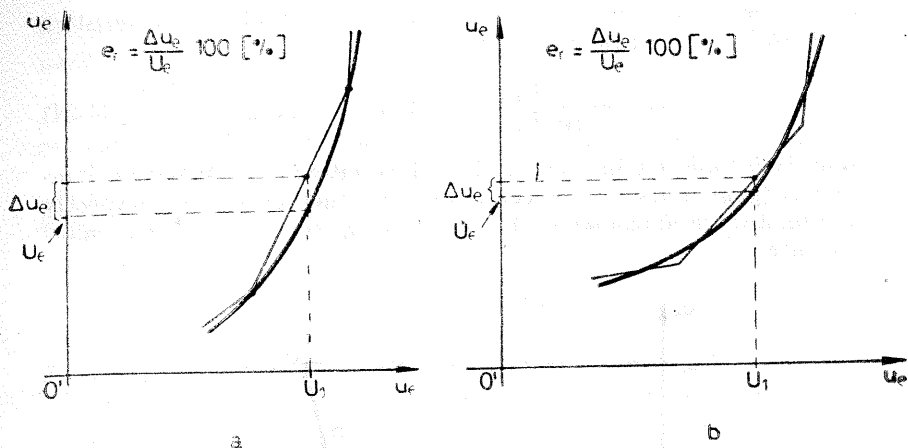


Fig. 4.10. Moduri de aproximare prin segmente a caracteristicii de transfer.

În fig. 4.10 se pot observa două moduri de aproximare prin segmente a caracteristicii de transfer: cu punctele de frângere pe caracteristică și cu punctele de frângere înafara caracteristicii. Cea de a doua soluție conduce la erori relative mai mici dar de ambele semne, ceea ce în unele cazuri constituie o situație avantajoasă.

Întrucât panta caracteristicii de transfer este monoton variabilă pentru realizarea unei erori relative maxime uniforme pe toate segmentele, punctele de frângere trebuie să fie mai apropiate unele de altele în zonele de curbură maximă, în special când acestea sînt amplasate în regiunea de valori reduse ale tensiunii de ieșire.

b) Se adoptă rezistențele de la intrarea inversoare a amplificatorului R_1 (cînd U_1 este aplicată prin R_1 la această intrare) și R_2 (cînd U_1 este aplicată la intrarea neinversoare). Rezistența R_2 poate fi luată egală cu R_1 . Aceste rezistențe se adoptă de valori cît mai mari dar respectînd condiția

$$R_{1,2} \leq tR_{i_{nr}}/100, \quad (4.33)$$

unde t reprezintă toleranța (în procente) cu care se vor adopta rezistențele din circuit în vederea realizării preciziei necesare (în general $t \geq 0,5 \dots 1\%$ deoarece precizia globală a transformatorului funcțional nu este mai bună de 1%).

c) Se determină pantele tuturor segmentelor caracteristicii de transfer cu relația recurentă

$$a_k = \frac{U_{ek} - U_{ek+1}}{U_{1k} - U_{1k+1}} \text{ pentru } k=0 \dots n, \quad (4.34)$$

unde tensiunile cu indicele k și $k+1$ se citesc în punctele de frîngere k (pentru $k=0$ este vorba de un punct de capăt), respectiv în punctul de frîngere $k+1$ (fig. 4.11) a_k se utilizează cu valori absolute.

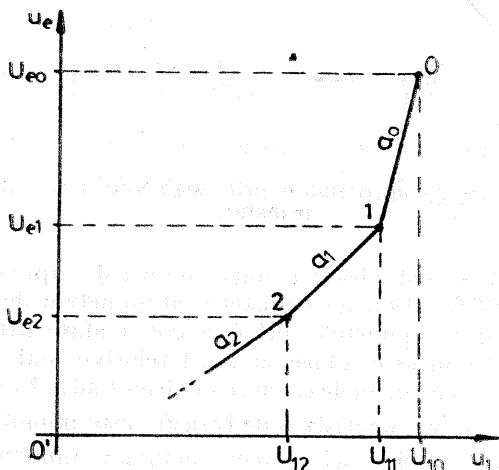


Fig. 4.11. Coordonatele punctelor de frîngere ale caracteristicii aproximative.

Dacă U_1 este aplicată la intrarea neînversoare și rezultă pante a_k subunitare sau foarte apropiate de 1 ($\leq 1,1$) este necesară divizarea acestei tensiuni printr-un divizor (avînd ieșirea legată la intrarea neînversoare) și refacerea caracteristicii de transfer.

În caz contrar rezultă fie rezistențe R_{rk} , R'_k prea mici, prin care se încarcă ieșirea amplificatorului cu curent mare, fie rezistențe negative.

d) Se determină rezistența de reacție R_{r0} cu relația

$$R_{r0} = a_0 R_1 \text{ sau } R_{r0} = (a_0 - 1) R_2, \quad (4.35)$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea înversoare (printr-o rezistență R_1) sau neînversoare. Rezistența R_{r0} se normalizează la o valoare cât mai apropiată de cea calculată (cu o abatere de

0,5...1%) sau se sortează cu precizie suficientă (în cazul realizării unor unicate).

e) Se adoptă tensiunea de alimentare $\pm E$ a amplificatorului avînd valoarea absolută cu cel puțin 2-3 V mai mare decît valoarea extremă a tensiunii de ieșire impusă de caracteristica de transfer.

f) Se determină succesiv perechile de rezistențe R_{rk} și R'_k (pentru $k=1\dots n$) cu ajutorul unui sistem de două ecuații [34]. Prima ecuație este dată de relația pantei segmentului corespunzător

$$\frac{R_{rech k}}{R_1} = a_k \quad \text{sau} \quad 1 + \frac{R_{rech k}}{R'_{ch2k}} = a_k, \quad (4.36)$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare sau neinversoare. În aceste relații se utilizează rezistențele echivalente

$$R_{rech k} = R_{r0} \parallel R_{r1} \parallel \dots \parallel R_{rk} \quad (4.37)$$

$$R'_{ch2k} = R_2 \parallel R'_1 \parallel \dots \parallel R'_k, \quad (4.38)$$

calculate considerînd pentru fiecare segment numai rezistențele de pe ramurile corespunzătoare diodelor aflate în conducție (rezistența dinamică a diodelor se neglijează).

Cea de a doua ecuație rezultă din condiția de deschidere a diodei D_k în punctul k al caracteristicii (la începutul segmentului):

$$\frac{U_{ek} + U_{D0}}{-E - U_{D0}} = \frac{R_{rk}}{R'_k} \quad \text{sau} \quad \frac{U_{ek} - U_{1k} + U_{D0}}{-E + U_{1k} - U_{D0}} = \frac{R_{rk}}{R'_k}, \quad (4.39)$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare sau neinversoare. În această relație, tensiunile E , U_{1k} și U_{ek} se introduc cu semnele lor. Mărimea U_{D0} reprezintă tensiunea de deschidere a diodelor și are valoarea de cca 0,1 V pentru germaniu și 0,4 V pentru siliciu.

Rezistențele se adoptă cu valorile foarte apropiate de cele calculate (cu o abatere de 0,5...1%) prin normalizare sau prin selectare.

g) Se calculează rezistența R_3 de la intrarea neinversoare cu una din relațiile

$$R_3 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{r0}, \quad (4.40)$$

cînd: tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 , $U_2 \neq 0$, iar segmentul 01 este segmentul cel mai apropiat de axa orizontală sau

$$R_3 = R_1 \parallel R_{rech k} \parallel R'_{ch2k}, \quad (4.41)$$

cînd tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 , $U_2 \neq 0$, iar segmentul 01 este cel mai îndepărtat de axa orizontală.

În aceste relații se ia $R_1 = \infty$ cînd tensiunea U_1 este aplicată la intrarea neinversoare (prin rezistența R_3) sau $R_2 = \infty$ cînd $U_2 = 0$, iar tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare.

Cînd tensiunea U_1 se divizează înainte de alpicarea la una din intrări, se utilizează în calculele de mai sus rezistența echivalentă a divizorului (cele două rezistențe în paralel).

h) Se determină tensiunea „de deplasare”, U_2 , cu una din relațiile

$$U_2 = -\Delta U_1 \frac{R_2}{R_1} \quad \text{sau} \quad U_2 = \Delta U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_{10}} \right), \quad (4.42)$$

după cum tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare sau neinversoare. Tensiunea ΔU_1 din această relație se citește pe axa orizontală a diagramei caracteristicii de transfer (fig. 4.8) între origine și punctul în care segmentul 01 sau prelungirea lui taie această axă.

Pentru realizarea tensiunii U_2 și a rezistenței R_2 se poate utiliza un divizor de tensiune alimentat de la una din cele două surse de polarități diferite disponibile, și dimensionat cu relațiile 4.24 și 4.25 din paragraful 4.1 sau un stabilizator cu diodă Zener, sortată corespunzător.

i) Se stabilește încărcarea cu curent a ieșirii amplificatorului folosind una din relațiile

$$\begin{aligned} |I_{emax}| = & (|U_{e0}| + |E|) \left(\frac{1}{R_{r1} + R'_1} + \dots + \frac{1}{R_{rk} + R'_k} \right) + \\ & + \frac{|U_{e0} - U_{10}|}{R_{r0}} + \frac{|U_{e0}|}{R_s}, \end{aligned} \quad (4.43)$$

pentru cazul caracteristicilor de transfer de tipurile date în fig. 4.8, *a* și *g* precum și pentru cazul celor date în fig. 4.8, *b* și *h* dar cu $U_{10} = 0$ sau

$$\begin{aligned} |I_{emax}| = & (|U_{ek+1} - U_{1k+1}| - |U_{D0}|) \left(\frac{1}{R_{r1}} + \dots + \frac{1}{R_{rk}} \right) + \\ & + \frac{|U_{ek+1} - U_{1k+1}|}{R_{r0}} + \frac{|U_{ek+1}|}{R_s}, \end{aligned} \quad (4.44)$$

pentru cazul caracteristicilor de transfer de tipurile date în fig. 4.8, *c* și *e*, precum și pentru cazul celor date în fig. 4.8, *d* și *f* dar cu $U_{1k+1} = 0$. Aici $k+1$ reprezintă punctul extrem al caracteristicii

de transfer de tipul specificat mai sus, iar R_s reprezintă rezistența sarcinii propriu-zise conectate între ieșirea amplificatorului și masă (în cazul cînd se cunoaște direct curentul de sarcină pentru valoarea extremă a tensiunii de ieșire acesta ia locul fracției $|U_e|/R_s$).

j) Se stabilește tipul amplificatorului utilizat în funcție de excursia maximă impusă pentru tensiunea de ieșire de către caracteristica de transfer, de valoarea maximă a tensiunii U_1 cînd aceasta este aplicată la intrarea neînversoare, de pierderea de tensiune Δu la curentul de ieșire maxim stabilit mai sus, de tensiunea E stabilită la punctul e. Astfel, trebuie îndeplinită condiția :

$$U_{emax} + \Delta u < E, \quad (4.45)$$

unde U_{emax} reprezintă valoarea extremă a tensiunii de ieșire (egală cu U_{e0} sau U_{ek+1}), iar Δu se stabilește cu ajutorul fig. 4.7.

Dacă nu este îndeplinită condiția de mai sus, tensiunea de alimentare E trebuie mărită corespunzător și trebuie reluat calculul de la punctul f. Desigur, tensiunea E nu poate depăși valorile maxime ale tensiunii de alimentare a amplificatoarelor uzuale, date în tabelul 4.1.

k) Se stabilește, dacă este cazul, corecția amplificatorului integrat, pentru valoarea cea mai redusă a amplificării calculate pentru intrarea înversoare (a_k sau $a_k - 1$, după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea înversoare sau neînversoare).

1) În cazul cînd tensiunea U_1 conține și o componentă variabilă în timp trebuie îndeplinită condiția

$$\left(\frac{du_e}{dt} \right)_{max} > \alpha_0 \left(\frac{du_1}{dt} \right)_{max}. \quad (4.46)$$

Viteza din membrul stîng depinde în special de amplificatorul utilizat, de corecția stabilită pentru el (de amplificare) și de rezistența de sarcină. Această viteză se poate găsi în tabelul 4.1 cu caracteristicile amplificatoarelor uzuale, dar dependența ei de R_s lipsește din cataloage. Se știe că amplificatorul $\beta A 741$ poate funcționa cu viteza din tabel pentru $R_s \geq 2 \text{ k}\Omega$, iar ROB709 – pentru $R_s \geq 10 \text{ k}\Omega$. Scăderea rezistenței sub aceste valori înrăutățește viteza. Prin urmare, condiția 4.46 trebuie îndeplinită considerînd și o rezervă în cazul unor valori R_s mai mici.

Cînd condiția 4.46 nu se poate îndeplini pentru nici un tip de amplificator uzual, trebuie utilizat un amplificator integrat de calitate superioară (ROB115, ROB702).

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un transformator funcțional avind caracteristica de transfer dată în fig. 4.12, rezistența de sarcină $R_s = 5 \text{ k}\Omega$, eroare relativă maximă $e_r = 2\%$, viteza de variație maximă a tensiunii U_1 este redusă ($0,2 \text{ V/ms}$).

Întrucit caracteristica de transfer nu are o curbură pronunțată, după câteva încercări se stabilește numărul de segmente necesar la trei. Coordonatele punctelor de capăt și de fringere sînt marcate pe grafic în dreptul acestora. Eroarea relativă maximă ce apare în dreptul punctelor de fringere 1 și 2 este de cca 2% .

Pentru realizarea caracteristicii care este de tipul dat în fig. 4.8, a este valabil circuitul transformatorului funcțional din fig. 4.9 fără modificări.

Admițind că se va utiliza un amplificator integrat de tip $\beta A741$ cu rezistența de intrare tipică de $2 \text{ M}\Omega$ și rezistențe cu toleranță de 1% rezultă

$$R_2 \leq \frac{tR_{intr}}{100} = \frac{12\ 000}{100} = 20 \text{ k}\Omega,$$

și se adoptă $R_2 = 10 \text{ k}\Omega \pm 1\%$.

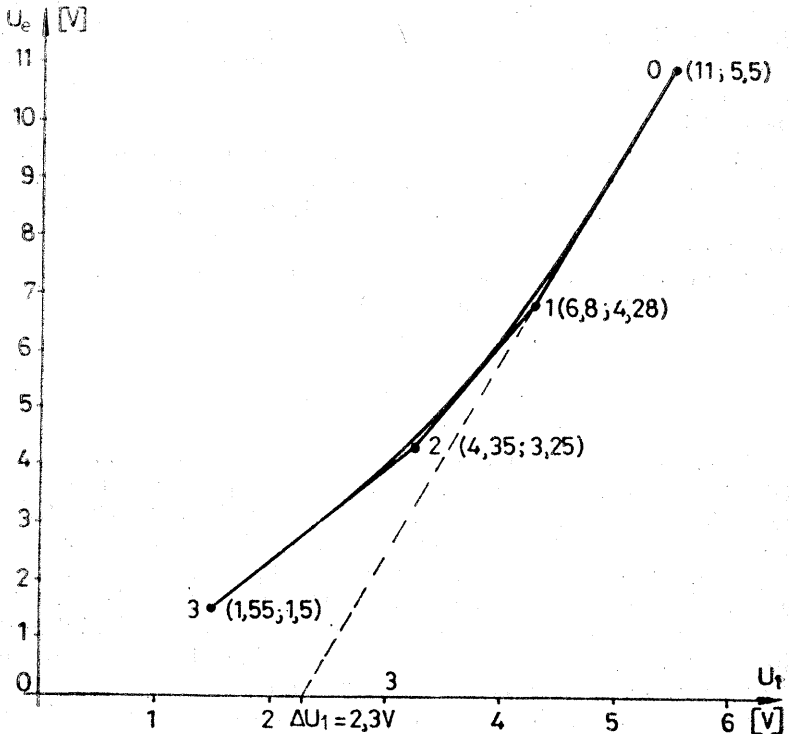


Fig. 4.12. Caracteristica de transfer a transformatorului funcțional proiectat.

Pantele segmentelor caracteristicii de transfer sînt

$$a_0 = \frac{U_{e0} - U_{e1}}{U_{10} - U_{11}} = \frac{11 - 6,8}{5,5 - 4,28} = 3,45,$$

$$a_1 = \frac{U_{e1} - U_{e2}}{U_{11} - U_{12}} = \frac{6,8 - 4,35}{4,28 - 3,25} = 2,38,$$

$$a_2 = \frac{U_{e2} - U_{e3}}{U_{12} - U_{13}} = \frac{4,35 - 1,55}{3,25 - 1,50} = 1,60.$$

Nu este necesară divizarea tensiunii de intrare U_1 deoarece $a_2 > 1,1$.

Rezistența de reacție R_{r0} este

$$R_{r0} = (a_0 - 1) R_2 = (3,45 - 1) 10 = 24,5 \text{ k}\Omega.$$

Tensiunile de alimentare se adoptă $\pm E = \pm 15$ deoarece

$$E > U_{e0} + 2 \dots 3 = 11 + 2 \dots 3 = 13 \dots 14 \text{ V}.$$

Prima pereche de rezistențe, R_{r1} și R'_1 se determină din sistemul de ecuații

$$a_1 = 1 + \frac{R_{rech1}}{R'_{ech21}} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} 2,38 = 1 + \frac{24,5 R_{r1} (10 + R'_1)}{10 R'_1 (24,5 + R_{1r})} \\ \frac{U_{e1} - U_{11} + U_{D0}}{-E + U_{11} - U_{D0}} = \frac{R_{r1}}{R'_1} \end{cases}$$

$$\text{cu } R_{rech1} = \frac{R_{r0} R_{r1}}{R_{r0} + R_{r1}} = \frac{24,5 R_{r1}}{14,5 + R_{r1}} \text{ și } R'_{ech21} = \frac{R_2 R'_1}{R_2 + R'_1} = \frac{10 R'_1}{10 + R'_1}.$$

și s-au considerat diode de germaniu cu $U_{D0} = 0,1 \text{ V}$ și rezistența dinamică negli-
jabilă. Prin rezolvarea sistemului se obțin

$$R_{r1} = 28,5 \text{ k}\Omega \quad \text{și} \quad R'_1 = 208,5 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{rech1} = 13,18 \text{ k}\Omega \quad \text{și} \quad R'_{ech21} = 9,55 \text{ k}\Omega.$$

A doua pereche de rezistențe, R_{r2} și R'_2 se determină din sistemul de ecuații

$$\begin{cases} a_2 = 1 + \frac{R_{rech2}}{R'_{ech22}} \\ \frac{U_{e2} - U_{12} + U_{D0}}{-E + U_{12} - U_{D0}} = \frac{R_{r2}}{R'_2} \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} 1,6 = 1 + \frac{13,18 R_{r2} (9,55 + R'_2)}{9,55 R'_2 (13,18 + R_{r2})} \\ \frac{4,35 - 3,25 + 0,1}{15 + 3,25 - 0,1} = \frac{R_{r2}}{R'_2} \end{cases}$$

$$\text{cu } R_{rech2} = \frac{R_{rech1} R_{r2}}{R_{rech1} + R_{r2}} = \frac{13,18 R_{r2}}{13,18 + R_{r2}} \text{ și } R'_{ech22} = \frac{R'_{ech21} R'_2}{R'_{ech21} + R'_2} = \frac{9,55 R'_2}{9,55 + R'_2}$$

Astfel: $R_{r2} = 9,05 \text{ k}\Omega$ și $R = 136,8 \text{ k}\Omega$.

Rezistențele calculate mai sus se normalizează la valorile [10]

$$R_{r0} = 24,3 \text{ k}\Omega \pm 1\% \qquad R_{r2} = 9,09 \text{ k}\Omega \pm 1\%$$

$$R_{1r} = 28,3 \text{ k}\Omega \pm 1\% \qquad R'_2 = 137 \text{ k}\Omega \pm 1\%$$

$$R'_1 = 210 \text{ k}\Omega \pm 1\%$$

Tensiunea de deplasare U_2 va fi

$$U_2 = \Delta U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_{r0}} \right) = 2,3 \left(1 + \frac{10}{24,5} \right) = 3,24 \text{ V.}$$

Ea se realizează împreună cu R_2 printr-un divizor de tensiune pe baza relațiilor

$$\begin{cases} U_2 = E \frac{R''}{R' + R''} \\ R_2 = R' \parallel R'' \end{cases} \text{ sau } \begin{cases} 3,24 = 15 \frac{R''}{R' + R''} \\ 10 = \frac{R' \cdot R''}{R' + R''} \end{cases}$$

din care rezultă rezistențele $R' = 46,3 \text{ k}\Omega$, $R'' = 12,8 \text{ k}\Omega$ ce se normalizează la valorile: $R' = 46,4 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ și $R'' = 12,7 \text{ k}\Omega \pm 1\%$.

Curentul maxim de ieșire al amplificatorului, conform relației 4.43, va fi (cu valori absolute)

$$\begin{aligned} I_{emax} &= (U_{e0} + E) \left(\frac{1}{R_{r1} + R'_1} + \frac{1}{R_{r2} + R'_2} \right) + \frac{U_{e0} - U_{10}}{R_{r0}} + \frac{U_{e0}}{R_s} = \\ &= (11 + 15) \left(\frac{1}{28,3 + 210} + \frac{1}{9,09 + 137} \right) + \frac{11 - 5,5}{24,3} + \frac{11}{5} = 2,71 \text{ mA.} \end{aligned}$$

Pentru acest curent, din fig. 4.7 se citește în cazul unui amplificator de tip $\beta A 741$: $\Delta u = 1; 3 \text{ V}$ astfel încât

$$U_{emax} + \Delta u = 11 + 1,3 = 12,3 < E = 15 \text{ V.}$$

Deci, din punct de vedere al tensiunilor de alimentare amplificatorul adoptat corespunde pentru datele impuse.

Amplificatorul de tip $\beta A 741$ nu necesită corecție. El îndeplinește condiția

$$\left(\frac{du_e}{dt} \right)_{max} = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s} \gg a_0 \left(\frac{du_1}{dt} \right)_{max} = 3,45 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} = 0,69 \cdot 10^{-3} \text{ [V}/\mu\text{s}].$$

4.3. PROIECTAREA UNUI OSCILATOR SINUSOIDAL LC IN PUNTE CU FRECVENȚĂ FIXĂ

Oscilatoarele LC în punte [38] se pot realiza și cu amplificator operațional [39] având performanțe deosebite datorită amplificării mari a acestuia. Din același motiv, reglajul de amplitudine se poate realiza mai simplu, cu o singură diodă (fig. 4.13), fără ca distorsiunile neliniare să crească prea mult [39].

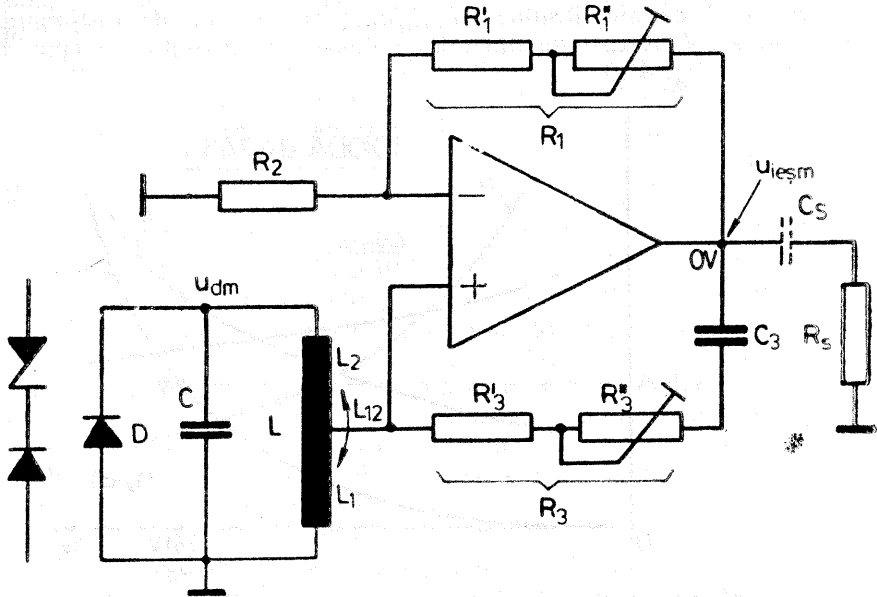


Fig. 4.13. Oscilator LC în punte cu amplificator operațional.

Ținând cont de faptul că oscilatorul în punte poate asigura cea mai bună stabilitate a frecvenței dintre oscilatoarele fără cuarț [38] și de posibilitatea compensării termice a elementului de reglare a amplitudinii, schema din fig. 4.13 reprezintă o soluție simplă de oscilator cu performanțe ridicate, de frecvență fixă (de la frecvențe joase pînă la o frecvență limitată de amplificatorul integrat utilizat).

Conform studiului stabilității frecvenței din [38] este indicat ca raportul rezistențelor ce realizează reacția negativă să fie :

$$\frac{R_1}{R_2} \cong 1. \quad (4.47)$$

Această condiție nu poate fi întotdeauna îndeplinită și anume, atunci când ea ar conduce la o rezistență R_3 de valoare redusă (aceasta ar cauza încărcarea ieșirii amplificatorului și creșterea valorii condensatorului de cuplaj C_3).

Stabilirea amplitudinii tensiunii pe circuitul oscilant (deci pe diodă) se face pe baza unor considerații legate de eficiența reglajului și valoarea distorsiunilor neliniare introduse (fig. 4.14). În cazul utilizării unei diode simple de siliciu, tensiunea u_{dm} se stabilește acolo unde aceasta prezintă o rezistență dinamică de ordinul $0,5 \dots 1,5 \text{ k}\Omega$ (valori mai mari pentru factori de calitate ai circuitului oscilant mai mari), realizându-se un compromis între eficiența reglajului de amplitudine $\Delta u_{iesm}/u_{iesm}$ și factorul de distorsiuni armonice d . Rezistența dinamică a diodei este definită așa cum se arată în fig. 4.15.

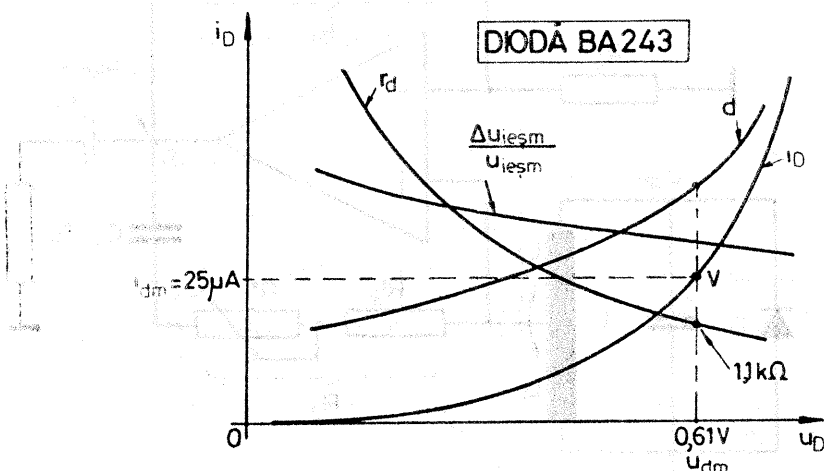


Fig. 4.14. Stabilirea amplitudinii tensiunii pe dioda de reglaj.

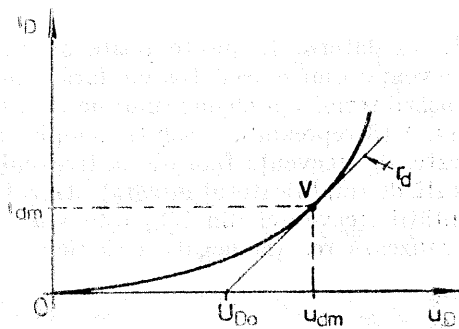


Fig. 4.15. Definirea rezistenței dinamice a diodei de reglaj.

Oscilatorul din fig. 4.13 se poate realiza și fără diodă de reglaj, caz în care se pot obține următoarele performanțe [39]:

- factor de distorsiuni (cu circuit integrat selectat) $d=0,08\%$,
- stabilitatea frecvenței la temperatură constantă ($\Delta f/f$): $1,5 \cdot 10^{-3}$,
- stabilitatea amplitudinii la temperatură constantă ($\Delta u_{iesm}/u_{iesm}$): $0,5 \cdot 10^{-2}$,
- variația relativă a frecvenței cu temperatura: $1,2 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$,
- variația relativă a amplitudinii cu temperatura: $3,7 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

Rezultatele s-au obținut utilizând condensator cu polistiren, bobină cu miez de ferită tip oală din material MZ5 [40] și un raport $R_1/R_2=4$.

La un oscilator cu reglaj de amplitudine prin diodă simplă se obțin următoarele performanțe (în aceleași condiții):

- factor de distorsiuni $d=0,175\%$,
- stabilitatea frecvenței la temperatură constantă: $10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-5}$,
- stabilitatea amplitudinii la temperatură constantă: $7 \cdot 10^{-4}$,
- variația relativă a frecvenței cu temperatura: $1,2 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$,
- variația relativă a amplitudinii cu temperatura: $3,7 \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

În cazul prevederii reglajului de amplitudine, variația tensiunii de alimentare și a sarcinii amplificatorului nu are practic efect asupra amplitudinii tensiunii de ieșire. În schimb, așa cum se observă din datele de mai sus, variația temperaturii înrăutățește performanțele oscilatorului cu reglaj prin diodă (ceea ce era de așteptat din cauza modificării caracteristicii diodei cu temperatura). Prin reglaj de amplitudine cu diodă simplă distorsiunile neliniare se dublează, dar rămân încă acceptabile.

În cazul utilizării pentru reglaj de amplitudine a unei diode compuse dintr-o diodă simplă și o diodă Zener (cu tensiunea nominală 4,7...5,6 V) în scopul compensării termice, tensiunea u_{dm} nu se mai poate stabili acolo unde rezistența dinamică este de ordinul prezentat mai sus, deoarece rezultă fie o rezistență R_3 de valoare prea redusă, fie o amplitudine prea mare a tensiunii de ieșire, cu consecințe cunoscute. Prin urmare, în acest caz, tensiunea u_{dm} se stabilește acolo unde r_d are valoarea de câțiva k Ω ($u_{dm}=3,1 \dots 4,1$ V pentru $r_d=2,5 \dots 3,5$ k Ω). Desigur, prin aceasta eficiența reglajului se reduce.

Dioda Zener din dioda compusă se stabilește prin încercări, deoarece ea poate compensa variația amplitudinii tensiunii de ieșire datorată și altor cauze (modificarea elementelor L , C). Prin utilizarea unei diode compuse se poate ușor asigura o variație re-

lativă a amplitudinii tensiunii de ieșire cu temperatura de 10 ori mai mică decât cu diodă simplă.

Folosirea diodei Zener în dioda compusă conduce însă și la o serie de dezavantaje din cauza curentului mai mare în puncte cu rezistență r_d de ordinul kiloohmilor și din cauza variației mai lente a acesteia cu tensiunea (cotul caracteristicii este la curent mult prea mare și cu o rezistență dinamică mult prea mică pentru a se putea plasa acolo punctul V). Acest lucru conduce la distorsiuni neliniare de 3...4 ori mai mari decât în lipsa reglajului de amplitudine, la o eficiență mai scăzută a reglajului și la o rezistență R_3 mai redusă [39].

O soluție foarte bună pentru diminuarea efectului temperaturii este aceea a utilizării drept diodă a unei joncțiuni de tranzistor din circuitul integrat β A 726 („arie de tranzistoare termostată”) care prin termostatarea plachetei de siliciu asigură menținerea diodei de reglaj la temperatura constantă de 90 °C (peste t_{max}) [16].

Dacă se termostatează întregul oscilator se poate beneficia de performanțele foarte bune date mai sus pentru temperatură constantă :

- stabilitatea frecvenței : $10^{-4} \dots 2 \cdot 10^{-5}$,
- stabilitatea amplitudinii : $7 \cdot 10^{-4}$.

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea oscilatorului sînt necesare următoarele date inițiale :

- frecvența tensiunii de ieșire : f_0 ,
- amplitudinea tensiunii de ieșire : u_{iesm} ,
- rezistența de sarcină : R_s ,
- necesitatea compensării termice a amplitudinii tensiunii de ieșire,
- stabilitatea frecvenței și amplitudinii (nu mai bune decât valorile realizabile citate mai înainte) : $\Delta f/f$ și $\Delta u_{iesm}/u_{iesm}$,
- tipul cuplajului cu sarcina.

Pentru realizarea unor distorsiuni neliniare reduse se va limita, pe cît posibil, tensiunea de ieșire u_{iesm} , la cîtiva volți.

Este bine ca rezistența de sarcină R_s să fie de valoare mai mare atunci cînd frecvența depășește cîteva zeci de kHz, deoarece viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire se cunoaște numai pentru anumite valori ale acestei rezistențe.

PROIECTAREA OSCILATORULUI

La proiectarea oscilatorului este necesar să se parcurgă următoarele etape :

a) Se stabilește tipul amplificatorului integrat necesar, tensiunea de alimentare a acestuia și amplificarea minimă posibilă pentru intrarea inversoare ($A_u = R_1/R_2$), în funcție de amplitudinea și frecvența tensiunii de ieșire. În acest scop se utilizează diagramele din fig. 4.5, sau relația

$$A_u > \frac{2\pi f_0 u_{ieffm}}{\left| \frac{du_e}{dt} \right|_{max} A_v = 1} . \quad (4.48)$$

Atît diagramele cît și viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire $(du_e/dt)_{max}$ sînt date în catalog pentru o rezistență de sarcină ce depășește o anumită valoare (2 k Ω la circuitul β A 741, 10 k Ω la ROB709, neprecizată la circuitul ROB101). Pentru o rezistență de sarcină mai mică, viteza maximă de creștere scade și se reduce, de asemenea, amplitudinea tensiunii cu o frecvență dată ce se poate obține. De acest lucru trebuie ținut cont la adoptarea amplificatorului. Dacă R_s este mai mică decît valorile precizate mai sus, amplificatorul și amplificarea se vor stabili astfel încît să existe o rezervă în realizarea amplitudinii tensiunii de ieșire.

Pentru ca amplificatorul integrat să poată asigura excursii mărite de tensiune de ieșire la frecvențe mai mari (du_e/dt mai mari) trebuie utilizate tensiuni de alimentare în valoare absolută $E \geq 15$ V.

Este în general posibil să se corecteze amplificatorul de tip ROB709 cu amplificare apropiată de $A_u = 1$, cu capacități de două ori mai mici decît cele specificate de catalog, ceea ce asigură amplitudini sau frecvențe mai mari.

Dacă este posibil se va adopta o amplificare A_u apropiată de 1 atunci cînd se impune o stabilitate mai bună a frecvenței și amplitudinii oscilațiilor.

b) Se stabilește orientativ valoarea inductanței bobinei ținînd cont de datele din tabelul 4.2, referitoare la miezuri de ferită de tip oală [40] și de faptul că un factor de calitate mai mare se obține atunci cînd produsul dintre numărul de spire și diamterul conductorului de bobinaj la pătrat (Nd^2) este mai mare.

Diame- trul exte- rior	Diame- trul co- loanei	Înălțimea fe- restrei [mm]	Întrefier [mm]	Inductanță spe- cifică A_L [H/sp ²]	N_{max}			Inductanță și frecvență recomandată
					pentru diametrul conductorului neizolat [mm]			
Înălțime [mm]	Diame- trul inter- rior [mm]				0,14	0,20	0,25	
$\frac{14}{8,5}$	$\frac{6}{11,6}$	5,6	0,1	0,2	280	135	90	≤ 15 mH
			0,3	0,1				10...100 kHz
			1,0	0,04				
$\frac{23}{17,20}$	$\frac{11,2}{18}$	11,3	0,2	0,4	820	400	255	10...250 mH
			0,3	0,28				2...10 kHz
			0,8	0,16				
$\frac{34}{28,2}$	$\frac{14}{27}$	20,1	0,1	1	2 350	1 150	735	200...5 000 mH
			0,2	0,63				≤ 2 kHz
			0,3	0,475				
			0,8	0,25				

Pentru un diametru de conductor diferit de cele date în tabel se poate determina N_{max} cu factor de umplere de cea 0,35.

Astfel, adoptându-se unul din miezurile de mai sus în funcție de frecvența recomandată în tabel, un anumit diametru de conducător și un număr de spire rezultă

$$L \cong A_L N^2 \cdot 10^{-6} \quad [H], \tag{4.49}$$

unde A_L reprezintă „inductanța specifică“ sau inductanța corespunzătoare unei singure spire.

Pentru frecvențe mai mari de 100 kHz se pot utiliza miezuri specifice, schimbându-se în acest caz doar calculul bobinei și pierderilor ei.

c) Cu valoarea L orientativă de mai sus se determină capacitatea condensatorului din circuitul oscilant LC derivație, utilizând relația dedusă din aceea a frecvenței de rezonanță

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L}, \tag{4.50}$$

care se adoptă de valoare normalizată cu toleranță redusă, dacă este posibil de tipul cu polistiren (stiroflex), care prezintă pierderi mici (neglijabile în general) și coeficient de temperatură mai mic față de alte tipuri de condensatoare [10].

Întrucît, în mod uzual, nu se găsesc condensatoare cu polistiren peste 24 nF și din motive de gabarit, nu se utilizează mai mult decît două condensatoare în paralel, pentru valori C mai mari trebuie utilizate condensatoare cu poliester (mylar) sau policarbonat, care au pierderi mai mari.

După adoptarea capacității C se recalculează valoarea inductivității necesare cu ajutorul relației 4.50 și numărul de spire necesar cu ajutorul relației 4.49. Întrucît inductanța specifică A_L are o dispersie de ordinul procentelor, la realizarea bobinei se va lăsa un capăt de conductor mai lung pentru a se putea adăuga spire după măsurare.

d) Dacă nu se impune în datele inițiale o compensare termică a amplitudinii tensiunii de ieșire și se folosește pentru reglaj o diodă simplă, se adoptă tensiunea de vîrf pe aceasta astfel încît să se impună o rezistență dinamică în jurul valorii de 1 k Ω . În fig. 4.16 se prezintă caracteristicile curenț - tensiune a două tipuri

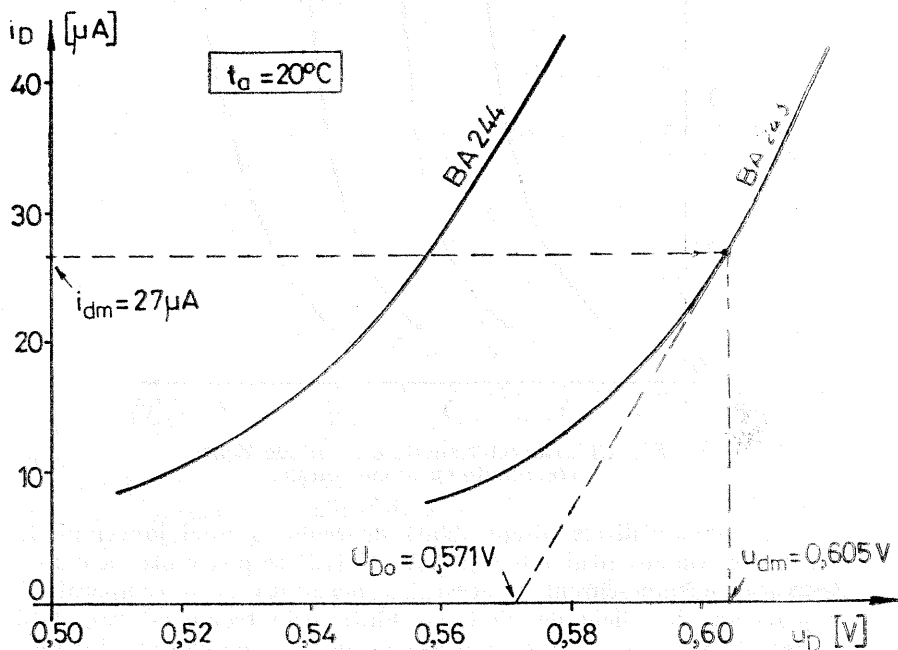


Fig. 4.16. Caracteristicile diodelor de siliciu BA 244 și BA 243.

de diode de siliciu, în zona curenților foarte reduși, care se pot utiliza atunci când temperatura mediului este în jur de 20 °C.

În cazul când se impune o compensare termică a amplitudinii tensiunii de ieșire se poate utiliza soluția cu diodă compusă (această soluție necesită încercări experimentale). Tensiunea de vîrf trebuie adoptată astfel încît rezistența dinamică a diodei compuse să fie în jur de 2,5...3,4 k Ω . În fig. 4.17 se prezintă caracteristicile curent-tensiune (în zona curenților foarte mici) pentru cîteva diode compuse.

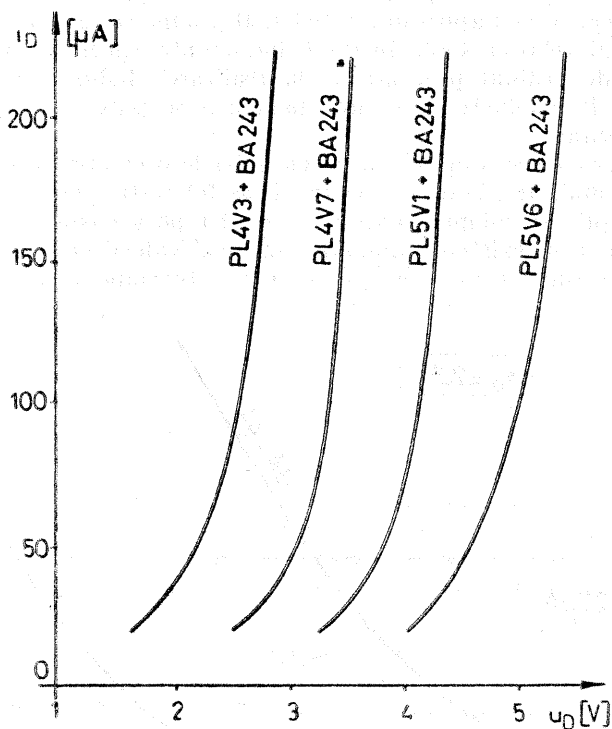


Fig. 4.17. Caracteristicile unor diode Zener combinate cu diode simple.

În cazul utilizării drept diodă de reglaj a unei joncțiuni de tranzistor din circuitul integrat $\beta A 726$ [16] se poate utiliza caracteristica tensiune-curent a acestuia, măsurată la o temperatură a plachetei de siliciu de 90 °C (stabilită prin termostatare), dată în fig. 4.18. În acest caz se poate asigura o compensare termică a tensiunii pe dioda de reglaj și în bună măsură — a amplitudinii

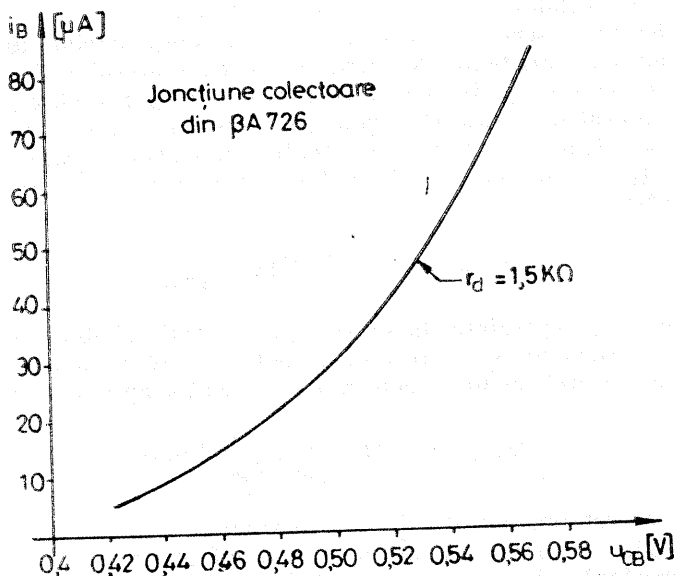


Fig. 4.18. Caracteristica unei jonctiuni colectoare din circuitul integrat $\beta A 726$.

tensiunii de ieșire a oscilatorului. Tensiunea de vîrf se stabilește acolo unde r_d este în jur de $1,5 \text{ k}\Omega$.

În toate cele trei cazuri de mai sus, rezistența dinamică se determină conform construcției grafice din fig. 4.15 și a relației

$$r_d = \frac{u_{dm} - u_{p0}}{i_{dm}}. \quad (4.51)$$

e) Se stabilește factorul de conectare al bobinei cu relația

$$k = \frac{1}{1 + A_u} \frac{u_{tesm}}{u_{dm}}. \quad (4.52)$$

Dacă valoarea factorului de conectare rezultă mai mare decît 1 (ceea ce ar însemna conectarea diodei la o priză a bobinei) se adoptă $k=1$ și se mărește amplificarea A_u la valoarea rezultată din relația de mai sus (desigur dacă relația 4.48 permite).

f) Se stabilește numărul de spire N_1 al secțiunii bobinei dintre capătul de jos și priză (4) rezolvînd sistemul de ecuații

$$N_1 = N \sqrt{\frac{L_1}{L}}, \quad N - N_1 = \sqrt{\frac{L_2}{L}}, \quad k = \frac{L + L_1 - L_2}{2L}, \quad (4.53)$$

în care N_1 , L_1 și L_2 sînt necunoscute.

g) Se stabilește rezistența de pierderi a circuitului oscilant (considerată în serie) R_{ps} care include rezistența bobinei în curent continuu R_L , rezistența de pierderi a condensatorului R_{psc} (cînd acesta nu este cu polistiren) și rezistența corespunzătoare pierderilor în miezul de ferită R_f , printr-una din următoarele trei căi:

— Se stabilesc cele trei rezistențe componente separat. Astfel, rezistența R_L se măsoară la bobina executată ori se calculează cu relația

$$R_L \cong \frac{2,25 \cdot 10^{-4} \pi N D_{med}}{d^2} \quad [\Omega], \quad (4.54)$$

în care D_{med} reprezintă diametrul spirei medii a bobinei în [mm] iar d — diametrul conductorului de bobinaj fără izolație în [mm]. Diametrul spirei medii se determină cu relația aproximativă

$$D_{med} = D_c + (D_i - D_c) \frac{N}{N_{max}} \quad [\text{mm}], \quad (4.55)$$

unde: D_c este diametrul coloanei miezului,

D_i — diametrul interior al miezului (date în tabelul 4.2).

Rezistența de pierderi a condensatorului se stabilește în general cu relația

$$R_{psc} = \frac{\text{tg } \delta'}{2\pi f_0 C}, \quad (4.56)$$

unde $\text{tg } \delta'$ reprezintă tangenta unghiului de pierderi a condensatorului [10] la frecvența de oscilație. Valoarea maximă a acesteia este dată în catalog doar pentru anumite frecvențe. Pentru condensatoare cu polistiren se poate neglija R_{psc} pînă la frecvențe de 1 MHz, în timp ce pentru condensatoare cu poliester această rezistență are va ori importante. Pentru cîteva condensatoare cu poliester se dau în fig. 4.19 curbele de variație ale acestei rezistențe în funcție de frecvență.

Rezistența corespunzătoare pierderilor în miez se poate calcula cu relația

$$R_f = 2\pi f_0 L \text{tg } \delta'', \quad (4.57)$$

în care $\text{tg } \delta''$ reprezintă tangenta unghiului de pierderi a bobinelor cu oală de ferită dată în fig. 4.20 în funcție de frecvență (determinată experimental).

Rezultă în final rezistența de pierderi totală

$$R_{ps} = R_L + R_{psc} + R_f. \quad (4.58)$$

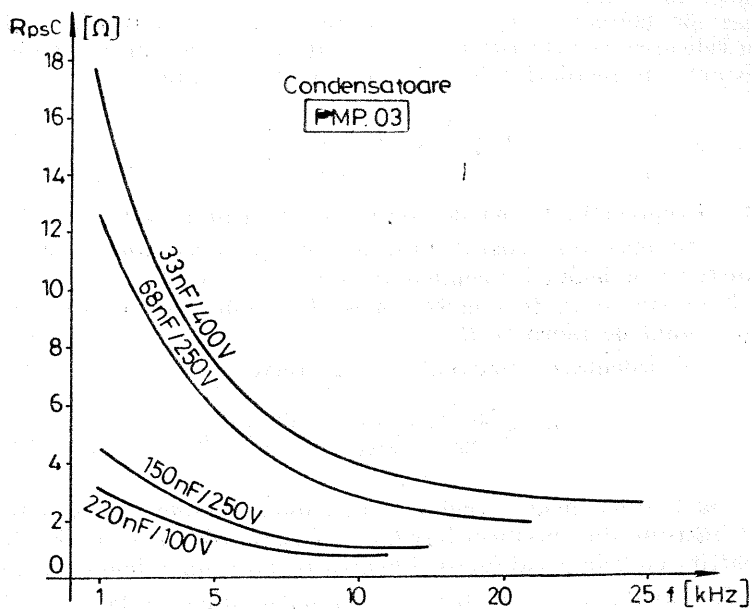


Fig. 4.19. Rezistența de pierderi serie a unor condensatoare cu poliester.

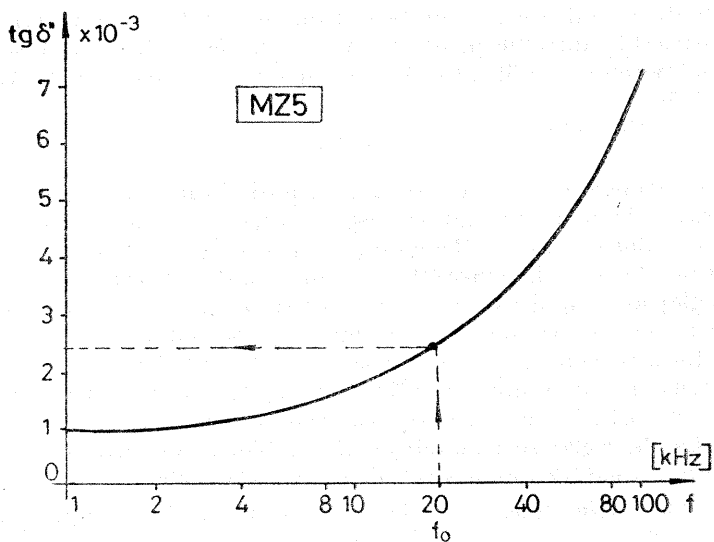


Fig. 4.20. Tangenta unghiului de pierderi a miezurilor de ferită tip oală din material MZ 5.

— Se măsoară factorul de calitate Q_0 al circuitului oscilant prin ridicarea caracteristicii de frecvență a acestuia și se calculează rezistența de pierderi serie din factorul de calitate

$$Q_0 = \frac{f_0}{B}, \quad R_{ps} = \frac{2\pi f_0 L}{Q_0}, \quad (4.59)$$

unde B reprezintă banda de trecere a circuitului oscilant LC .

— Se măsoară separat tangenta de pierderi sau rezistențele de pierderi ale bobinei și condensatorului, la frecvența f_0 , cu o punte potrivită sau cu un Q — metru și se determină din acestea rezistența totală de pierderi R_{ps} .

h) Se calculează rezistența R_3 cu relația

$$R_3 \cong \frac{2,2 A_u r_a - 2\pi f_0 L}{2,2 r_a + 2\pi f_0 L} \cdot \frac{(2\pi f_0 L)^2}{R_{ps}} k^2, \quad (4.60)$$

în cazul folosirii pentru reglaj a unei diode simple (sau joncțiune de tranzistor din circuitul integrat $\beta A 726$), sau cu aceeași relație împărțită cu 2 în cazul folosirii pentru reglaj a unei diode compuse.

Rezistența R_3 se realizează (cel puțin pînă în faza reglării) cu posibilitate de reglaj de cea $\pm 25\%$.

i) Se adoptă rezistența R_2 de valoare mult mai mică decît rezistența de intrare a amplificatorului integrat, dar nu mai mică de cîtiva $k\Omega$ întrucît poate rezulta și R_1 de valoare redusă, încărcînd ieșirea amplificatorului. Se determină apoi rezistența R_1 cu relația

$$R_1 = A_u R_2. \quad (4.61)$$

Aceasta trebuie să aibă, de asemenea, posibilitatea de reglaj de cea $\pm 10\%$. Cele două reglaje servesc la ajustarea tensiunilor u_{dm} și u_{iesm} la valorile impuse. Reglajul practic este greoi, deoarece fiecare din cele două reglaje are efect asupra ambelor tensiuni. Pentru un reglaj mai rapid este necesar să se respecte următoarea regulă: pentru creșterea (reducerea) tensiunii u_{dm} se reduce (mărește) amplitudinea tensiunii u_{iesm} cu ajutorul lui R_1^r (fig. 4.13) și apoi se reface tensiunea de ieșire cu ajutorul lui R_3^r . Reglajul se face succesiv, de cîteva ori pînă la stabilirea valorilor impuse u_{dm} și u_{iesm} . După operația de reglaj rezistențele semivariabile se pot înlocui cu rezistențe fixe (mai ales cînd sînt cu peliculă de carbon).

j) Se verifică încărcarea ieșirii amplificatorului integrat. Astfel

$$i_{em} = \frac{u_{iesm}}{R_s \parallel (R_1 + R_2) \parallel (R_3 + R_{ech})}, \quad (4.62)$$

unde R_{ech} este rezistența prezentată la priză de circuitul oscilant (incluzînd dioda de reglaj). Oscilatorul fiind de tipul în punte

$$R_{ech} = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad (4.63)$$

Cu ajutorul diagramelor din fig. 4.4 se verifică posibilitatea realizării excursiei de tensiune de ieșire necesare (condiție îndeplinită de obicei)

$$u_{emax} > u_{iesm} \quad (4.64)$$

De asemenea, în cazul în care tensiunea u_{iesm} este apropiată de valoarea limită ce se poate obține cu amplificatorul integrat adoptat la frecvența f_0 , se verifică dacă numitorul relației 4.62, care reprezintă sarcina totală a amplificatorului, nu este sensibil mai mic decît rezistența de sarcină pentru care s-a stabilit la punctul a viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire sau amplitudinea maximă posibilă a tensiunii de ieșire. Dacă este așa și nu se mai poate mări rezistența totală de sarcină se va adopta o amplificare mai mare sau un amplificator integrat cu performanțe superioare.

k) Se dimensionează condensatorul de cuplaj C_3 cu relația restrictivă

$$C_3 \geq \frac{50}{2\pi f_0 R_3} \quad (4.65)$$

Oricît orice defazaj introdus de acesta produce abaterea de la rezonanță a circuitului oscilant cu consecințele: modificarea frecvenței de oscilație și a amplitudinilor tensiunilor u_{am} , u_{iesm} .

Condensatorul C_s este un condensator de cuplaj care se dimensionează cu relația

$$C_s \geq \frac{50}{2\pi f_0 R_s} \quad (4.66)$$

l) Se stabilesc, dacă este cazul, elementele de corecție pentru amplificatorul integrat, în funcție de amplificarea A_u stabilită.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un oscilator LC în punte cu reglaj, dar fără compensare termică a amplitudinii, avînd datele: $f_0 = 20$ kHz, $u_{iesm} = 1,5$ V, $R_s = 10$ k Ω cu stabilitatea frecvenței la temperatura obișnuită, constantă: $\Delta f/f \leq 10^{-4}$ și stabilitatea de amplitudine în aceleași condiții $\Delta u_{iesm}/u_{iesm} \leq 10^{-3}$. Cuplajul cu sarcina se face direct.

Întrucît amplitudinea impusă este redusă, ea poate fi realizată la 20 kHz cu oricare din amplificatoarele uzuale, așa cum rezultă din diagramele din fig. 4.5, dacă amplificarea $A_u \geq 1$. Pentru asigurarea amplitudinilor din aceste diagrame este necesar să se folosească tensiuni de alimentare $\pm E = \pm 15$ V cel puțin. Se adoptă amplificatorul β A 741 care are circuite auxiliare mai simple (numai echilibrare).

Se poate adopta amplificarea $A_u = 1$ pentru stabilitate maximă a frecvenței. Există de asemenea și o rezervă în realizarea amplitudinii necesare pentru încărcare cu rezistență sub 10 k Ω a rețelei (fig. 4.21).

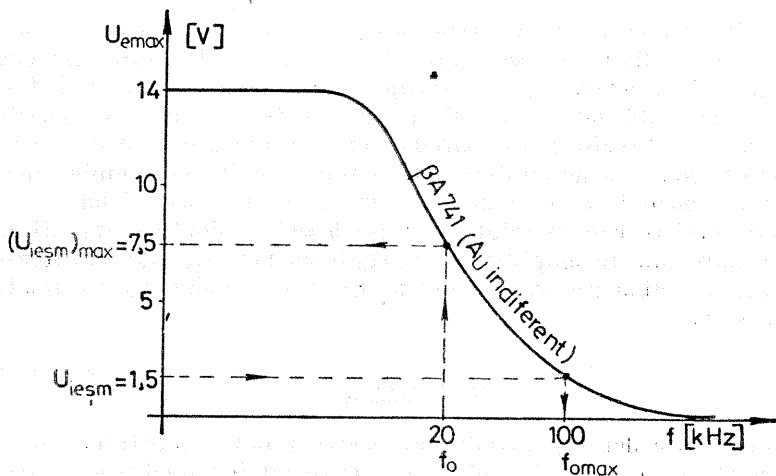


Fig. 4.21. Verificarea amplitudinii realizabile la ieșirea amplificatorului în funcție de frecvență.

Se apreciază valoarea inductanței $L = 2$ mH, realizabilă cu miezul tip oală $\varnothing 14$ mm.

Capacitatea necesară va fi

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 (2 \cdot 10^4)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 31,5 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 31,5 \text{ nF}.$$

Se adoptă condensator cu polistiren (stiroflex) normalizat : $C = 33 \text{ nF} \pm 5\%$ (eventual realizabil prin conectarea în paralel a două condensatoare de capacitate mai mică). Cu aceasta se recalculază

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_0^2} \approx 1,82 \text{ mH}.$$

Se determină numărul de spire necesar pentru realizarea acesteia cu un miez cu întrefierul minim —0,1 mm

$$N = \sqrt{\frac{10^6 L}{A_L}} = \sqrt{\frac{10^6 \cdot 1,82 \cdot 10^{-3}}{0,2}} \approx 95 \text{ spire.}$$

Se va utiliza conductor cu diametrul (fără izolație) $d=0,2$ mm pentru care $N_{max} = 135 > 95$, deci bobinajul încapă în fereastra miezului.

Pentru reglaj se admite o diodă BA243 care la $u_{dm}=0,605$ V (fig. 4.16) prezintă rezistența dinamică

$$r_d = \frac{u_{dm} - U_{D0}}{i_{dm}} = \frac{0,605 - 0,571}{0,027} = 1,26 \text{ k}\Omega.$$

Factorul de conectare al bobinei este

$$k = \frac{1}{1 + A_u} \cdot \frac{u_{iesm}}{u_{dm}} = \frac{1}{1 + 1} \cdot \frac{1,5}{0,605} = 1,24 > 1.$$

Deoarece a rezultat un factor de conectare supraunitar se va impune $k=1$, adică se va realiza bobina fără priză și se recalculează amplificarea A_u din relația factorului k

$$A_u = \frac{u_{iesm}}{u_{dm}} - 1 = \frac{1,5}{0,605} - 1 = 1,48.$$

Diametrul mediu al bobinei va fi

$$D_{med} = D_c + (D_i - D_c) \frac{N}{N_{max}} = 6 + (11,6 - 6) \frac{95}{135} = 9,94 \text{ mm,}$$

și rezistența bobinei

$$R_L = \frac{2,25 \cdot 10^{-5} \pi N D_{med}}{d^2} = \frac{2,25 \cdot 10^{-5} \cdot \pi \cdot 95 \cdot 9,94}{(0,2)^2} = 1,67 \Omega.$$

Condensatorul de polistiren se consideră fără pierderi. Rezistența corespunzătoare pierderilor în miez va fi (fig. 4.20)

$$R_f = 2\pi f_0 L t g \delta'' = 2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 1,82 \cdot 10^{-3} \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} = 0,55 \Omega.$$

Rezistența de pierderi totală va fi deci

$$R_{ps} = R_L + R_f = 1,67 + 0,55 = 2,22 \Omega.$$

Se determină acum R_3 cu relația 4.60

$$R_3 = \frac{2,2 - 1,48 \cdot 1260 - 2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 1,82 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 1260 + 2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 1,82 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{(2\pi \cdot 10^4 \cdot 1,82 \cdot 10^{-3})^2}{2,22} \cdot 1 =$$

$$= 3,33 \cdot 10^4 \Omega \approx 33 \text{ k}\Omega,$$

care se poate realiza pentru asigurarea reglajului cu valorile $R_3' = 27 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ și $R_3'' = 10 \text{ k}\Omega$ (semivariabil).

Adoptindu-se

$$R_2 \leq \frac{1}{50} R_{intr} = \frac{1}{50} 300 \cdot 10^3 = 6 \text{ k}\Omega,$$

(unde s-a folosit rezistența de intrare minimă a amplificatorului integrat β A 741) și cu valoarea normalizată $R_2 = 6,19 \text{ k}\Omega \pm 2\%$, va rezulta

$$R_1 = A_v R_2 = 1,48 \cdot 6,19 = 9,15 \text{ k}\Omega,$$

care se realizează pentru reglaj din $R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ și o rezistență semivariabilă $R = 2,5 \text{ k}\Omega$. După reglaj și măsurare, rezistențele R_1 și R_3 se adoptă fixe, cu toleranță de $\pm 2\%$.

Se calculează

$$R_{ech} = \frac{R_2 R_3}{R_1} = \frac{6,19 \cdot 30}{9,15} = 20,2 \text{ k}\Omega.$$

Întrucît amplitudinea tensiunii de ieșire este redusă, iar rezistența totală de sarcină

$$\begin{aligned} R_{sarc} &= R_s \parallel (R_1 + R_2) \parallel (R_3 + R_{ech}) = 10 \parallel (9,15 + 6,19) \parallel (30 + 20,2) \cong \\ &\cong 5,4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

este relativ mare, se poate aprecia că se realizează amplitudinea tensiunii de ieșire impusă, la $f_0 = 20 \text{ kHz}$.

Condensatorul de cuplaj trebuie să aibă valoarea

$$C_3 \geq \frac{50}{2\pi f_0 R_3} = \frac{50}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 30 \cdot 10^3} = 1,33 \cdot 10^{-9} = 1,33 \text{ nF}$$

și se adoptă un condensator ceramic plachetă de $2,2 \text{ nF} \pm 2\%$ (CLZ32.10) [10]

4.4. PROIECTAREA UNUI OSCILATOR SINUSOIDAL RC CU CIRCUIT WIEN

Oscilatorul sinusoidal cu circuit Wien este cel mai des utilizat dintre oscilatoarele RC, atît pentru frecvență fixă cît, mai ales, pentru frecvență variabilă.

O schemă de oscilator de acest tip, care utilizează amplificator operațional, este prezentată în fig. 4.22. Aceasta include și un

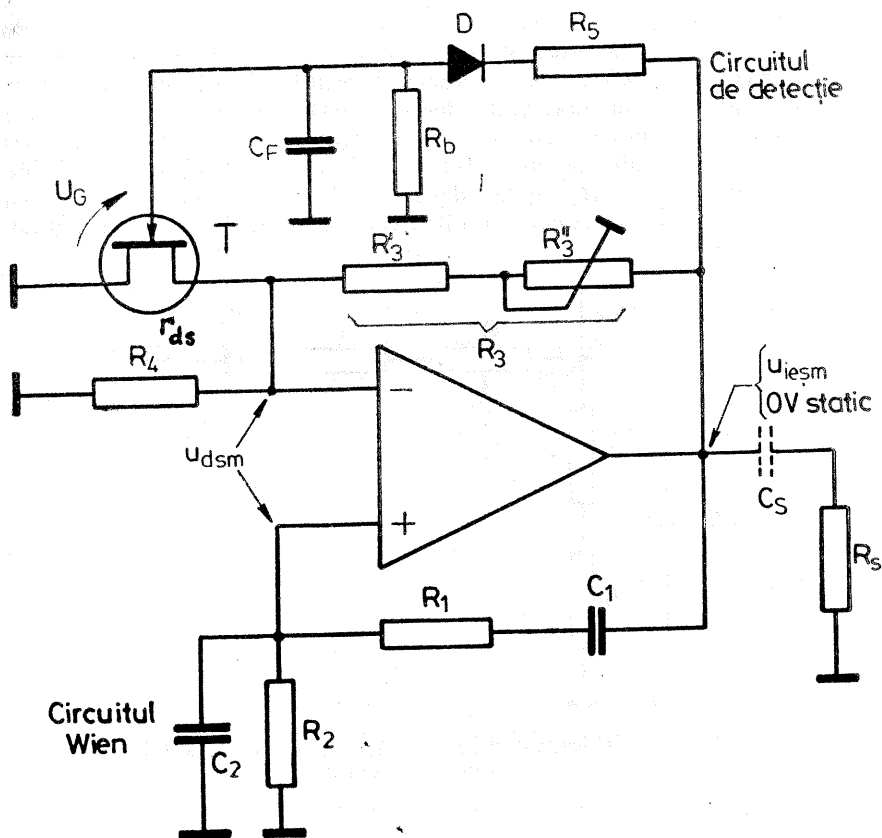


Fig. 4.22. Oscilator RC cu circuit Wien cu amplificator operațional.

circuit pentru reglarea amplitudinii oscilațiilor cu tranzistor TECJ. Este o soluție simplă și eficientă de reglare [38], [41] /31/ care poate utiliza tranzistoarele BFW11 sau 2N4092 produse în țară [28]. Din păcate, caracteristica pe care lucrează tranzistorul TECJ se modifică odată cu temperatura mediului ambiant iar prin aceasta, și amplitudinea oscilațiilor de la ieșire.

O particularitate a acestui oscilator este aceea că tensiunea statică de la ieșire este nulă (se echilibrează amplificatorul) și în circuit nu mai apar o serie de condensatoare de cuplaj.

O condiție importantă pentru funcționarea corectă a tranzistorului de reglaj este aceea ca amplitudinea tensiunii între drenă și sursă să nu fie mai mare decât câteva zecimi de volt. Deoarece

tensiunea de ieșire trebuie să prezinte o amplitudine suficient de mare pentru ca circuitul de detecție să poată asigura o tensiune de grilă $U_G \geq 0,5 \dots 1$ V la tranzistor rezultă de obicei o atenuare a circuitului Wien mai mare decât 3, astfel că acesta nu se poate realiza cu componente de același tip egale. În cazul realizării unei frecvențe variabile se poate totuși utiliza un potențiomtru dublu (rezistențe R_1 și R_2 egale) dacă se utilizează condensatoare C_1 și C_2 diferite. În acest caz, circuitul Wien se alcătuiește ca în fig. 4.23.

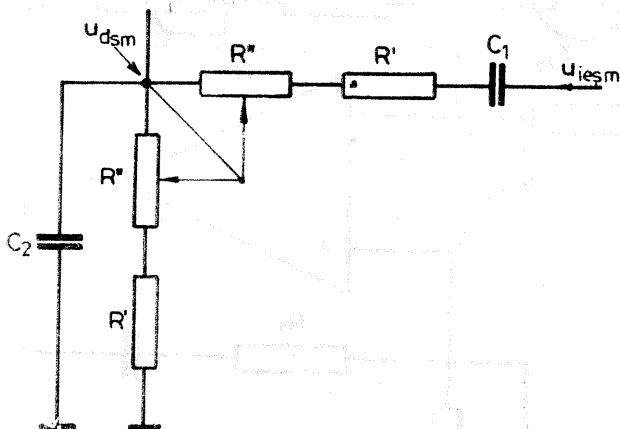


Fig. 4.23. Circuitul Wien în cazul frecvenței variabile într-un domeniu.

Cu ajutorul amplificatoarelor obișnuite (tabelul 4.1) se pot realiza oscilatoare RC de tipul celui din fig. 4.22, cu amplitudinea tensiunii de ieșire de $1 \dots 1,5$ V și cu factorul de distorsiuni armonice de ordinul $< 0,5\%$, pentru frecvențe pînă la cîteva sute de kHz (pe rezistența de sarcină totală ≥ 10 k Ω). Pentru realizarea unor frecvențe și amplitudini mai mari trebuie utilizate amplificatoare integrate cu performanțe mai bune (viteză maximă de creștere mai mare).

Se recomandă folosirea pentru reglajul de amplitudine a unui tranzistor TECJ avînd curent de saturație redus și tensiune de vîrf cît mai mare, pentru a se obține rezistență dinamică drenă sursă de valoare mai ridicată și distorsiuni neliniare mai mici (la funcționare cu tensiune U_G de valoare mai mare), precum și stabilitatea termică mai bună (tranzistorul se poate face să funcționeze chiar cu derivă termică nulă).

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea oscilatorului sînt necesare următoarele date inițiale:

- frecvența tensiunii de ieșire: f_0 sau frecvențele de la capătul gamei: f_{0min}, f_{0max}
- amplitudinea tensiunii de ieșire: $u_{ieșm}$,
- rezistența de sarcină: R_s ,
- rezistența potențiometrului dublu în cazul realizării unei frecvențe variabile: R'' ,
- tipul cuplajului cu sarcina.

În scopul reducerii distorsiunilor neliniare ale tensiunii de ieșire, amplitudinea acesteia se va stabili, pe cît posibil, la valori ce nu depășesc cîtiva volți, la frecvențe joase, sau 1...1,5 V la frecvențe de cîteva sute de kHz. În același scop, precum și pentru realizarea unor frecvențe mai mari, rezistența de sarcină R_s trebuie să aibă valori cît mai mari ($\geq 10 \text{ k}\Omega$).

Pentru stabilirea mai exactă a frecvenței, prin manevrarea potențiometrului dublu la oscilatoare cu gamă de frecvență, este necesar ca potențiometrul să fie logaritm [10], și să se lege la cursor capetele potențiometrului la care variația rezistenței este mai rapidă.

PROIECTAREA OSCILATORULUI

Proiectarea oscilatorului din fig. 4.22 include următoarele etape

a) Se stabilește amplificarea de tensiune necesară pentru intrarea inversoare în scopul impunerii unei tensiuni reduse pe tranzistorul T

$$A_u = \frac{u_{ieșm}}{u_{dsm}} - 1, \quad (4.67)$$

unde se va lua $u_{dsm} \leq 0,2 \dots 0,3 \text{ V}$ în scopul unei comportări similare a tranzistorului în cadranele I și III (valori mai mari pentru tranzistoare cu tensiune de vîrf U_p , mai mare și pentru oscilatoare cu $u_{ieșm} > 1,5 \text{ V}$).

b) Se stabilește tipul amplificatorului integrat și tensiunea lui de alimentare ținînd cont de amplitudinea și frecvența tensiunii de ieșire, de amplificarea A_u necesară și de valoarea rezistenței de sarcină. Se va admite o rezervă la amplitudinea realizabilă ținînd cont de faptul că prin R_3 și prin circuitul Wien ieșirea amplificatorului se încarcă în mod suplimentar și că atît diagramele

din fig. 4.5, cît și vitezele maxime de creștere sînt date uneori pentru valori mari ale rezistenței totale de sarcină (la ROB709). Pentru verificarea posibilității de utilizare a unui amplificator integrat se apelează la diagramele din fig. 4.5, procedîndu-se ca în fig. 4.21, sau la condiția 4.48 și la vitezele maxime de creștere din tabelul 4.1.

Pentru realizarea vitezelor maxime de creștere din tabelul 4.1 și pentru ca diagramele din fig. 4.5 să fie valabile trebuie utilizate tensiuni de alimentare de ± 15 V. Tensiuni mai mari de alimentare asigură viteze și mai ridicate. În cazul realizării unui circuit unicat se poate încerca o corecție cu capacități mai mici decît cele prevăzute de catalog pentru amplificarea A_u , realizîndu-se viteză de creștere a tensiunii de ieșire mai ridicată.

c) Se adoptă tranzistorul TECJ care poate fi cu canal n sau p (în ultimul caz sensul diodei de detecție D se inversează). Din catalog se citesc valorile extreme pentru curentul de saturație și tensiunea de vîrf: I_{DSSmin} , I_{DSSmax} , U_{Pmin} , U_{Pmax} (care caracterizează dispersia mare de fabricație la tranzistoarele de acest tip).

Se determină valorile extreme posibile ale pantei tranzistorului în punctul cu $U_G=0$ (atunci cînd tranzistoarele nu se pot selecta cu I_{DSS} și U_P apropiate)

$$g_{m0min} = \frac{2I_{DSSmin}}{U_{Pmax}} \text{ și } g_{m0max} = \frac{2I_{DSSmax}}{U_{Pmin}}, \quad (4.68)$$

și apoi extremele rezistenței dinamice dintre drenă și sursă

$$r_{dsmiu} = \frac{1}{g_{m0max}} \frac{U_{Pmin}}{U_{Pmin} - |U_G|}, \quad (4.69)$$

și

$$r_{dsmax} = \frac{1}{g_{m0min}} \frac{U_{Pmax}}{U_{Pmax} - |U_G|},$$

în care se va adopta tensiunea de grilă de lucru

$$U_G = 0,5 \text{ V} \dots MIN \begin{cases} 0,8 U_{Pmin} \\ u_{tesm} - \Delta u, \end{cases} \quad (4.70)$$

ținînd cont de următoarele :

– că trebuie utilizată o tensiune U_G mare (fără a se ajunge pe caracteristicile neliniare corespunzătoare valorilor U_G apropiate de U_P) pentru ca r_{ds} să varieze rapid în funcție de aceasta în scopul creșterii eficienței reglajului de amplitudine,

– că la tensiuni U_G mai mari deplasarea caracteristicilor tranzistorului cu temperatura este mai redusă, și

— că o parte Δu din tensiunea u_{iepm} se pierde pe rezistența R_3 și dioda detectoare ($\Delta u \cong 0,6$ V în cazul folosirii unei diode de siliciu și 0,4 V pentru diodă de germaniu).

d) Se adoptă rezistența R_4 cu o valoare

$$R_4 = (1 \dots 2) r_{dsmax}, \quad (4.71)$$

cu scopul reducerii efectului dispersiei mari a parametrilor tranzistoarelor TECJ (în cazul unei producții de serie) și se calculează extremele rezistenței echivalente

$$R_{echmin} = R_4 \parallel r_{dsmin}, \quad (4.72)$$

și

$$R_{echmax} = R_4 \parallel r_{dsmax}.$$

e) Se calculează extremele rezistenței R_3 cu relațiile

$$R_{3min} = A_u R_{echmin} \text{ și } R_{3max} = A_u R_{echmax}, \quad (4.73)$$

prevăzându-se reglajul lui R_3 între aceste limite, adică

$$R_3' = R_{3min} \text{ și } R_3'' = R_{3max} - R_{3min}, \quad (4.74)$$

pentru care se adoptă valori normalizate.

f) Pentru cazul unui oscilator cu frecvență fixă f_0 , se determină elementele circuitului Wien dispunând de următoarele ecuații:

$$R_2 = \frac{R_{3min} + R_{3max}}{2} \parallel R_4 \parallel \frac{r_{dsmin} + r_{dsmax}}{2}, \quad (4.75)$$

condiție neobligatorie, legată de reducerea abaterii față de OV a potențialului static de la ieșirea amplificatorului (conduce la valori reduse ale rezistenței R_2 și la o încărcare mare a ieșirii amplificatorului, ceea ce ar putea fi în parte contracarat prin utilizarea unei separări în regim static a tranzistorului prin condensator)

$$R_1 R_2 C_1 C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2}, \quad (4.76)$$

rezultată din condiția de fază a oscilatorului

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = A_u, \quad (4.77)$$

rezultată din condiția de amplitudine a oscilatorului

$$R_1 C_1 = R_2 C_2, \quad (4.78)$$

condiție de viteză de variație maximă a fazei circuitului Wien în jurul frecvenței f_0 care asigură stabilitate maximă a frecvenței.

Dacă din calcule rezultă o capacitate C_1 sau C_2 de valoare redusă (sub 100 pF) este necesar să se reia calculul elementelor RC fără să se mai utilizeze ecuația 4.75, impunându-se ca cea mai mică valoare de capacitate să fie 100 pF. În acest fel capacitățile parazitare ale circuitului integrat și montajului nu vor denatura frecvența impusă de proiectant prin elementele rețelei Wien.

g) În cazul unui oscilator cu frecvență variabilă într-o anumită gamă elementele rețelei Wien se determină din condițiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} (R' + R'')^2 C_1 C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_{0min}^2} \end{array} \right. \quad (4.79)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (R')^2 C_1 C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_{0max}^2} \end{array} \right. \quad (4.80)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{C_2}{C_1} = A_u - 1, \end{array} \right. \quad (4.81)$$

unde R'' este valoarea potențiometrului dublu și este dată sau adoptată inițial.

Dacă rezultă capacități sub 100 pF se va adopta un potențiomtru dublu cu rezistență R'' de valoare mai mică.

În cazul obținerii unei rezistențe R_1 sau R' cu valoare sub 500 Ω , ieșirea amplificatorului integrat va fi puternic încărcată ceea ce limitează superior suplimentar frecvența și amplitudinea oscilațiilor. Din acest motiv este uneori imposibil de realizat gama de frecvență prea largă impusă (aceasta ar putea fi secționată la nevoie în două game alăturate necesitând comutări la condensatoare).

O rezervă în realizarea unei game mai largi de frecvență se bazează pe posibilitatea inserierii unei rezistențe cu tranzistorul TECJ (scăzându-se eficiența reglajului de amplitudine) când se poate utiliza o amplificare A_u mai mică.

h) Se adoptă rezistența $R_5 > 20 \text{ k}\Omega$ pentru a nu încărca ieșirea amplificatorului și pentru a se evita necesitatea unui condensator de filtraj (C_f) electrolitic la frecvențe joase (valori mai mari pentru frecvențe sub 1 kHz).

Se determină rezistența de balast R_b a detectorului cu relația

$$R_b \cong \frac{U_c}{u_{iesm} - U_c - U_{D0}} R_5, \quad (4.82)$$

în care U_{D0} este tensiunea de deschidere reală a diodei de detecție, egală cu 0,1...0,15 V pentru dioda de germaniu și 0,45...0,5 V pentru diodă de siliciu. Se utilizează o diodă de curenți mici.

i) Se determină capacitatea condensatorului de filtraj C_F din condiția

$$C_F > \frac{10}{f_0 R_b}, \quad (4.83)$$

fără însă a se exagera, deoarece o capacitate prea mare conduce la întârzierea răspunsului circuitului de reglare a variației amplitudinii oscilațiilor. Dacă rezultă o capacitate mai mare de 0,5...1 μF , pentru a se evita utilizarea unui condensator electrolitic se poate reveni la punctul h, mărindu-se rezistența R_5 .

j) Se verifică încărcarea în curent a ieșirii amplificatorului în cazul cînd trebuie realizată o amplitudine u_{iesm} mai mare decît cîtiva volți și a unei rezistențe de sarcină reduse (de cîtiva $\text{k}\Omega$)

$$i_{emax} = u_{iesm} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{smin} + R_{echmin}} + \frac{\cos \varphi}{|z|} \right), \quad (4.84)$$

în care unghiul φ reprezintă defazajul dintre curentul prin circuitul Wien și tensiunea de la ieșirea amplificatorului și se determină din

$$\text{tg } \varphi = \frac{1}{2\pi f_0 C_1 R_1}, \quad (4.85)$$

iar $|z|$ reprezintă modulul impedanței circuitului Wien între ieșirea amplificatorului și masă

$$|z| = \left(1 + \frac{1}{A_u} \right) \sqrt{A_u R_1 R_2}. \quad (4.86)$$

După calculul curentului i_{emax} se verifică cu ajutorul fig. 4.4 sau 4.7 dacă tensiunea de alimentare este suficient de mare pentru obținerea unei excursii a tensiunii de ieșire sensibil mai mare decît u_{iesm} (rezerva asigură un factor de distorsiuni armonice mai coborît). În general, această condiție se verifică fără dificultate, întrucît în practică nu sînt necesare amplitudini mari de tensiune sinusoidală cu distorsiuni reduse, iar oscilatoarele nu lucrează pe rezistențe R_s prea mici.

k) Se dimensionează, dacă este cazul, condensatorul de cuplaj cu sarcina, C_s , cu relația 4.66 din paragraful precedent.

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un oscilator cu următoarele date: $f_0 = 1 \text{ kHz}$, $u_{iesm} = 2 \text{ V}$, $R_s = 10 \text{ k}\Omega$, cuplaj cu sarcina direct. Pentru reglaj de amplitudine se va utiliza un tranzistor TECJ de tipul BFW11 cu canal n , avînd următoarele date: $I_{DSS} = 4 \dots 10 \text{ mA}$, $U_p = 2 \dots 6 \text{ V}$.

Amplificarea de tensiune (pentru intrarea inversoare) cu o amplitudine $u_{dsm}=0,2$ V va fi

$$A_u = \frac{u_{ie\#m}}{u_{dsm}} - 1 = \frac{2}{0,2} - 1 = 9.$$

Pentru simplificarea circuitelor auxiliare ale amplificatorului și ținând cont că se generează o tensiune de ieșire cu amplitudine și frecvență redusă cind nu apar probleme legate de viteza maximă de creștere a tensiunii, se adoptă amplificatorul integrat de tip β A 741. Tensiunile de alimentare se adoptă ± 15 V, relativ mari, pentru a se realiza tensiune de ieșire cu distorsiuni armonice reduse. Amplificatorul se prevede cu circuit de echilibrare.

Panta tranzistorului la $U_G=0$ are valorile extreme

$$g_{m0min} = \frac{2I_{DSSmin}}{U_{Pmax}} = \frac{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{8} = 10^{-3} \text{ A/V}$$

$$g_{m0max} = \frac{2I_{DSSmax}}{U_{Pmin}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{2} = 10^{-2} \text{ A/V}.$$

Se adoptă tensiunea de grilă a tranzistorului cît mai mare și anume

$$U_G = \text{MIN} \begin{cases} 0,8 U_{Pmin} = 0,8 \cdot 2 = 1,6 \text{ V} \\ u_{ie\#m} - \Delta u = 2 - 0,6 = 1,4 \text{ V}, \end{cases}$$

considerînd dioda de siliciu. Se adoptă deci $U_G=1,4$ V.

Extremele rezistenței dinamice dintre drenă și sursă

$$r_{dsmn} = \frac{1}{g_{m0max}} \frac{U_{Pmin}}{U_{Pmin} - |U_G|} = \frac{2}{10^{-2}(2-1,4)} = 333 \Omega,$$

$$r_{dsmx} = \frac{1}{g_{m0min}} \frac{U_{Pmax}}{U_{Pmax} - |U_G|} = \frac{2}{10^{-3}(8-1,4)} = 1210 \Omega.$$

Rezistența R_1 se adoptă de același ordin cu r_{dsmx} , adică

$$R_1 = r_{dsmx} = 1,2 \text{ k}\Omega.$$

Extremele rezistenței echivalente de la intrarea inversoare vor fi

$$R_{echmin} = R_1 \parallel r_{dsmn} = \frac{1,2 \cdot 0,33}{1,2 + 0,33} = 0,259 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{echmax} = R_1 \parallel r_{dsmx} = \frac{1,2 \cdot 1,21}{1,2 + 1,21} = 0,602 \text{ k}\Omega.$$

iar extremele rezistenței R_3

$$R_{3min} = A_u R_{eckmin} = 9 \cdot 0,259 = 2,33 \text{ k}\Omega$$

$$R_{3max} = A_u R_{eckmax} = 9 \cdot 0,602 = 5,42 \text{ k}\Omega.$$

Se adoptă deci $R_3' = 2,37 \text{ k}\Omega \pm 2\%$ și $R_3'' = 3 \text{ k}\Omega$ semivariabilă.

Elementele circuitului Wien se determină cu relațiile

$$R_2 = R_{3mediu} \parallel R_4 \parallel r_{asmcd} = \frac{2,33 + 5,42}{2} \parallel 1,2 \parallel \frac{0,333 + 1,21}{1,2} = 0,418 \text{ k}\Omega,$$

și se adoptă valoarea normalizată $422 \Omega \pm 1\%$.

$$R_1 C_1 C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 R_2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (10^3)^2 \cdot 422} = 0,535 \cdot 10^{-10} \quad (1)$$

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = A_u \quad \text{sau} \quad \frac{R_1}{422} + \frac{C_2}{C_1} = 9, \quad (2)$$

și

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad \text{sau} \quad R_1 C_1 = 422 C_2. \quad (3)$$

Înlocuind ecuația (3) în (1) se obține

$$422 C_2^2 = 0,535 \cdot 10^{-10}, \quad C_2 = 0,356 \mu\text{F}.$$

Aceasta se poate realiza din două condensatoare selectate din $0,18 \mu\text{F} \pm 10\%$ în paralel.

Din ecuațiile (2) și (3) rezultă apoi

$R_1 = 1900 \Omega$ și $C_1 = 0,079 \mu\text{F}$ care se normalizează la valorile $1910 \Omega \pm 1\%$ și $2 \times 0,039 \mu\text{F} \pm 10\%$ (selectate) în paralel.

Se adoptă rezistența $R_5 = 36 \text{ k}\Omega \pm 5\%$. Se determină rezistența de balast

$$R_b \cong \frac{U_G R_5}{u_{tef,m} - U_G - U_{D0}} = \frac{1,4 \cdot 36}{2 - 1,4 - 0,45} = 336 \text{ k}\Omega,$$

și se adoptă valoarea normalizată $330 \text{ k}\Omega \pm 5\%$.

Condensatorul de filtraj trebuie să aibă capacitatea

$$C_F > \frac{10}{f_0 R_b} = \frac{10}{10^3 \cdot 330 \cdot 10^3} \cong 0,03 \mu\text{F},$$

și se admite $C_F = 0,039 \mu\text{F} \pm 10\%$ (PMP 03.02).

Se calculează

$$|z| = \left(1 + \frac{1}{A_u}\right) \sqrt{A_u R_1 R_2} = \left(1 + \frac{1}{9}\right) \sqrt{9 \cdot 1,91 \cdot 0,422} \approx 3 \text{ k}\Omega,$$

și

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{2\pi f_0 C_1 R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 0,079 \cdot 10^{-6} \cdot 1910} = 1,055,$$

din care $\varphi = 46,5^\circ$ și $\cos \varphi = 0,69$.

Rezultă curentul total de vîrf de la ieșirea amplificatorului

$$\begin{aligned} i_{emax} &= u_{ie\varphi m} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{3min} + R_{echmin}} + \frac{\cos \varphi}{|z|} \right) = \\ &= 2 \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{2,33 + 0,259} + \frac{0,69}{3} \right) = 1,4 \text{ mA}, \end{aligned}$$

care nu reprezintă o încărcare importantă și nu impune alte verificări.

Dioda de detecție poate fi de tipul BA170 sau BA243.

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE SPECIALE

5.1. PROIECTAREA UNUI CIRCUIT BASCULANT MÓNOSTABIL COMANDAT PRIN TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT β E 555

Circuitul integrat temporizator β E555 prezintă o serie de aplicații practice deosebit de utile [42]. Dintre acestea interesează aici un circuit care asigură legătură liniară între o tensiune de comandă și durata impulsului de ieșire.

Circuitul integrat β E555 are structura din fig. 5.1 și conexiunile la capsulă din fig. 5.2.

Comparatorul C_1 servește la stabilirea circuitului basculant bistabil CBB în starea „1“ ($Q=0$) asigurând la ieșire (după amplificatorul A) un nivel de tensiune ridicat. Acesta apare odată cu impulsul de declanșare pozitiv aplicat la intrarea comparatorului C_1 .

Comparatorul C_2 servește la restabilirea circuitului basculant bistabil CBB în starea „0“ în scopul anulării nivelului ridicat de la ieșire după un timp ce va fi funcție de nivelul tensiunii de comandă. Operația de restabilire are loc în momentul în care o tensiune liniar variabilă (realizată pe un condensator C exterior), aplicată la intrarea „Prag“, devine egală cu tensiunea de comandă.

Un nivel coborât de tensiune (< 1 V) aplicat la intrarea 7 (4) forțează prin tranzistorul T_1 restabilirea circuitului basculant bistabil CBB (starea „0“) și menținerea lui în această stare atît timp cît este nevoie, indiferent de situația la intrările compara-

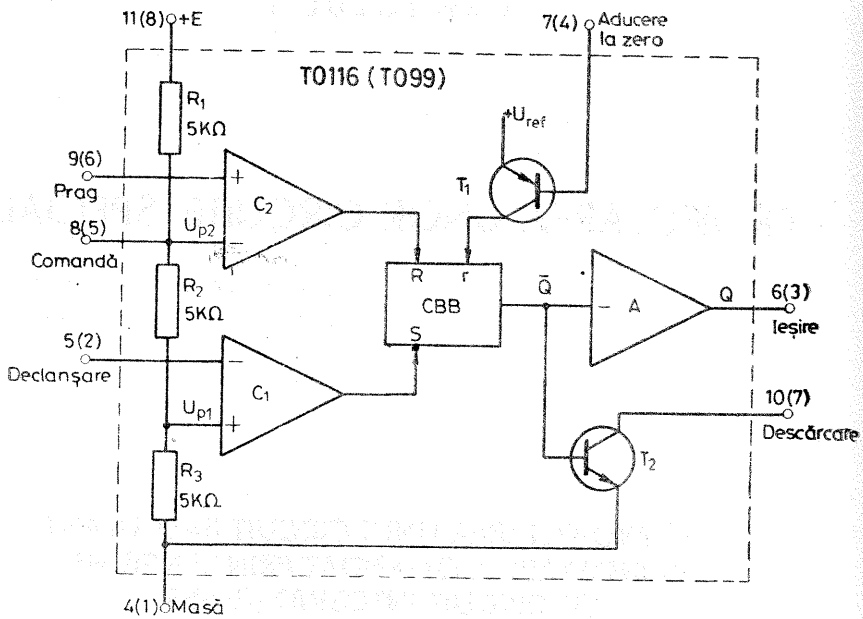


Fig. 5.1. Structura circuitului integrat β E 555.

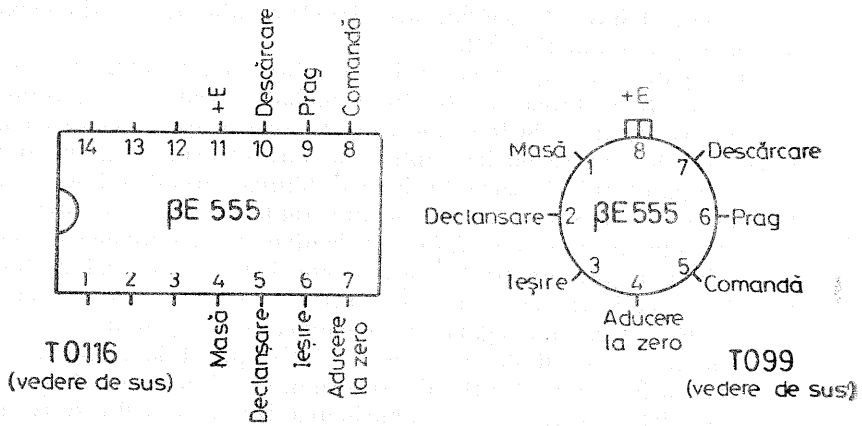


Fig. 5.2. Capsulele circuitului integrat β E 555.

relor. Pentru a se evita comanda prin tranzistorul T_1 , intrarea 7 (4) se leagă la o tensiune mai mare de 1 V — de obicei +E.

Tranzistorul T_2 se utilizează pentru descărcarea condensatorului extern (pe care se obține tensiunea liniar variabilă) în scopul realizării procesului de încărcare de la zero a acestuia.

Principalele caracteristici ale circuitului integrat $\beta E 555$ sînt :

- tensiunea de alimentare $E=4,5\dots 18$ V,
- curenț maxim de ieșire absorbit sau debitat : 200 mA,
- putere disipată maximă : $P_{dM,AX025}=500$ mW pentru capsulă TO116 și 600 mW pentru TO-99,
- curenț de alimentare pentru $E=15$ V : $I_E=10\dots 15$ mA,
- tensiunea de declanșare în lipsa tensiunii de comandă externe : $U_{ami n0}=E/3$,
- nivelul inferior al tensiunii de ieșire la curenț absorbit de 10 mA și $E=15$ V : $U_{ieșm}=0,1\dots 0,25$ V,
- nivelul superior al tensiunii de ieșire la curenț debitat de 100 mA și $E=15$ V : $U_{ieșm}=12,5\dots 13,5$ V,
- nivelele tensiunii de ieșire pentru $E=5$ V : $U_{ieșm}=0,25\dots 0,35$ V și $U_{ieșM}=2,5\dots 3,3$ V (compatibile cu circuitele logice TTL),
- eroarea inițială de temporizare în regim monostabil pentru $E=15$ V ; $C=0,1$ μ F : 1%,
- tensiunea de comandă minimă $U_{commin}=1,6$ V,
- gama temperaturilor mediului : $0\dots +70$ °C.

Structura unui circuit basculant monostabil realizat cu circuit $\beta E 555$ este prezentată în fig. 5.3. Condensatorul C servește la realizarea tensiunii liniar crescătoare ce se va compara la comparatorul C_2 cu tensiunea de comandă în vederea stabilirii momentului terminal al impulsului de ieșire. Perechea de tranzistoare T_3 și T_4 realizează o sursă de curenț constant ce încarcă liniar condensatorul C. Această sursă de curenț se poate realiza și cu amplificator operațional.

Diagramele de funcționare ale monostabilului cu circuit $\beta E 555$ sînt prezentate în fig. 5.4.

Declanșarea are loc pe frontul coborîtor al impulsurilor de declanșare. Acestea trebuie să aibă factor de umplere mare (t_d mic), deoarece durata t a impulsurilor de ieșire este limitată inferior de t_d . Durata minimă a pauzei t_d a impulsului de declanșare este de 2 μ s.

Totuși, atunci cînd impulsurile de declanșare au nivelul inferior egal cu zero, din cauza unui timp de stocare la comparatorul C_1 durata minimă a impulsurilor de ieșire se stabilește la 10 μ s [28]. Aceasta limitează superior frecvența circuitului basculant monostabil la cca 50 kHz (pentru un factor de umplere minim 0,5). O a treia

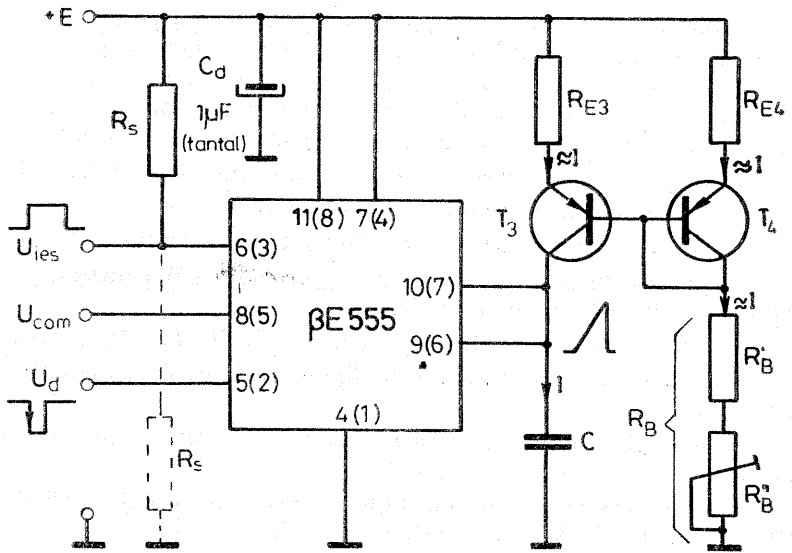


Fig. 5.3. Circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat $\beta E 555$.

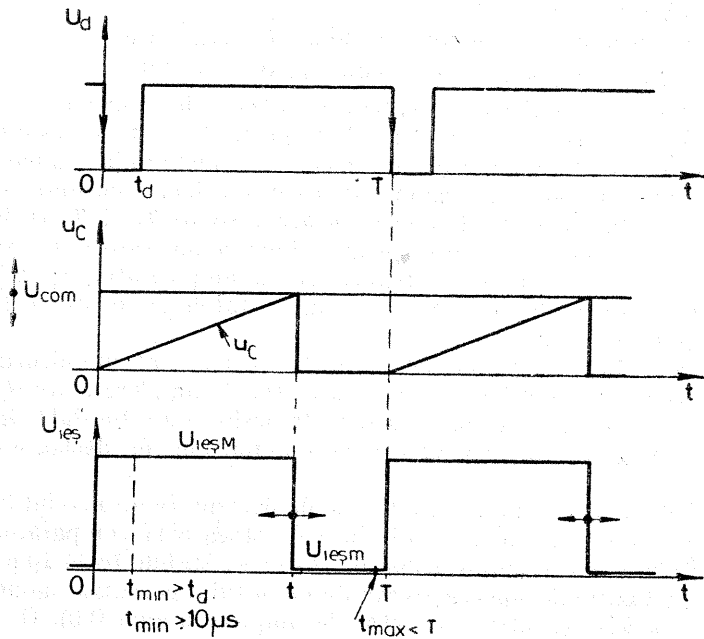


Fig. 5.4. Diagrame de funcționare ale circuitului basculant monostabil.

limitare inferioară pentru durata minimă a impulsului de ieșire este cauzată de limitarea inferioară a tensiunii de comandă, așa cum se va vedea ulterior. Durata maximă a impulsurilor de ieșire este apropiată de perioada T a impulsurilor de declanșare. Frontul căzător al impulsurilor de declanșare trebuie să aibă durata mai mică de $0,2 \mu s$. Așa cum rezultă din fig. 5.1, pentru ca să se poată bascula comparatorul 1 (care la intrarea neînversoare are nivelul $U_{com}/2$ stabilit de rezistențele R_2, R_3), impulsurile de declanșare trebuie să aibă amplitudinea mai mare decât jumătate din tensiunea de comandă maximă.

O utilizare specifică a acestui circuit este aceea de circuit defazor în schemele de comandă a tiristoarelor, pentru declanșare folosindu-se impulsuri generate din tensiunea de la rețea cu un circuit potrivit.

DATE INIȚIALE

Pentru proiectarea unui circuit basculant monostabil comandat prin tensiune sînt necesare următoarele date inițiale:

- extremele tensiunii de comandă: U_{commin}, U_{commax} ,
- frecvența impulsurilor de ieșire: f ,
- extremele duratei impulsului de ieșire: t_{min}, t_{max} ,
- pentru cazul cînd sarcina este legată la masă (circuitul integrat debitează curent): rezistența acesteia R_s (sau curentul de sarcină minim necesar I_{smin}), nivelul superior minim necesar al tensiunii de ieșire $(U_{ieșM})_{min}$, precum și nivelul superior maxim admis de sarcină $(U_{ieșM})_{max}$,
- pentru cazul cînd sarcina este legată la o sursă de tensiune pozitivă E_s dată (circuitul integrat absoarbe curent): rezistența sarcinii R_s sau curentul ei I_s cînd are la capete tensiunea E_s precum și curentul minim necesar I_{smin} .

Pentru ca la comparatorul C_2 tensiunea de comandă să deschidă două joncțiuni de tranzistoare înseriate este posibilă utilizarea directă a intrării de comandă numai dacă $U_{commin} \geq 1,6 V$. În cazul unei tensiuni de comandă mai mică decât această valoare este necesară modificarea corespunzătoare a tensiunii de comandă printr-un amplificator operațional. De asemenea, tensiunea de comandă maximă nu poate depăși valoarea de $11,5 V$ (pentru alimentarea cu tensiunea maximă de $15 V$).

Alte limitări evidente pentru datele inițiale sînt: $f \leq 50 \text{ kHz}$ (pentru factor de umplere minim $0,5$), $t_{min} \geq 10 \mu s$ (o primă limitare), $t_{max} < 1/f$, $(U_{ieșM})_{min} \leq 14 V$ la I_s neglijabil, $I_{smin} \leq 200 \text{ mA}$.

PROIECTAREA MONOSTABILULUI

Proiectarea circuitului basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat $\beta E 555$ include următoarele etape:

a) Pentru cazul când sarcina este legată la masă, se stabilește tensiunea de alimentare E a circuitului integrat ca valoarea maximă dintre cele două calculate cu relațiile

$$E \geq 1,25 U_{\text{commax}} + 0,4, \quad (5.1)$$

$$E \geq (U_{\text{ieșM}})_{\text{min}} + \Delta u, \quad (5.2)$$

unde Δu reprezintă căderea de tensiune pe tranzistorul etajului amplificator de ieșire și este

$$\Delta u \cong 0,9 + 0,8 \cdot 10^{-2} I_{\text{smi n}} \quad [\text{V}], \quad [\text{mA}], \quad (5.3)$$

atunci când este dat $I_{\text{smi n}}$ sau cu

$$I_{\text{smi n}} = \frac{(U_{\text{ieșM}})_{\text{min}}}{R_s} \quad [\text{mA}], \quad [\text{k}\Omega], \quad (5.4)$$

atunci când este dată rezistența R_s .

Tensiunea E trebuie să fie de cel puțin 4,5 V și nu poate depăși 15 V cît admite circuitul integrat. În cazul când rezultă $E > 15$ V, acesta nu se poate utiliza.

Dacă tensiunea E a fost impusă de relația (5.1), se determină valoarea maximă a nivelului superior al tensiunii de ieșire

$$U_{\text{ieșM}} = (E - 0,9) \frac{R_s}{R_s + 0,008} \quad [\text{V}], \quad [\text{k}\Omega] \quad (5.5)$$

și se verifică dacă sarcina poate suporta această tensiune. Trebuie ca

$$U_{\text{ieșM}} \leq (U_{\text{ieșM}})_{\text{max}}. \quad (5.6)$$

Dacă sarcina permite, este recomandat să se utilizeze tensiune E mai mare decît valorile minime deduse mai sus, pentru a se putea obține la sursa de curent constant rezistențe R_{E3} și R_{I3} de valori suficient de mari.

a) Pentru cazul când sarcina este legată la o sursă de tensiune pozitivă E_s , se stabilește tensiunea de alimentare a circuitului integrat ca valoarea maximă dintre tensiunea E_s (în scopul utilizării aceleiași surse de alimentare) și cea rezultată din relația 5.1

Dacă tensiunea E este impusă de relația 5.1 (adică este mai mare decît E_s și nu se mai poate reduce prin micșorarea tensiunii U_{commax} , atunci pentru alimentarea circuitului integrat se utili-

zează tensiunea E și trebuie eventual oprită circulația inversă din curent prin sarcină cu ajutorul unei diode.

În cazul adoptării unei tensiuni $E \equiv E_s$ se determină valoarea curentului de sarcină (ținând cont de căderea de tensiune pe tranzistorul amplificatorului de ieșire la nivelul de tensiune inferior) rezolvând ecuația

$$R_s I_s + 0,43 \sqrt[3]{I_s} = E \quad [\text{k}\Omega], [\text{mA}], \quad (5.7)$$

în care, dacă R_s nu este dată, se introduce

$$R_s = \frac{E_s}{I_s}, \quad (5.8)$$

se verifică apoi îndeplinirea condiției

$$I_s \geq I_{s \min}, \quad (5.9)$$

cînd circuitul integrat poate realiza funcția impusă. În caz contrar este necesar ca sarcina să fie alimentată de la o tensiune E_s cu ceva mare.

b) Se verifică posibilitatea realizării duratei minime impuse a impulsului de ieșire. Răspunsul este afirmativ dacă

$$t_{\min} \geq t_{\max} \frac{1,6}{U_{\text{commax}}}. \quad (5.10)$$

În caz contrar (dacă tensiunea U_{commax} nu se mai poate mări), nu se poate utiliza circuitul prezentat integrat $\beta\text{E} 555$.

c) Se stabilesc parametrii impulsului de declanșare necesar :

- frecvența : aceeași cu cea a impulsurilor de ieșire,
- amplitudinea : mai mare decît $U_{\text{commax}}/2$,
- durata t_d : mai mare decît $2 \mu\text{s}$ și mai mică decît t_{\min} ,
- durata frontului căzător : mai mică decît $0,2 \mu\text{s}$.

Impulsurile de declanșare pot fi realizate în particular tot cu ajutorul unui circuit integrat $\beta\text{E} 555$ în regim astabil [42] sau, dacă este cazul, plecînd de la tensiunea rețelei (50 Hz).

d) Se stabilește curentul sursei realizate cu tranzistoarele T_3, T_4 . Acesta se ia de valoare redusă pentru ca și condensatorul C să fie de valoare redusă și pentru ca rezistența de ieșire a sursei (deci calitatea ei) să fie mare (de ordinul $> 5 \text{ Mohm}$). Astfel, se recomandă $I = 0,1 \dots 1 \text{ mA}$.

e) Se calculează capacitatea condensatorului C cu relația

$$C = \frac{I_{\max}}{U_{\text{commax}}}. \quad (5.11)$$

Dacă rezultă $C > 0,47 \mu\text{F}$ (gabarit mare), se revine la punctul d adoptându-se un curent I mai redus. După normalizarea capacității C , dacă această valoare diferă de aceea calculată cu relația 5.11 se recalculează curentul I

$$I = \frac{CU_{\text{commax}}}{t_{\text{max}}}, \quad (5.12)$$

care urmează a fi realizat de sursa de curent constant.

f) Se adoptă tranzistoarele T_3, T_4 (identice) de tip pnp și de putere redusă. Se recomandă tranzistorul BC251B care are factorul β de valoare ridicată, și aproximativ constantă cu curentul de colector în domeniul recomandat mai sus. Pentru ca tranzistorul T_3 să nu fie saturat se admite $U_{CE3\text{min}} = 1,2 \dots 1,5 \text{ V}$ (mai mare când tensiunea E este mai mare iar U_{commax} mai mică).

g) Se calculează rezistența R_{E3} (egală cu R_{E4})

$$R_{E3} = R_{E4} = \frac{E - U_{\text{commax}} - U_{CE3\text{min}}}{I}, \quad (5.13)$$

care se normalizează cu toleranță redusă (1%).

h) Se calculează rezistența de polarizare R_B

$$R_B \cong \frac{E - IR_{E3} - U_{BE3}}{I}, \quad (5.14)$$

care se realizează (cel puțin pînă în faza de reglare) cu posibilitate de reglaj de $\pm 15\%$ ținînd cont de toleranța mare a capacității condensatorului. Deci

$$R_B' = 0,85R_B \quad \text{și} \quad R_B'' = 0,3R_B. \quad (5.15)$$

Pentru precizia temporizării maxime în timp (ajustată cu R_B'') se recomandă utilizarea unei rezistențe semireglabile cu peliculă metalică sau înlocuirea rezistenței semireglabile cu peliculă de carbon cu o rezistență fixă.

i) Se calculează curentul mediu total consumat de la sursa de alimentare E

$$I_E \leq 3 + 0,5(E - 5) + t_{\text{max}}fI_s + 2I \quad [\text{mA}], \quad (5.16)$$

cu

$$I_s = \frac{E - 0,9}{R_s + 0,008} \quad [\text{mA}], \quad [\text{k}\Omega], \quad (5.17)$$

în cazul cînd sarcina este conectată la masă sau

$$I_E \leq 8 + 0,7 (E - 5) + (1 - t_{min} \cdot f) I_s + 2I \text{ [mA]}, \quad (5.18)$$

cu I_s calculat anterior cu ecuația 5.7, cînd sarcina este conectată la sursa de alimentare.

Cînd sarcina este legată la o sursă separată E_s , curentul consumat de circuitul integrat se determină cu relația 5.18 fără termenul cu I_s .

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va proiecta un circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu următoarele date :

- tensiunea de comandă : $U_{com} = 1,6 \dots 10 \text{ V}$,
 - frecvența impulsurilor de ieșire : 50 Hz ,
 - durata impulsurilor de ieșire : $1,6 \dots 9,5 \text{ ms}$,
 - rezistența de sarcină echivalentă $R_s = 0,2 \text{ k}\Omega$, legată la masă,
 - nivelul superior al tensiunii de ieșire : $10 \text{ V} \leq U_{ieșM} \leq 14 \text{ V}$.
- Tensiunea de alimentare se stabilește cea mai mare dintre valorile

$$E \geq 1,25 U_{commax} + 0,4 = 1,25 \cdot 10 + 0,4 = 12,9 \text{ V},$$

și

$$\begin{aligned} E &\geq (U_{ieșM})_{min} + \Delta u = (U_{ieșM})_{min} + 0,9 + 0,8 \cdot 10^{-3} \frac{(U_{ieșM})_{min}}{R_s} = \\ &= 10 + 0,9 + 0,8 \cdot 10^{-2} \frac{10}{0,2} = 11,3 \text{ V}. \end{aligned}$$

Deoarece sarcina acceptă tensiune pînă la 14 V , se va adopta tensiunea de alimentare $E = 15 \text{ V}$. Pentru aceasta tensiunea de ieșire va atinge nivelul superior

$$U_{ieșM} = (E - 0,9) \frac{R_s}{R_s + 0,008} = (15 - 0,9) \frac{0,2}{0,2 + 0,008} = 13,55 \text{ V} < 14 \text{ V}.$$

Se verifică îndeplinirea condiției

$$t_{min} \geq t_{max} \frac{1,6}{U_{commax}} = 9,5 \frac{1,6}{10} = 1,52 \text{ ms} < 1,6 \text{ ms},$$

deci circuitul integrat se poate utiliza în scopul propus.

Impulsurile de declanșare trebuie să aibă frecvența de 50 Hz , durata $t_d = 2 \mu\text{s} \dots 1,6 \text{ ms}$, frontul căzător de durată mai mică de $0,2 \mu\text{s}$ și amplitudinea

$$U_d > \frac{U_{commax}}{2} = \frac{10}{2} = 5 \text{ V}.$$

Se adoptă curentul sursei $I=0,2$ mA. Rezultă capacitatea

$$C = \frac{I t_{max}}{U_{commax}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 9,5 \cdot 10^{-3}}{10} = 0,19 \mu\text{F}.$$

Se normalizează capacitatea la $C=0,22 \mu\text{F} \pm 10\%$ (PMP 02.02) cu care se recalculază curentul

$$I = \frac{C U_{commax}}{t_{max}} = \frac{0,22 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{9,5 \cdot 10^{-3}} = 0,232 \text{ mA}.$$

Se adoptă tranzistoare de tip BC251B și se admite $U_{CE3min}=1,2$ V.

Se calculează rezistențele sursei de curent

$$R_{E3}=R_{E4} = \frac{E - U_{commax} - U_{CE3min}}{I} = \frac{15 - 10 - 1,2}{0,232} = 16,4 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la $16,2 \text{ k}\Omega \pm 2\%$ și

$$R_B = \frac{E - I R_{E3} - U_{BE3}}{I} = \frac{15 - 0,232 \cdot 16,2 - 0,59}{0,232} = 46 \text{ k}\Omega,$$

unde s-a folosit $U_{BE3}=0,59$ V citită din caracteristica de intrare tipică a tranzistorului (fig. 5.5).

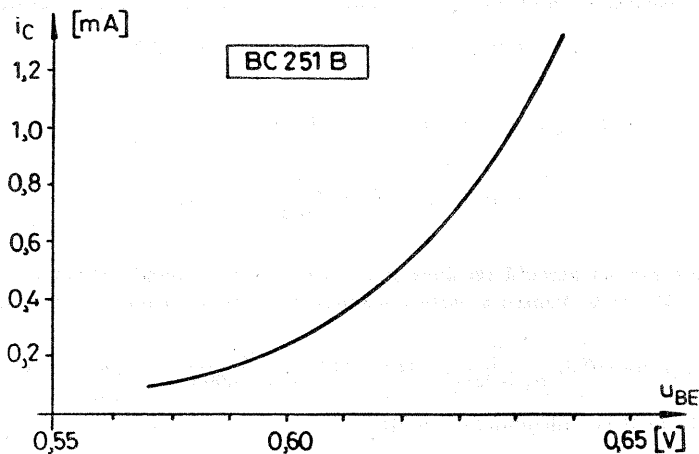


Fig. 5.5. Caracteristica de intrare a tranzistorului BC 251 B.

Rezistența R_B se realizează din componentele

$$R_B^I = 0,85 R_B = 0,85 \cdot 46 = 39 \text{ k}\Omega,$$

$$R_B^{II} = 0,30 R_B = 0,30 \cdot 46 = 13,8 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la valorile: $36 \text{ k}\Omega \pm 5\%$, respectiv $25 \text{ k}\Omega$ (semivariabilă).

Curentul consumat de sarcină de la sursa $+E$ când la ieșirea circuitului este nivelul de tensiune superior va fi

$$I_s = \frac{E-0,9}{R_s+0,008} = \frac{15-0,9}{0,2+0,008} = 67,8 \text{ mA},$$

Iar curentul mediu total consumat de la sursă

$$I_E = 3+0,5(E-5) + I_{max} I_s + 2I = 3+0,5(15-5) + \\ + 9,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 67,8 + 2 \cdot 0,2 = 40,6 \text{ mA}.$$

5.2. PROIECTAREA UNUI GENERATOR COMANDAT PRIN TENSIUNE CU CIRCUIT INTEGRAT $\beta E 565$

Circuitul integrat $\beta E 565$, „circuit cu calare pe fază“ sau PLL, este prezentat detaliat în [24] împreună cu un număr mare de aplicații. Dintre acestea, o utilitate mai generală o are generatorul de funcții sau cu alte cuvinte, generatorul de tensiune dreptunghiulară și triunghiulară, din care, cu un filtru potrivit, se poate obține și tensiune sinusoidală. Când circuitul $\beta E 565$ este utilizat ca generator de funcții dintre blocurile funcționale incluse în această capsulă este utilizat numai oscilatorul comandat prin tensiune. Acesta poate fi comandat prin tensiune continuă din exterior, pe terminalul 7, în scopul modificării liniare a frecvenței (aplicație care nu este amintită în [24] sau în catalog [16]) (fig. 5.6 și 5.7).

În cazul generatorului din fig. 5.6, alimentarea circuitului integrat se face de la o singură sursă de tensiune $E_0 = 10 \dots 24 \text{ V}$. În acest caz intrările 2, 3 ale comparatorului de fază (sau numai una dintre ele) se conectează pe divizorul R_1, R_4 la un potențial de cel puțin $+1,6 \text{ V}$ (de obicei $+5 \text{ V}$). Frecvența oscilațiilor dreptunghiulare și triunghiulare este impusă de elementele RC și tensiunea de comandă U_7 . Acest generator asigură o frecvență cuprinsă între un maxim și aproape zero atunci când tensiunea de comandă se modifică între $(0,5 E_0 + 1,5 \text{ V}) \dots (E_0 - 0,2 \text{ V})$, legătura dintre frecvență și tensiune fiind liniară.

În cazul generatorului din fig. 5.7, alimentarea circuitului integrat se face de la două surse de tensiune de semne diferite, cu suma valorilor absolute cuprinsă între $10 \dots 24 \text{ V}$. În acest caz,

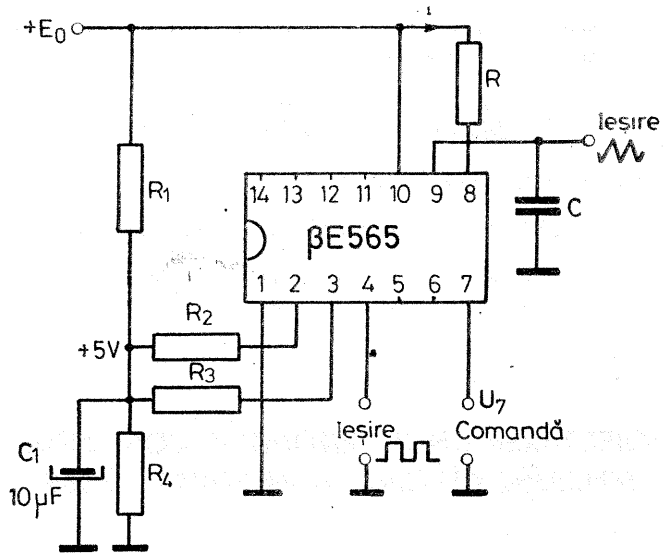


Fig. 5.6. Generator de funcții cu circuit $\beta\text{E}565$ alimentat de la o singură sursă de tensiune.

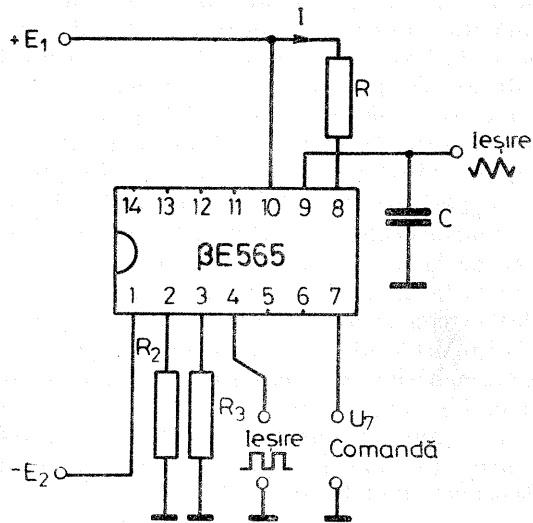
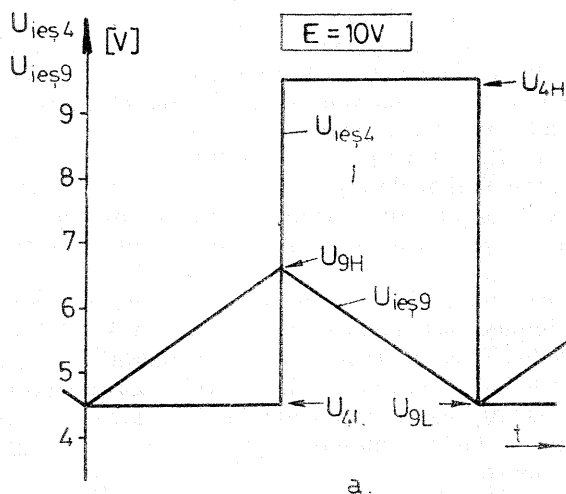
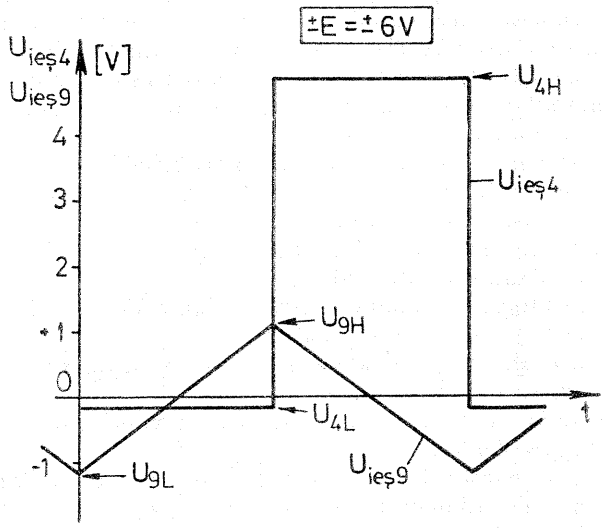


Fig. 5.7. Generator de funcții cu circuit $\beta\text{E}565$ alimentat de la două surse de tensiune.



a.



b.

Fig. 5.8. Tensiunile de ieșire ale generatoarelor cu o singură sursă și cu două surse de alimentare.

intrările 2, 3 ale comparatorului de fază (sau numai una dintre ele) se conectează de obicei la masă. Acest generator furnizează semnal cu frecvență liniar dependentă de tensiunea de comandă și anume, cuprinsă între o valoare maximă (stabilită de R, C, U_{7min}) și o valoare apropiată de zero, pentru tensiune de comandă cuprinsă între $[0,5(E_1 - E_2) + 1,5 \text{ V}] \dots (E_1 - 0,2 \text{ V})$.

Formele tensiunilor de ieșire în cele două cazuri sînt prezentate în fig. 5.8. Atît amplitudinea semnalelor cît și nivelul inferior atins de ele depind de modul de alimentare și de valoarea tensiunilor de alimentare.

Pentru ca semnalele de ieșire să aibă amplitudinile calculate și frecvența impusă, cele două ieșiri nu pot fi încărcate cu rezistențe de sarcină reduse. Astfel, ieșirea de la terminalul 9 (pentru semnal triunghiular) se face prin repetor dacă sarcina nu prezintă rezistență foarte mare, iar ieșirea de la terminalul 4 (pentru semnal dreptunghiular) se poate încărcă numai cu rezistențe de ordinul zecilor de $k\Omega$ sau mai mari.

Dacă nivelele obținute pentru semnalele de ieșire ale circuitului integrat $\beta E565$ nu corespund direct celor necesare pe sarcină, ele pot fi convertite în nivelele necesare cu ajutorul unui amplificator operațional.

Tot printr-un amplificator operațional (fig. 5.9) domeniul tensiunii de comandă disponibilă U_{com} se poate converti în domeniul necesar pentru tensiunea U_7 . Amplificatorul din fig. 5.9, *a* se utilizează în cazul cînd frecvența trebuie să scadă la creșterea tensiunii U_{com} iar amplificatorul din fig. 5.9, *b* — cînd frecvența trebuie să crească odată cu tensiunea U_{com} .

Datele principale ale circuitului integrat $\beta E565$, care interesează aici, sînt următoarele :

- suma tensiunilor de alimentare : $10 \dots 24 \text{ V}$,
- amplitudinea semnalului triunghiular : $\Delta u_9 = 2 \dots 5 \text{ V}$, în funcție de tensiunile de alimentare,
- amplitudinea semnalului dreptunghiular : $\Delta u_4 = 4,8 \dots 11,8 \text{ V}$, în funcție de tensiunile de alimentare,
- factorul de umplere al semnalului dreptunghiular : $40 \dots 60\%$ (tipic 50%),
- frecvența maximă de lucru a oscilatorului comandat prin tensiune : $f_{MAX} = 500 \text{ kHz}$,
- curentul constant de la intrarea 8 : $I = 0,1 \dots 2,2 \text{ mA}$,
- curent de alimentare de la sursă $I_{BI,2} = 8 \dots 10 + 0,85 \cdot (E_1 + E_2 - 10) \text{ [mA]}$,
- timpii de creștere și de cădere ai semnalului dreptunghiular : $20 \text{ ns}, 50 \text{ ns}$,
- domeniul temperaturilor de funcționare : $0 \dots +70 \text{ }^\circ\text{C}$.

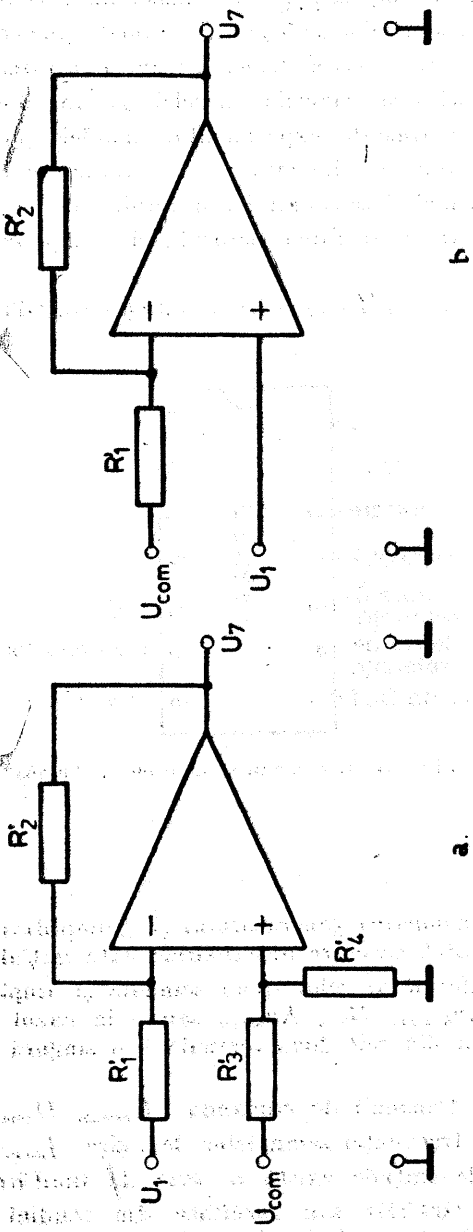


Fig. 5.9. Amplificatoare operaționale pentru conversia domeniului tensiunii de comandă.

Deoarece în catalog nu sînt date dispersiile nivelelor inferioare și superioare ale semnalelor de ieșire nu se poate ține cont în calcule de acestea. Din cauza acestor dispersii rezultă și o dispersie a frecvenței. În majoritatea cazurilor nivelele semnalelor și limitele frecvenței trebuie ajustate experimental (nivelele pot fi ajustate numai prin tensiunile de alimentare, iar limitele frecvenței se pot ajusta prin intermediul tensiunii U_1 și amplificării A_u a amplificatorului operațional). Corectarea factorului de umplere se prezintă în [42].

Conexiunile la capsula circuitului integrat $\beta E565$ sînt prezentate în fig. 5.10.

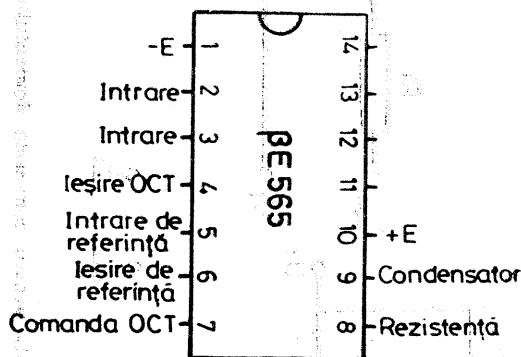


Fig. 5.10. Capsula circuitului integrat $\beta E565$.

DATE INIȚIALE

Pentru dimensionarea generatorului și a amplificatorului operațional auxiliar sînt necesare următoarele date inițiale :

– nivelul inferior al celor două semnale și amplitudinea lor minimă : U_{4L} , $\Delta u_{4 \min}$, U_{9L} , $\Delta u_{9 \min}$ sau – în cazul cînd se va utiliza unul singur din cele două semnale – o singură pereche din acestea,

– extremele tensiunii de comandă : U_{comm} , U_{comat} ,

– extremele frecvenței semnalelor de ieșire : f_{\min} , f_{\max} ,

Pentru datele inițiale există o serie de limitări evidente :

$f_{\min} > 0$, $f_{\max} \leq 500$ kHz sau rezultate din studiul circuitului [24] $\Delta u_4 \leq 11,8$ V ; $\Delta u_9 \leq 5$ V, $U_{4L} < 11,5$ V, $U_{9L} < 8,5$ V.

PROIECTAREA GENERATORULUI

Etapele proiectării generatorului sînt următoarele :

a) Se determină tensiunile de alimentare :

— pentru cazul cînd este necesar numai un semnal de ieşire din cele două, cu ajutorul sistemului

$$\begin{cases} U_{4L} = 0,5 (E_1 - E_2) - 0,45 & [\text{V}] \\ U_{4L} + \Delta u_{4\text{min}} = E_1 - 0,65 & [\text{V}], \end{cases} \quad (5.19)$$

respectiv

$$\begin{cases} U_{9L} = 2,28E_1 - 0,72E_2 + 1,77 & [\text{V}] \\ U_{9L} + \Delta u_{9\text{min}} = 0,5 (E_1 - E_2) + 1,5 & [\text{V}], \end{cases} \quad (5.20)$$

în care s-a ţinut cont deja de semnul tensiunii E_2 ,

— pentru cazul cînd se utilizează ambele semnale de ieşire, cu ajutorul sistemului

$$\begin{cases} U_{4L} = 0,5 (E_1 - E_2) - 0,45 & [\text{V}] \\ U_{9L} = 0,28E_1 - 0,72E_2 + 1,77 & [\text{V}], \end{cases} \quad (5.21)$$

cînd amplitudinea semnalelor nu se mai poate impune urmînd să se verifice mai jos.

Se verifică îndeplinirea condiţiei

$$E_2 \geq 0 \quad (5.22)$$

(s-a ţinut cont de semn în ecuaţii), iar în cazul obţinerii unei valori negative se va adopta $E_2 = 0$, ($E_0 = E_1$) şi vor rezulta nivele şi amplitudini ale semnalelor ce nu mai corespund cu cele impuse mai sus.

Se verifică apoi îndeplinirea condiţiei

$$10 \text{ V} \leq E_1 + E_2 \leq 24 \text{ V}, \quad (5.23)$$

esenţială pentru utilizarea circuitului integrat $\beta\text{E}565$.

Tensiunile E_1 şi E_2 , în cazul cînd rezultă cu valori diferite de cele ale tensiunilor disponibile (de exemplu pentru alimentarea amplificatorului operaţional), pot fi obţinute din tensiuni cu valori mai mari cu ajutorul unor diode Zener potrivite, intercalate în serie în circuitul de alimentare al integratului. Acest lucru este posibil datorită curentului redus şi relativ constant consumat de circuitul $\beta\text{E}565$ de la surse (10...20 mA).

b) Dacă la calculul tensiunilor de alimentare s-a utilizat sistemul de ecuații (5.21) se determină amplitudinile celor două semnale de ieșire

$$\Delta u_4 = 0,5 (E_1 + E_2) - 0,2 \quad [\text{V}] \quad (5.24)$$

$$\Delta u_9 = 0,22 (E_1 + E_2) - 0,27 \quad [\text{V}] \quad (5.25)$$

și se verifică îndeplinirea condițiilor

$$\Delta u_4 \geq \Delta u_{4min}, \quad \Delta u_9 \geq \Delta u_{9min}. \quad (5.26)$$

Dacă aceste condiții nu sînt îndeplinite, rămîne soluția de a se modifica nivelele sau amplitudinile semnalelor cu ajutorul altor circuite auxiliare.

c) Se stabilește polarizarea intrărilor 2 și 3 ale comparatorului de fază. În cazul cînd se utilizează o singură sursă de alimentare $E_0 = E_1$ ($E_2 = 0$), se dimensionează divizorul R_1, R_4 astfel încît intrările 2 și 3 să fie legate la un potențial $U_{2,3} = 1,6 \dots 5 \text{ V}$, admitîndu-se un curent prin divizor, I_d , de ordinul 1 mA. Rezultă (fig. 5.6)

$$R_1 = E_0 - U_{2,3} \quad \text{și} \quad R_4 = U_{2,3} \quad [\text{k}\Omega], \quad [\text{V}]. \quad (5.27)$$

În cazul utilizării a două surse de alimentare, dacă $1,6 \leq E_2 \leq 5 \dots 6 \text{ V}$ se leagă intrările 2, 3 la masă (ca în fig. 5.7). Dacă $E_2 < 1,6 \text{ V}$ este necesar să se introducă divizorul R_1, R_4 și (C_1) dimensionat cu relația 5.27, unde

$$U_{2,3} = (1,6 \dots 5) - E_2 \quad [\text{V}]. \quad (5.28)$$

Dacă $E_2 > 5 \dots 6 \text{ V}$ este necesar să se realizeze divizorul R_1, R_4 ca în fig. 5.11. Calculul rezistențelor se face cu relațiile 5.27, folosind E_2 în locul lui E_0 și aceeași valoare pentru $U_{2,3}$.

Rezistențele R_2 și R_3 se adoptă de ordinul cîțiva $\text{k}\Omega$ (în mod obișnuit $4,7 \text{ k}\Omega$).

d) Se stabilește valoarea minimă admisă pentru tensiunea U_7

$$U_{7MIN} \simeq 0,5 (E_1 - E_2) + 1,5 \quad [\text{V}], \quad (5.29)$$

unde s-a ținut cont de semnul tensiunii E_2 .

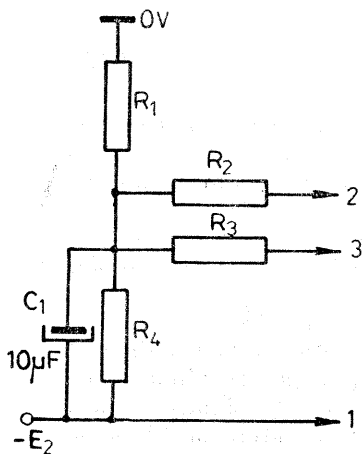


Fig. 5.11. Polarizarea intrărilor 2 și 3 pentru tensiuni E_2 mari.

Se determină limita inferioară a rezistenței R care stabilește frecvența

$$R_{min} = \frac{E_1 - U_{7MIN}}{I_{MAX}} = \frac{E_1 - U_{7MIN}}{2,2 \cdot 10^{-3}} \quad (5.30)$$

e) Se determină limita superioară a capacității condensatorului C care stabilește frecvența

$$C \leq \frac{E_1 - U_{7MIN}}{2f_{max} \cdot \Delta u_9 \cdot R_{min}} \quad [F], [Hz], [\Omega], \quad (5.31)$$

unde s-a ținut cont de corespondența dintre U_7 și f .

Se adoptă capacitatea C normalizată spre valoarea rezultată mai sus dacă nu prezintă dimensiuni și pierderi prea mari.

Se determină rezistența R necesară din relația 5.31 utilizând semnul egal, când se realizează pentru un domeniu dat al frecvenței — un domeniu maxim de variație al tensiunii U_7 . Dacă rezistența R se normalizează suficient de aproape de valoarea calculată rezultă $U_{7min} = U_{7MIN}$.

f) Se determină limita superioară a tensiunii U_7 la care se asigură frecvența impusă f_{min}

$$U_{7max} = E_1 - 2RCf_{min}\Delta u_9 \quad (5.32)$$

Această tensiune trebuie să fie mai mică decît 21 V pentru a putea fi realizată cu amplificator integrat uzual.

Dacă s-a ales capacitatea C mai departe de valoarea rezultată din relația 5.31, trebuie verificată îndeplinirea condiției

$$R < \frac{E_1 - U_{7max}}{I_{MIN}} = \frac{E_1 - U_{7max}}{0,1 \cdot 10^{-3}} \quad (5.33)$$

g) se stabilește circuitul pentru conversia domeniului de comandă dintre cele prezentate în fig. 5.9 ținînd cont de sensul de modificare a frecvenței și tensiunii de comandă date.

Se determină tensiunea U_1 și amplificarea de tensiune A_u necesară pentru circuitul din fig. 5.9, a în ipoteza fără divizare la intrarea neînversoare dacă

$$\frac{U_{7max} - U_{7min}}{U_{comM} - U_{comm}} \geq 1,5, \quad (5.34)$$

și anume amplificarea pentru intrarea înversoare

$$A_u = \frac{U_{7max} - U_{7min}}{U_{comM} - U_{comm}} - 1, \quad (5.35)$$

și tensiunea U_1

$$U_1 = \frac{U_{comm}(1+A_u) - U_{7min}}{A_u} \quad (5.36)$$

Dacă nu este îndeplinită condiția 5.34, se admite $A_u = 0,5$ și considerînd o divizare la intrarea neînversoare rezultă factorul de divizare

$$d = \frac{U_{7max} - U_{7min}}{U_{comm} - U_{comm}} \cdot \frac{1}{1 + A_u} \quad (5.37)$$

cu care trebuie înmulțită și tensiunea U_{comm} în 5.36.

În cazul circuitului din fig. 5.9, *b* se calculează amplificarea

$$A_u = \frac{U_{7max} - U_{7min}}{U_{comm} - U_{comm}} \quad (5.38)$$

și tensiunea

$$U_1 = \frac{A_u U_{comm} + U_{7min}}{1 + A_u} \quad (5.39)$$

h) Se adoptă rezistența R'_1 de la intrarea înversoare a amplificatorului integrat, mult mai mică decît rezistența de intrare a acestuia, de exemplu

$$R'_1 \leq \frac{R_{intr}}{40 \dots 50} \quad (5.40)$$

și rezultă rezistența

$$R'_2 = R'_1 A_u \quad (5.41)$$

Pentru cazul circuitului din fig. 5.9, *b* se normalizează rezistențele R'_1 și R'_2 (R'_2 poate fi prevăzută cu posibilitatea de reglaj pentru ajustarea amplificării A_u).

În cazul circuitului din fig. 5.9, *a* se normalizează numai rezistența R'_2 , deoarece R'_1 va fi realizată prin divizorul care asigură tensiunea fixă U_1 pe baza uneia din tensiunile de alimentare ale amplificatorului integrat. Rezistența R'_2 poate fi prevăzută și aici cu reglaj.

Pentru circuitul din fig. 5.9, *a* se determină rezistențele R'_3 și R'_4 din condițiile

$$\frac{R'_4}{R'_3 \rightarrow R'_4} = d \quad \text{și} \quad R'_3 \parallel R_4 = R'_1 \parallel R'_2 \quad (5.42)$$

i) Se adoptă tipul amplificatorului integrat și tensiunile lui de alimentare, ținînd cont de valoarea absolută maximă a tensiunii U_7 (U_{7max} sau U_{7min}) și de tensiunea nesimetrică maximă care apare

de intrări. Pot să apară cazuri particulare în care amplificatoarele operaționale uzuale (tabelul 4.1) nu sînt utilizabile.

Curentul de ieșire maxim al amplificatorului merită să fie calculat numai în cazul unei tensiuni U_{7min} negative și este

$$I_{emax} = \frac{E_1 - U_{7min}}{3,6} \quad \text{[mA]}. \quad (5.43)$$

Atît în acest caz cît mai ales în celelalte, curentul de ieșire este redus (cîtiva mA) și nu este necesară în general verificarea excursiei maxime a tensiunii de ieșire.

Dacă este cazul, corecția amplificatorului se adoptă pentru amplificarea A_u calculată mai înainte.

j) Se calculează divizorul care realizează tensiunea fixă U_1 cu ajutorul uneia din sursele ce alimentează amplificatorul integrat. Se utilizează relațiile 4.24 și 4.25 în cazul amplificatorului din fig. 5.9, a sau relația 4.24 și condiția

$$R' \parallel R'' = R'_1 \parallel R'_2 \quad (5.44)$$

în cazul amplificatorului din fig. 5.9, b. Una din rezistențele divizorului se poate prevedea cu posibilitate de ajustare pentru ca prin intermediul tensiunii U_1 și a amplificării A_u (și ea ajustabilă) să se asigure limitele frecvenței — f_{min} și f_{max} — impuse.

k) Se stabilește posibilitatea obținerii tensiunilor de alimentare E_1 și E_2 din tensiunile $\pm E$ utilizate la amplificatorul operațional sau invers.

l) Se evaluează curenții consumați de la sursele de alimentare. Circuitul integrat $\beta E565$ consumă de la sursele E_1 și E_2 curenții

$$I_{E1} \leq 10 + 0,85 (E_1 + E_2 - 10) + I_{emax} \quad \text{[mA] [V]} \quad (5.45)$$

$$I_{E2} \leq I_{E1} - I_{emax}. \quad (5.46)$$

La unul din acești curenți (după caz) trebuie adăugat curentul prin divizorul $R_1, R_4 - I_a = 1 \text{ mA}$.

Calculul curenților consumați de amplificator de la surse (inclusiv I_{emax}) nu prezintă dificultăți (tabelul 4.1).

EXEMPLU DE PROIECTARE

Se va dimensiona un generator care să asigure un semnal dreptunghiular cu nivelele $U_{AL} \leq -4 \text{ V}$, $U_A \geq +4 \text{ V}$, cu frecvența comandată între 1 000... ..2 000 Hz cu o tensiune $U_{cem} = 0 \dots +5 \text{ V}$.

Tensiunile de alimentare necesare se obțin prin rezolvarea ecuațiilor

$$\begin{cases} U_{4L} = 0,5(E_1 - E_2) - 0,45 & \text{sau} & \begin{cases} -4 = 0,5(E_1 - E_2) - 0,45 \\ 4 = E_1 - 0,65. \end{cases} \\ U_{4H} = E_1 - 0,65 \end{cases}$$

Rezultă : $E_1 = 4,65$ V și se va adopta $E_1 = 5$ V, cu care : $E_2 \cong 12$ V.

Deși nu s-au impus în datele inițiale nivelele și amplitudinea tensiunii triunghiulare, ele se calculează mai jos

$$U_{9L} = 0,28E_1 - 0,72E_2 + 1,77 = 0,28 \cdot 5 - 0,72 \cdot 12 + 1,77 \cong -5,5 \text{ V},$$

$$U_{4H} = 0,5(E_1 - E_2) + 1,5 = 0,5(5 - 12) + 1,5 = -2 \text{ V},$$

$$\Delta u_9 = U_{9H} - U_{9L} = -2 - (-5,5) = 3,5 \text{ V}.$$

Se verifică faptul că suma tensiunilor de alimentare se încadrează între limitele admise

$$E_1 + E_2 = 5 + 12 = 17 \text{ V și } 10 < 17 < 24 \text{ V}.$$

Întrucît $E_2 > 5 \dots 6$ V, divizorul pentru polarizarea intrărilor 2 și 3 ale circuitului integrat se realizează ca în fig. 2.11. Se adoptă $U_{2,3} = 5$ V și rezultă

$$R_1 = E_2 - U_{2,3} = 12 - 5 = 7 \text{ k}\Omega,$$

$$R_4 = U_{2,3} = 5 \text{ k}\Omega,$$

care se normalizează la valorile $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ și $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega \pm 5\%$.

Tensiunea minimă admisă la terminalul 7 este

$$U_{7MIN} \cong 0,5(E_1 - E_2) + 1,5 = 0,5(5 - 12) + 1,5 = -2 \text{ V},$$

iar limita inferioară a rezistenței R

$$R_{min} = \frac{E_1 - U_{7MIN}}{I_{MAX}} = \frac{5 - (-2)}{2,2 \cdot 10^{-3}} = 3,18 \cdot 10^3 \Omega = 3,18 \text{ k}\Omega.$$

Condensatorul C are capacitatea limitată superior la valoarea

$$C < \frac{E_1 - U_{7MIN}}{2f_{max} \Delta u_9 R_{min}} = \frac{5 - (-2)}{2 \cdot 2000 \cdot 3,5 \cdot 3180} = 0,157 \mu\text{F}.$$

Se adoptă un condensator cu poliester de $0,1 \mu\text{F} \pm 10\%$ (PMP 02.01) cu care se calculează rezistența R necesară

$$R = \frac{E_1 - U_{7MIN}}{2f_{max} \Delta u_9 C} = \frac{5 - (-2)}{2 \cdot 2000 \cdot 3,5 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} = 5000 \Omega = 5 \text{ k}\Omega.$$

Se adoptă o rezistență normalizată de $4,99 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ (ținând cont că pentru precizia frecvenței condensatorul C trebuie selectat și că tensiunea U_{7min} trebuie realizată cu precizie. Rezultă deci

$$U_{7min} \cong U_{7MIN} = -2 \text{ V.}$$

Valoarea maximă a tensiunii U_7 va fi

$$\begin{aligned} U_{7max} &= E_1 - 2RCf_{min} \Delta u_0 = \\ &= 5 - 2 \cdot 4,99 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 3,5 = 1,5 \text{ V.} \end{aligned}$$

Pentru conversia domeniului de comandă se folosește amplificatorul operațional din fig. 5.9, b, deoarece U_{com} și f trebuie să se modifice în același sens. Se calculează

$$A_u = \frac{U_{7max} - U_{7min}}{U_{comM} - U_{comm}} = \frac{1,5 - (-2)}{5 - 0} = 0,7,$$

și

$$U_1 = \frac{A_u U_{comM} + U_{7min}}{1 + A_u} = \frac{0,7 \cdot 5 - 2}{1 + 0,7} = 0,882 \text{ V.}$$

Se adoptă $R'_1 = 5,11 \text{ k}\Omega \pm 2\%$ și rezultă :

$$R'_2 = R'_1 A_u = 5,11 \cdot 0,7 = 3,58 \text{ k}\Omega,$$

care se poate realiza fixă, cu valoarea $3,57 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ sau compusă dintr-o rezistență fixă și una semireglabilă în scopul ajustării frecvenței la capetele domeniului.

Deoarece excursia tensiunii de ieșire a amplificatorului operațional are loc în limite restrinse, iar tensiunea U_1 este redusă se poate utiliza orice amplificator integrat uzual, de exemplu $\beta A741$, care nu necesită prea multe componente auxiliare.

Tensiunile de alimentare se pot adopta $\pm E = \pm 12 \text{ V}$, ținând cont de faptul că și $E_2 = -12 \text{ V}$, utilizându-se aceeași sursă negativă.

Curentul maxim de ieșire (absorbit) al amplificatorului integrat este

$$I_{emox} = \frac{E_1 - U_{7min}}{3,6} = \frac{5 - (-2)}{3,6} = 1,94 \text{ mA,}$$

și fiind redus nu mai este necesară verificarea excursiei maxime a tensiunii de ieșire.

Tensiunea U_1 se realizează cu ajutorul unui divizor alimentat de la sursa pozitivă utilizată de amplificatorul operațional.

Rezistențele divizorului se determină din ecuațiile

$$U_1 = E \frac{R''}{R' + R''} \quad \text{și} \quad \frac{R'R''}{R' + R''} = \frac{R'_1 R'_2}{R'_1 + R'_2}.$$

Cu $U_1=0,882$ V, $E=12$ V, $R'_1=5,11$ k Ω și $R'_2=3,57$ k Ω se obțin după calcul și normalizare: $R'=28,7$ k $\Omega \pm 1\%$ și $R''=2,26$ k $\Omega \pm 1\%$. R'' se poate eventual realiza cu posibilitate de reglaj.

Tensiunea de alimentare $E_1=5$ V se poate obține (și ajusta) din tensiunea $+E=+12$ V de alimentare a amplificatorului operațional cu o diodă Zener de tensiune în jur de 7 V, în serie (DZ6V8, PL7V5Z).

Curenții consumați de la sursele de alimentare sînt

$$I_{E1} \leq 10 + 0,85(E_1 + E_2 - 10) + I_{max} = \\ = 10 + 0,85(5 + 12 - 10) + 1,94 \cong 18 \text{ mA,}$$

$$I_{E2} \leq I_{E1} - I_{max} \diamond I_d = 18 - 1,94 \cong 17 \text{ mA.}$$

Amplificatorul operațional consumă de la sursa pozitivă un curent de cca 3 mA (tabelul 4.1) și de la sursa negativă (aceeași cu E_2) un curent maxim de cca 5 mA (s-a inclus I_{max}).

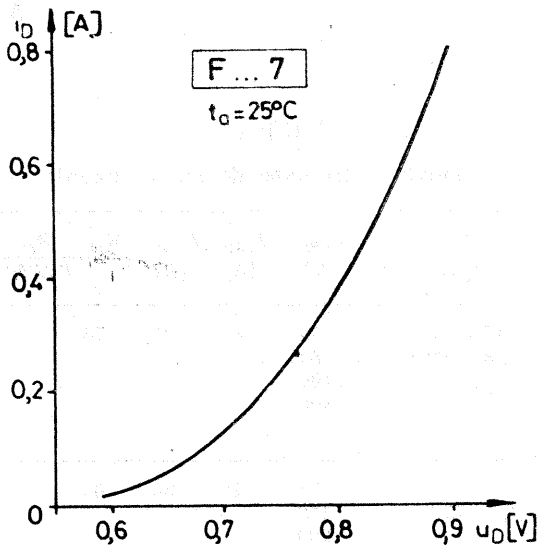
TABEL

cu diodele redresoare de siliciu uzuale

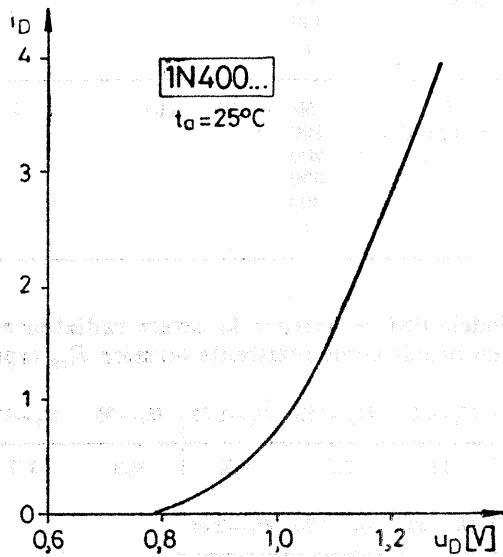
Tipul	I_0 [A]	V_{RRM} [V]	I_{FRM} [A]	I_{FSM} [A]	R_{ja} R_{js} [°C/W]	R_{sr}	t_{jMAX} [°C]	
F057	0,75 ($t_a \leq 50$ °C)	50	4	30	70		125	
F087		80						
F107		100						
F207		400						
:		:						
1N4001	1 ($t_a \leq 75$ °C)	50	10	30	60		150	
1N4002		100						
1N4003		200						
1N4004		400						
:		:						
F102	2 ($t_a \leq 25$ °C)	100	6,5	70	50		150	
F202		200						
F402		400						
:		:						
:		:						
6S105(R)	6 ($t_c \leq 125$ °C)	50	20	160		3	2,5	150
6S11(R)		100						
6S12(R)		200						
6S13(R)		300						
6S14(R)		400						
:	:							

Pentru diodele 6SI se livrează la cerere radiatoare de aluminiu de tip U [14], cu următoarele rezistențe termice R_{ra} (aproximative):

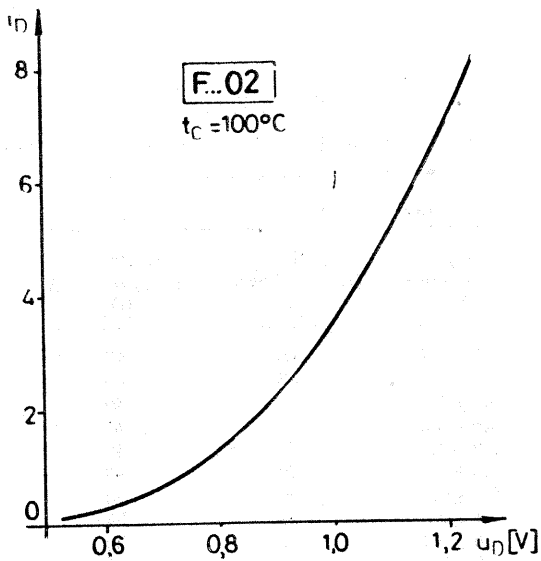
tip :	U_1-56	U_1-113	U_1-170	U_2-70	U_2-113	U_2-196
°C/W	11	7,5	4,2	6,3	3,7	2,5
tip	U_3-90	U_3-170	U_3-250			
°C/W	3,5	2,5	1,4			



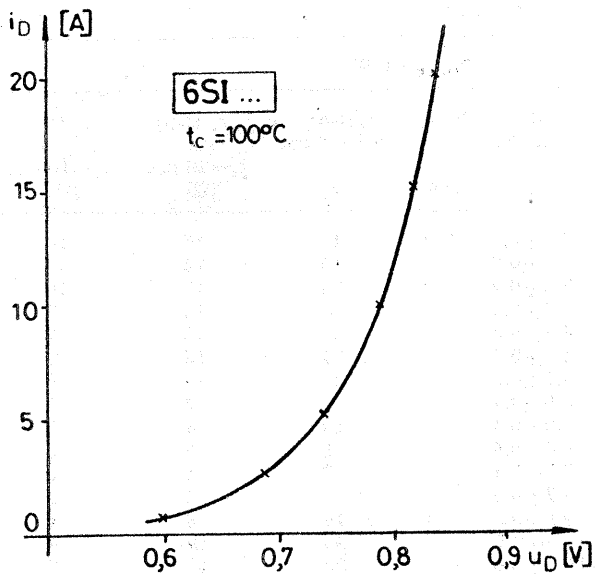
A.1. Caracteristica diodelor din seria de 0,75 A.



A.2. Caracteristica diodelor din seria de 1 A.



A.3. Caracteristica diodelor din seria de 2 A.



A.4. Caracteristica diodelor din seria de 6 A.

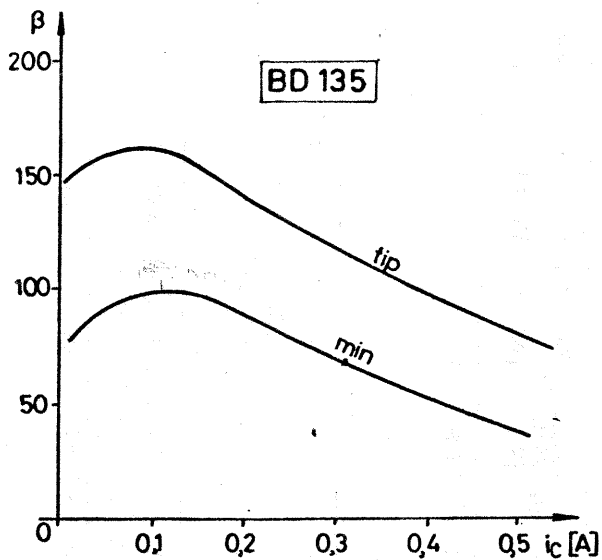
TABEL
cu diode Zener de putere mică și tensiuni mici

$P_{MAX}=0,4 \text{ W}$				
Tipul	U_z (la $I_z=5 \text{ mA}$) [V]	r_z (tip) (la $I_z=5 \text{ mA}$) [Ω]	r_z (tip) (la $I_z=10 \text{ mA}$) [Ω]	α_{UZ} [$10^{-4}/^{\circ}\text{C}$]
DZ2V7	2,7±0,2	80	40	-9...0
DZ3	3 ±0,2	80	40	-9...0
DZ3V3	3,3±0,2	80	40	-8...0
DZ3V6	3,6±0,2	70	40	-8...0
DZ3V9	3,9±0,2	70	40	-7...0
DZ4V3	4,3±0,3	70	40	-6...0
DZ4V7	4,7±0,3	60	30	-5...2
DZ5V1	5,1±0,3	50	25	-3...4
DZ5V6	5,6±0,4	40	20	-2...6
DZ6V2	6,2±0,4	20	10	-1...7
DZ6V8	6,8±0,4	8	5	0...7
DZ7V5	7,5±0,4	5	3	0...7
DZ8V2	8,2±0,5	5	3	0...7
DZ9V1	9,1±0,5	8	5	0...8

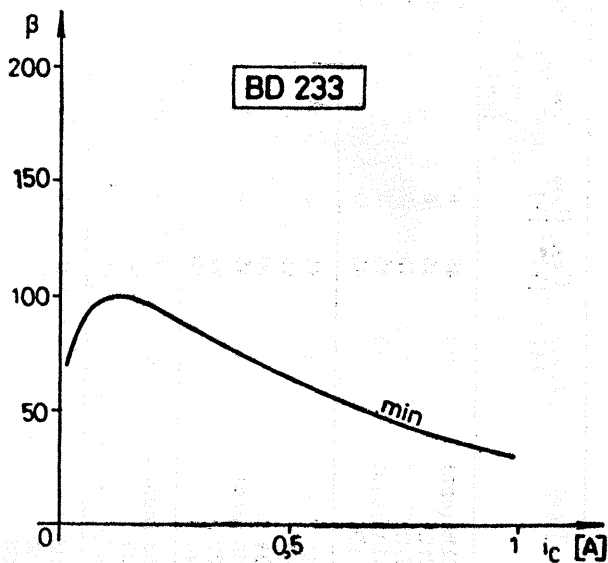
$P_{MAX}=1 \text{ W}$						
Tipul	U_z ($t_a=25^{\circ}\text{C}$) [V]	la I_z [mA]	r_z (tip) (la $I_z=10\text{mA}$) [Ω]	r_z (tip) (la $I_z=20 \text{ mA}$) [Ω]	r_z (tip) (la $I_z=100 \text{ mA}$) [Ω]	α_{UZ} (tip) [$10^{-4}/^{\circ}\text{C}$]
PL3Z	3 ±0,2	100	45	15	10	-6,5
PL3V3Z	3,3±0,2		40	15	10	-6
PL3V6Z	3,6±0,2		35	15	10	-5,5
PL3V9Z	3,9±0,2		35	15	7	-5
PL4V3Z	4,3±0,3		35	15	7	-4
PL4V7Z	4,7±0,3		35	15	7	-2
PL5V1Z	5,1±0,3		30	10	5	1
PL5V6Z	5,6±0,4		20	8	2	2,5
PL6V2Z	6,2±0,4		10	4	2	3,2
PL6V8Z	6,8±0,4		8	3	2	4
PL7V5Z	7,5±0,4		7	3	2	4,5
PL8V2Z	8,2±0,5		7	3	2	4,8
PL9V1Z	9,1±0,5	50	15	6	4	5,1
PL10Z	10 ±0,6		25	10	4	5,5
PL11Z	11 ±0,6		30	15	7	6
PL12Z	12 ±0,7		35	15	7	6,5

TABEL
cu tranzistoarele de siliciu uzuale

Tipul	I_{CMAX} [A]	U_{CE0} [V]	U_{EB0} [V]	I_{EB0} ($t_d=25^\circ C$) ($U_{EB}=5V$) [μA]	β_{min}	I_{σ} [mA]	P_{dMAX0} ($t_d=25^\circ C$) [W]	P_{d0} [W]	R_{jc}	R_{ca}	R_{cr}	t_{MAX} [$^\circ C$]
BC171B (npn)	0,1	45	6	240	2	0,3	—	—	—	—	—	—
BC171C		45	6	450								
BC172C		25	5	450								
BC251A (pnp)	0,1	45	5	125	2	0,3	—	—	—	—	—	—
BC251B		45	5	240								
BD135	1	45	5	40	400	1	6,5	10	110	8	150	
BD137		60										
BD139		80										
BD136 (pnp)	1	45	5	40	400	1	6,5	10	110	8	150	
BD138		60										
BD140		80										
BD233 (npn)	2	45	5	(20)	25	1,1	25	5	110	8	150	
BD235		60										
BD237		80										
2N5490	7	40	5	20	2,4	2,4	50	2,5	60	3	175	
2N5492		55										
2N5496		70										
2N3055/1	15	30	7	20	3 A	4,7	117	1,5	30	0,5	200	
2N3055/4		20		30	3 A							
2N3055/8		60		70	4 A							

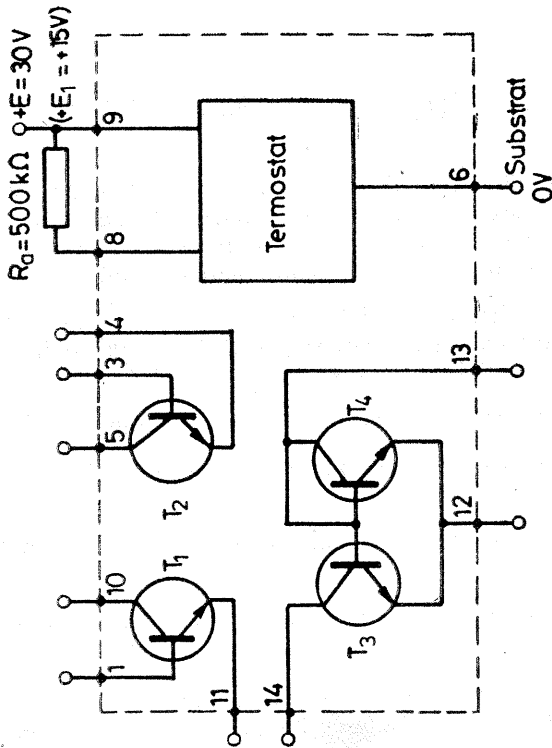
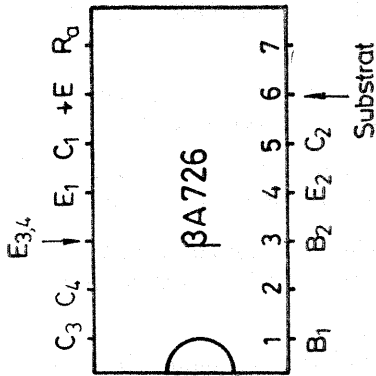


A.5. Dependența factorului de amplificare de curentul de colector la tranzistorul BD 135.



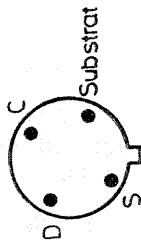
A.6. Dependența factorului de amplificare de curentul de colector la tranzistorul BD 233.

TO-116 (vedere de sus)



A.7. Structura circuitului integrat β A 726 și conexiunile la capsulă.

BFW 11
(TO-72a)



A.8. Capsula tranzistorului TECJ-BFW 11.

REGULI PENTRU CONCEPȚIA CABLAJULUI IMPRIMAT

Pentru reușita deplină a realizării circuitelor electronice este necesar ca montajul acestora să fie cât mai îngrijit. În acest scop, cablajul imprimat trebuie să fie conceput pe baza unor reguli și recomandări dintre care, o parte, se prezintă mai jos [43].

1. Se recomandă realizarea unui traseu de masă pe marginile plăcii pentru cablaj imprimat (în jurul circuitului, exceptînd latura pe care se scot terminalele de acces).

2. Se realizează trasee de masă late pe toată lungimea lor.

3. Se evită apropierea sub 1...1,5 mm a traseelor față de marginea plăcii de montaj.

4. Se recomandă prevederea terminalelor de acces pe o singură latură a plăcii.

5. Se stabilesc traseele de curent mare astfel încît lungimea lor să fie minimă.

6. Se stabilește lățimea traseelor de curent mare astfel încît rezistența lor să fie redusă (la o lățime de 3 mm rezultă o rezistență de $0,17 \Omega/m$).

7. Se limitează inferior la 0,5 mm distanța dintre două trasee vecine atunci cînd tensiunile de alimentare nu depășesc cîteva zeci de volți.

8. Se amplasează circuitele de semnal mic pe placa de montaj cît mai departe de circuitele de semnal mare.

9. Se evită amplasarea componentelor sensibile la temperatură în apropierea componentelor ce disipă puteri mari.

10. Se realizează traseele cu lungime totală cît mai redusă asigurînd însă spațiul necesar pe placă pentru montarea componentelor.

11. Se evită folosirea unui traseu comun de masă pentru circuite de semnal mic și de semnal mare.

12. Se evită realizarea unor trasee pentru semnale paralele sau, eventual, se separă cele două trasee printr-unul de masă.

13. Se limitează inferior diametrul unei insule pentru terminal la 2,5 mm.

14. Se amplasează componentele; semireglabile sau reglabile astfel încît să existe acces la ele.

15. Se va evita conducerea traseului de alimentare printre terminalele capsulei circuitelor integrate de tip „dual-in-line“.

16. Se marchează printr-o formă specială locul de contact pentru primul terminal al capsulei circuitelor integrate.

17. Se marchează cu litere corespunzătoare locurile de contact pentru diode și tranzistoare.

BIBLIOGRAFIE

1. Roginski, V. I. *Elektriceskoe pitanie radiotekhniceskih ustroistv*. Gosenergoizdat Moskva, 1957.
2. Felea, I. și alții. *Circuite cu tranzistoare în industrie*. Vol. II, Editura tehnică, București, 1964.
3. Mityko, G., Ciucă, M. *Alimentarea radioreceptoarelor și televizoarelor*. Editura tehnică, București, 1970.
4. Bărbat, B. *Transformatoare de rețea*. Editura tehnică, București, 1962.
5. Ciugudean, M. *Dispozitive și circuite electronice*. Partea II— *Circuite electronice*. Institutul politehnic Timișoara, 1980.
6. Săvescu, M., Popovici A., Popescu, M. *Circuite electronice*, Vol. II Editura tehnică, București, 1969.
7. Ciugudean, M. *Relația dintre rezistențele interne ale circuitului redresor cu și fără capacitiv*. Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic Timișoara, Seria electrotehnică, Fasc. 2/1980.
8. Dan, I., Moseanu, A. *Redresoare cu semiconductoare*. Editura tehnică, București, 1975.
9. Ciugudean, M. *Contribuții la proiectarea redresoarelor monofazate de putere redusă cu filtru capacitiv*. Conferința națională de electronică, telecomunicații, automată și calculatoare. Institutul politehnic București, 17—19 noiembrie 1982.
10. Ovidiu, R. *Componente electronice pasive*. *Catalog*. Editura tehnică, București, 1981.
11. Cătuneanu, V. M. și alții *Tehnologie electronică*. Editura didactică și pedagogică, București, 1981.
12. Dascălu, D., Turic, L., Hoffman I. *Circuite electronice*. Editura didactică și pedagogică, București, 1981.
13. Hihulescu, M. *Bobinarea aparatelor electrice de joasă tensiune*. Editura tehnică București, 1978.
14. I.P.R.S. *Cataloge de diode, tiristoare, tranzistoare*. 1976—77.
15. Ciugudean M. *Dispozitive și circuite electronice*. Partea I, *Dispozitive electronice*. Institutul politehnic Timișoara, 1983.
16. I.P.R.S. *Circuite integrate liniare*, 1981.
17. Sipos, G. *Integrált áramkörös elektronika*, Budapest, 1980.
18. Texas Instruments. *Analog és illesztő integrált áramkörök*. Budapest, 1979
19. Dumitrescu, M. *Stabilizatoare de tensiune și curent*. Editura tehnică, București, 1965.

20. Ciugudean, M, Tănase, M. *Contribuții la proiectarea surselor de tensiune stabilizată cu element de reglare cu două tranzistoare în serie*. Buletinul științific al Institutului politehnic Cluj - Napoca, nr. 22, 1979, p. 46—50.
21. Bircă-Gălățeanu, S. *Proiectarea elementului de control serie pentru un redresor stabilizat cu semiconductoare*. Telecomunicații, 14, nr. 6, iunie 1970
22. Ponner, I. *Electronică industrială*. Editură didactică și pedagogică, București 1972.
23. Goga, G. și alții. *Tuburi electronice și dispozitive semiconductoare*, Editura tehnică, București, 1964.
24. Vătășescu, A., Bodea, M. și alții. *Circuite integrate liniare. Manual de utilizare*, Vol. I, Editura tehnică, București, 1979.
25. Vătășescu, A. și alții. *Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare*. Editura tehnică, București, 1975.
26. Vasilescu, G., Lungu, Șt. *Electronică*. Editura didactică și pedagogică, București, 1981.
27. Dănilă, Th., Reus, N., Boiciu, V. *Dispozitive și circuite electronice*. Editura didactică și pedagogică, București, 1982.
28. I.C.C.E. *Catalog. Componente electronice semiconductoare*, 1980.
29. Lăzăroiu, F. D. *Mașini electrice de mică putere*. Editura tehnică, București, 1965.
30. Piețrăreanu, E. *Agenda electricianului*, Editura tehnică, București, 1979
31. Ciugudean, M., Fericean, S. *Circuite electronice cu amplificatorul integrat ROB151*. Lucrări tehnico-științifice — Măsură, electronică, automatică, I.P.T., 13—15 mai 1977.
32. Ciobănița, V. și alții. *Radiorecepția*. Editura Albatros, București, 1982.
33. Ciugudean, M., Fericean, S., Jian, L. *Dispozitive și circuite electronice. Îndrumător de proiectare*. I.P.T., 1980 și 1983.
34. Ciugudean, M., Köles, I. *Contribuții la calculul amplificatorului operațional cu caracteristică de transfer cu pantă monoton variabilă*. Buletinul științific și tehnic al I.P.T., Fasc. 1, 1982.
35. Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. *Circuite integrate liniare*. Editura tehnică, București, 1976.
36. Dragu, I., Iosif, I. M. *Circuite integrate liniare. Amplificatori operaționali*. Editura militară, București, 1981.
37. Preitl, Șt. *Proiectarea cu ajutorul calculatorului numeric a unui transformator de funcții universal cu diode*. Buletinul științific și tehnic al I.P.T. Fasc. 2, 1976.
38. Vătășescu, A. și alții. *Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare*. Editura tehnică, București, 1971.
39. Ciugudean, M., Nemes, M. *Considerații asupra oscilatorului LC în punte cu reglaj de amplitudine*. Conferința națională de electronică, telecomunicații, automatică și calculatoare. Institutul politehnic București, 17—19 noiembrie 1982.
40. Întreprinderea de ferite Urziceni. *Ferite și utilaje specifice fabricării lor*.
41. Băjeu, G., Stancu, G. *Generatoare de semnale sinusoidale*, Editura tehnică, București, 1979.
42. Mitrofan, G. I. *Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă*. Editura tehnică, București, 1981.
43. Harea, V., Cârstea, H., Mârza, E. *Tehnologie electronică. Lucrări de laborator* I.P.T., 1981.

CUPRINS

	pag.
Prefață	5
Introducere	6

Capitolul 1

PROIECTAREA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE CONTINUA	8
1.1. Proiectarea stabilizatorului cu diodă Zener	8
1.2. Proiectarea stabilizatorului cu element de reglare serie fără amplificator de eroare	18
1.3. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat β A 723	34
1.4. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat β A 723 și tranzistor extern <i>npn</i>	51
1.5. Proiectarea stabilizatorului de tensiune cu circuit integrat β A 723 și element de reglare cu două tranzistoare în serie	62
1.6. Calculul radiatorului pentru un dispozitiv semiconductor	77

Capitolul 2

PROIECTAREA ALIMENTATOARELOR MONOFAZATE DE PUTERE REDUSA	85
2.1. Proiectarea circuitului redresor	85
2.2. Proiectarea transformatorului de rețea	97

Capitolul 3

PROIECTAREA UNOR AMPLIFICATOARE DE JOASA FRECVENȚA	109
3.1. Proiectarea amplificatorului cu circuit integrat TBA 790 T sau TCA 150 T	109
3.2. Proiectarea amplificatorului de joasă frecvență cu circuit integrat ROB 151	124

Capitolul 4

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE	138
4.1. Proiectarea unei surse de curent comandată prin tensiune	144
4.2. Proiectarea unui transformator funcțional cu caracteristica cu panta monoton variabilă	157
4.3. Proiectarea unui oscilator sinusoidal <i>LC</i> în puncte cu frecvență fixă	169
4.4. Proiectarea unui oscilator sinusoidal <i>RC</i> cu circuit Wien	184

Capitolul 5

PROIECTAREA UNOR CIRCUITE SPECIALE	195
5.1. Proiectarea unui circuit basculant monostabil comandat prin tensiune cu circuit integrat $\beta E 555$	195
5.2. Proiectarea unui generator comandat prin tensiune cu circuit integrat $\beta E 565$	205
Anexe	219
Bibliografie	228

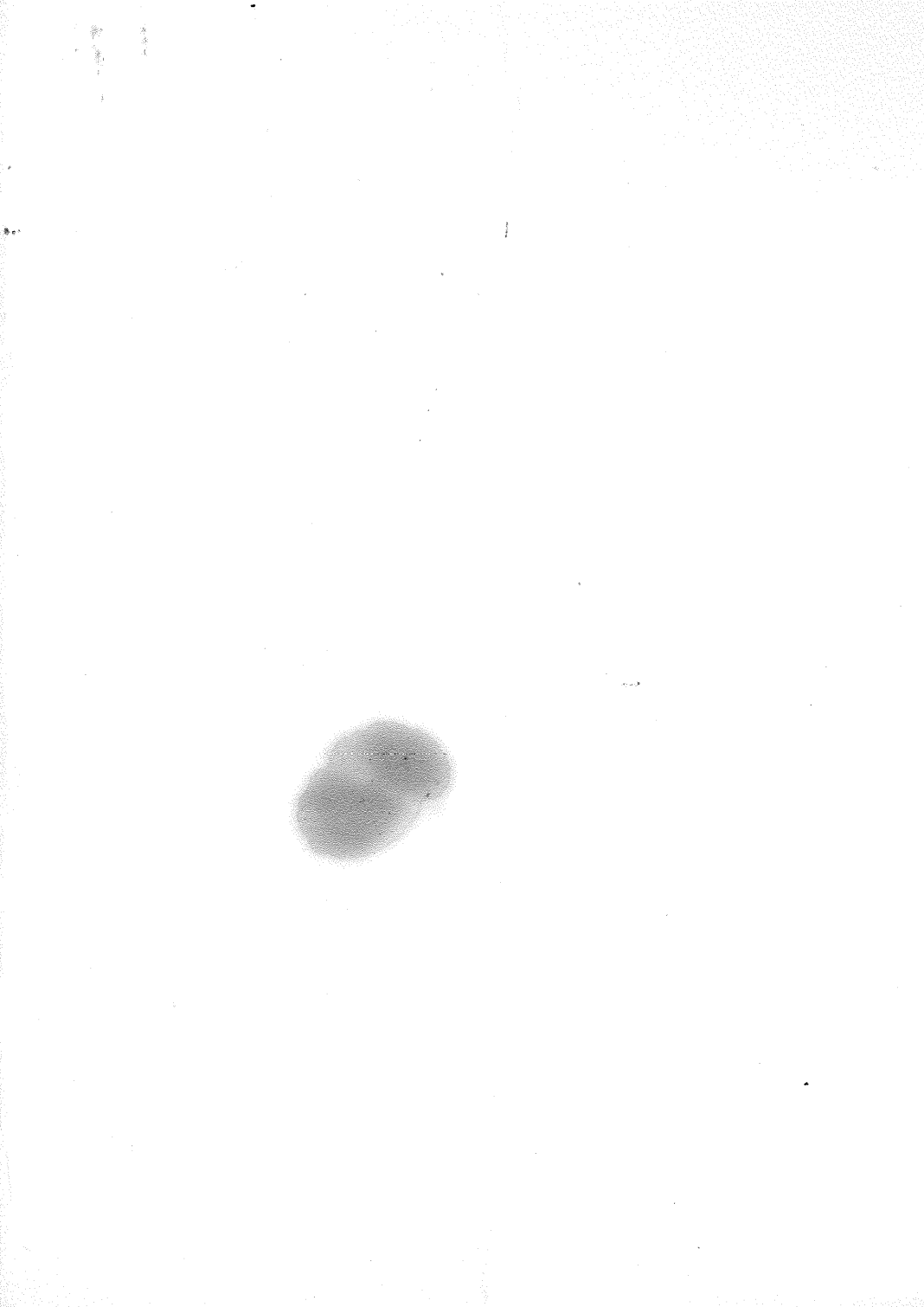


Redactor : ION ILIN
Tehnoredactor : IOAN I. IANCU

Bun de tipar : 12.07.1983.
Apărut 1983.
Coli tipar : 14,5.

Întreprinderea poligrafică „Banat“
Timișoara, Calea Aradului nr. 1.
Republica Socialistă România.
Comanda nr. 65.







Lei 21,50

M. CIOBULEAN PROIECTAREA UNOR CIRCUITE ELECTRONICE