

LUCRAREA NR. 3
AMPLIFICATOARE DE
AUDIOFRECVENTA DE PUTERE

PARTEA I. PROIECTARE

Consideratii teoretice

De cele mai multe ori semnalele electrice nu sunt suficient de intense pentru fructificarea informatiilor pe care le poarta, fapt care implica necesitatea amplificarii acestora pâna la nivelul cerut intr-o aplicatie sau alta. Circuitele electronice cu care se realizeaza operatia de amplificare se numesc amplificatoare. În cazul general, un amplificator este un cuadripol activ prevazut cu o poarta de intrare si o poarta de iesire capabil sa furnizeze la iesire semnale electrice identice cu cele aplicate la intrare, dar de putere mult mai mare.

Amplificatoarele de joasa frecventa, numite si de audiofrecventa, se caracterizeaza printr-o banda de frecventa cuprinsa aproximativ între 20 Hz si 20 Khz.

Pentru îmbunatatirea performantelor (marirea stabilitatii, reducerea distorsiunilor) în amplificatoare este folosita curent reactia negativa (aplicarea unei parti din semnalul de iesire, cu faza

inversata, înapoi, la intrare). De aceea, schema bloc a unui amplificator este cea din figura 3.1.

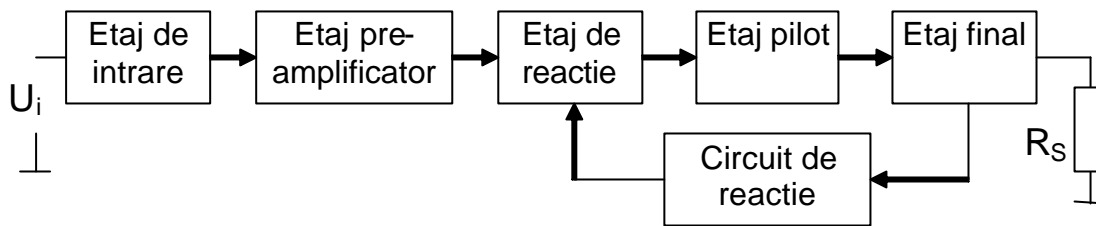


Figura 3.1. Schema bloc a unui amplificator.

Pentru proiectarea unui astfel de amplificator sunt necesare o serie de date initiale. Acestea caracterizeaza atât amplificatorul cât și sarcina și sursa de semnal și pot fi:

- Puterea utilă în sarcină P [W]
- Rezistența de sarcină R_s [Ω]
- Sensibilitatea la intrare S [mV]
- Rezistența de intrare R_i [Ω]
- Factorul de distorsiuni neliniare δ [%]
- Frecvența limită inferioară f_j [Hz]
- Frecvența limită superioară f_s [Hz]
- Domeniul de temperatură ΔT [$^{\circ}\text{C}$]

Deoarece etajele de amplificare se interconditionează reciproc, proiectarea unui amplificator nu poate începe cu orice etaj. Având cunoscute rezistența de sarcină și puterea maximă ce trebuie debitată pe aceasta, calculul amplificatorului va începe cu etajul final.

Etajul final trebuie să dezvolte în sarcină puterea cerută cu un randament cât mai bun și cu distorsiuni cât mai mici.

Sarcina unui etaj de putere de joasa frecventa poate fi un difuzor, o linie de transmisie, un motor electric, etc., variind deci de la câtiva ohmi la câteva sute de ohmi, puterea ceruta variind de la zeci de miliwati la sute de wati.

Etajul final al unui amplificator de joasa frecventa lucreaza de regula în clasele A sau AB de amplificare. S-au mai impus în ultima vreme etajele finale în regim de comutatie (clasa D de amplificare).

Amplificatoarele de putere functionând în clasa B sau AB s-au impus printr-un randament mai bun, distorsiuni mai mici, amplitudinea semnalului mai mare si putere disipata mai mica comparativ cu cele în clasa A, necesitând însa doua tranzistoare.

În clasa B de amplificare, punctul de functionare este ales în originea axelor de coordonate în planul caracteristicii de intrare, tranzistoarele intrând în conductie numai în prezenta semnalului ce urmeaza a fi amplificat. Tranzistoarele conduc alternativ, functie de polaritatea semnalului de intrare.

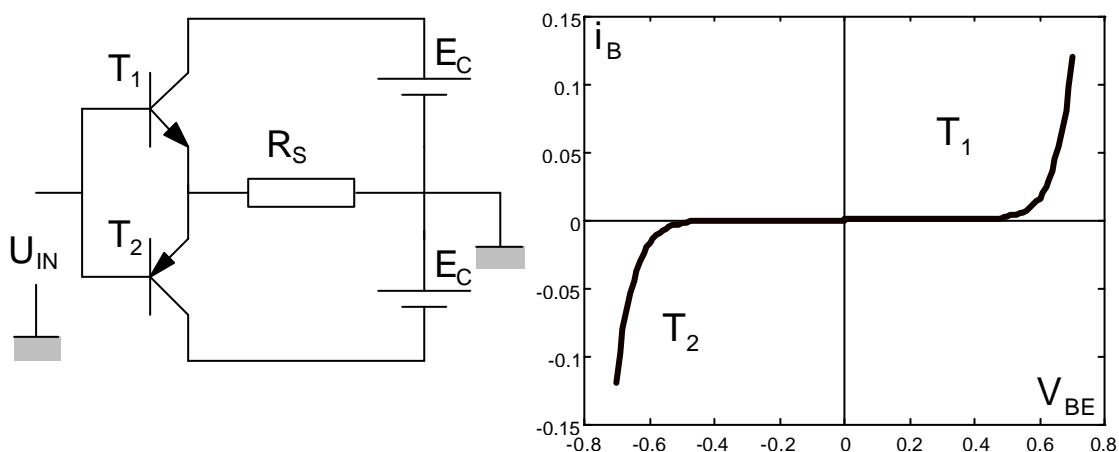


Figura 3.2. Etajul final în clasa B

Avantajul principal al amplificatoarelor în clasa B (sau amplificatoare complementare) rezulta din figura. În lipsa semnalului ambele tranzistoare sunt blocate deci curentul de PSF (punct static de functionare) este nul ceea ce duce la concluzia ca randamentul este mai bun. În plus fiecare tranzistor conduce numai pe o semialternanta a semnalului deci va fi dimensionat la numai jumătate din puterea totala.

Dezavantajul major al acestui etaj consta în existenta unui interval de tensiune în care ambele tranzistoare sunt blocate, ceea ce conduce la aparitia unor distorsiuni mari la schimbarea polaritatii semnalului. Din aceasta cauza se prefera utilizarea etajului în clasa AB sau cvasicomplementar (figura 3.3).

Acest etaj mentine avantajul amplificatorului în clasa B si anume randament mai bun. În plus se realizeaza prepolarizarea celor doua tranzistoare finale si anume se asigura în PSF un curent mic de colector. Acest curent poate fi neglijat din punctul de vedere al puterii de c.c. consumate, însa realizând acum compunerea caracteristicilor de intrare ale celor doua tranzistoare finale (figura 3.3), vom obtine o caracteristica aproape liniara, deci distorsiuni mai mici, reduse si mai mult de prezenta reactiei negative.

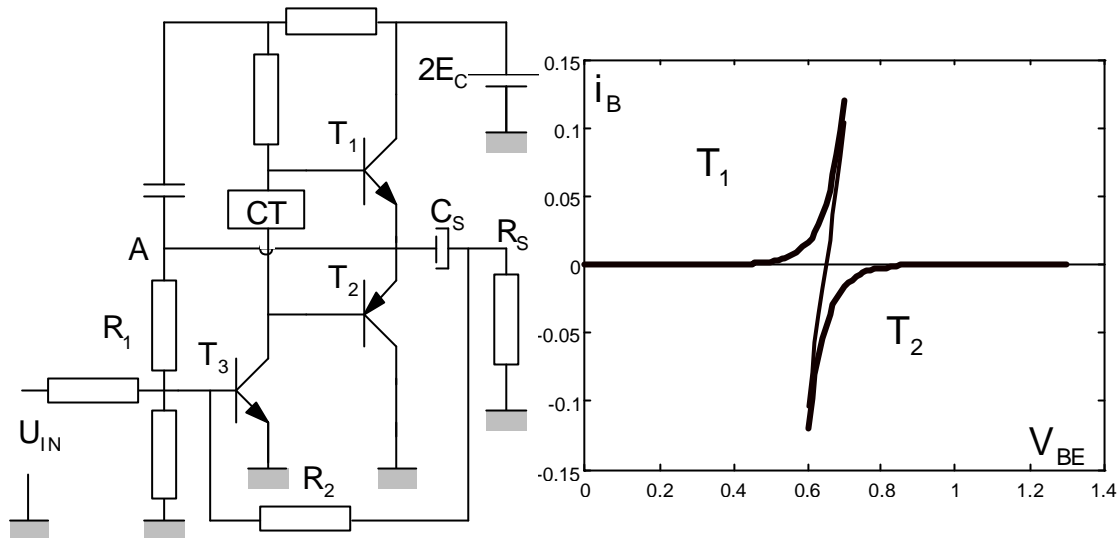


Figura 3.3. Amplificator cu etaj final în clasa AB

În alternanța pozitivă a semnalului de comandă va conduce T_1 , prin intermediul căruia și prin rezistența de sarcină R_S se va încărca condensatorul C_S de la sursa $2E_C$, determinând un curent prin R_S , deci a aceleiași alternanțe amplificate. În alternanța negativă a semnalului de comandă T_1 se va bloca, dar se va deschide T_2 prin intermediul căruia se va descărca C_S , curentul prin R_S schimbându-și sensul. Se observă că C_S ține locul sursei de alimentare pe timpul acestei alternanțe și de aceea el trebuie să aibă o valoare mare astfel încât constanta de timp $\tau = R_S \cdot C_S$ să fie cât mai mare față de perioada semnalului de frecvență cea mai joasă ce trebuie amplificat. Aceasta conduce la creșterea gabariturii și costului condensatorului, dar se reduce o sursă de alimentare suplimentară.

Pentru a avea alternanțe egale este necesar ca C_S să se încarce la o tensiune egală cu E_C . Aceasta se realizează prin polarizarea corespunzătoare a bazelor celor două tranzistoare.

În figura CT reprezinta un circuit de compensare termica si de liniarizare a caracteristicii compuse. Practic el realizeaza o polarizare a bazelor celor doua tranzistoare, pentru a muta punctul de functionare al acestora usor spre clasa A de amplificare, de unde si denumirea de clasa AB. Polarizarea trebuie sa depinda cât mai putin de temperatura.

Rezistentele au urmatoarele roluri:

- R_1 - reactie în c.c. asigurând autoaxarea potentialului punctului A la valoarea E_c la variatia tensiunii de alimentare.
- R_2 - reactie în semnal pentru a scadea distorsiunile si a îmbunatati raspunsul.

Sursa a fost notata cu $2E_c$ pentru a putea utiliza relatiile de proiectare si pentru schema de etaj cu sursa simetrica (split supply voltage).

Gasirea unei perechi de tranzistoare complementare cu parametrii ceruti este mai dificila în cazul puterilor mari. De aceea se recurge la utilizarea pentru etajul final a unor tranzistoare compuse (dubleti, tripleti), având ca tranzistoare de putere tranzistoare de acelasi tip (cel mai adesea npn), iar ca tranzistoare complementare, tranzistoare de puteri mai mici. Se utilizeaza conexiunea Darlington, dupa cum se arata în figura 3.4. Schema din figura a) este fara inversare de polaritate, iar cea din figura b) este cu inversare de polaritate. Rezistenta R de aproximativ 100Ω are rolul de a reduce influenta curentului rezidual si de a mari curentul de colector prin T'' la curenti mici de sarcina.

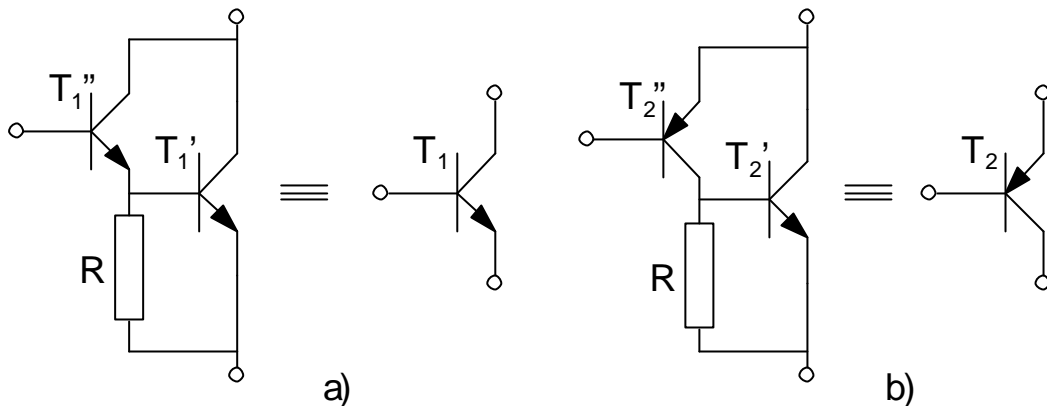


Figura 3.4. Realizarea tranzistoarelor Darlington complementare

Relatii de proiectare pentru montajul utilizat în laborator

Schema utilizată (figura 3.5) este o schema tipică de amplificator cvasicomplementar care folosește conexiunea Darlington pentru tranzistoarele finale.

Asa cum am arătat conexiunea T_1 și T_3 este echivalentă unui tranzistor npn, iar T_2 și T_4 unui tranzistor pnp. Tranzistorul pilot este T_6 iar tranzistorul T_5 , montat în conexiune de dioda multiplicată este utilizat în circuitul de compensare termică CT.

Rezistența R_{10} constituie reacție în semnal pentru a scădea distorsiunile, iar rezistența $R_9 + P_1$ reacție în curent continuu, asigurând autoaxarea punctului A la valoarea E_C la variația tensiunii de alimentare.

Condensatorul C_4 realizează o conexiune bootstrap pentru ameliorarea factorului de utilizare a sursei care, în cazul cuplării directe a etajului pilot la etajul final, nu este același în ambele alternanțe. Fiecare tranzistor final apare în schema de repetor în

conexiune bootstrap. În acest fel cele doua extremitati ale rezistentei R_4 sunt practic la potentiale egale din punct de vedere al regimului dinamic. În acest caz prin R_4 nu avem curent în regim dinamic si deci se poate considera ca etajul pilot debiteaza componenta alternativa de excitatie numai în baza tranzistorului final, iar curentul de punct static este asigurat prin R_4 ca si cum acesta s-ar comporta ca un generator de curent constant. Singurul dezavantaj este ca functionarea acestui etaj are loc astfel numai atât timp cât C_4 asigura o decuplare eficienta si deci comportarea nu este valabila în cazul frecventelor joase.

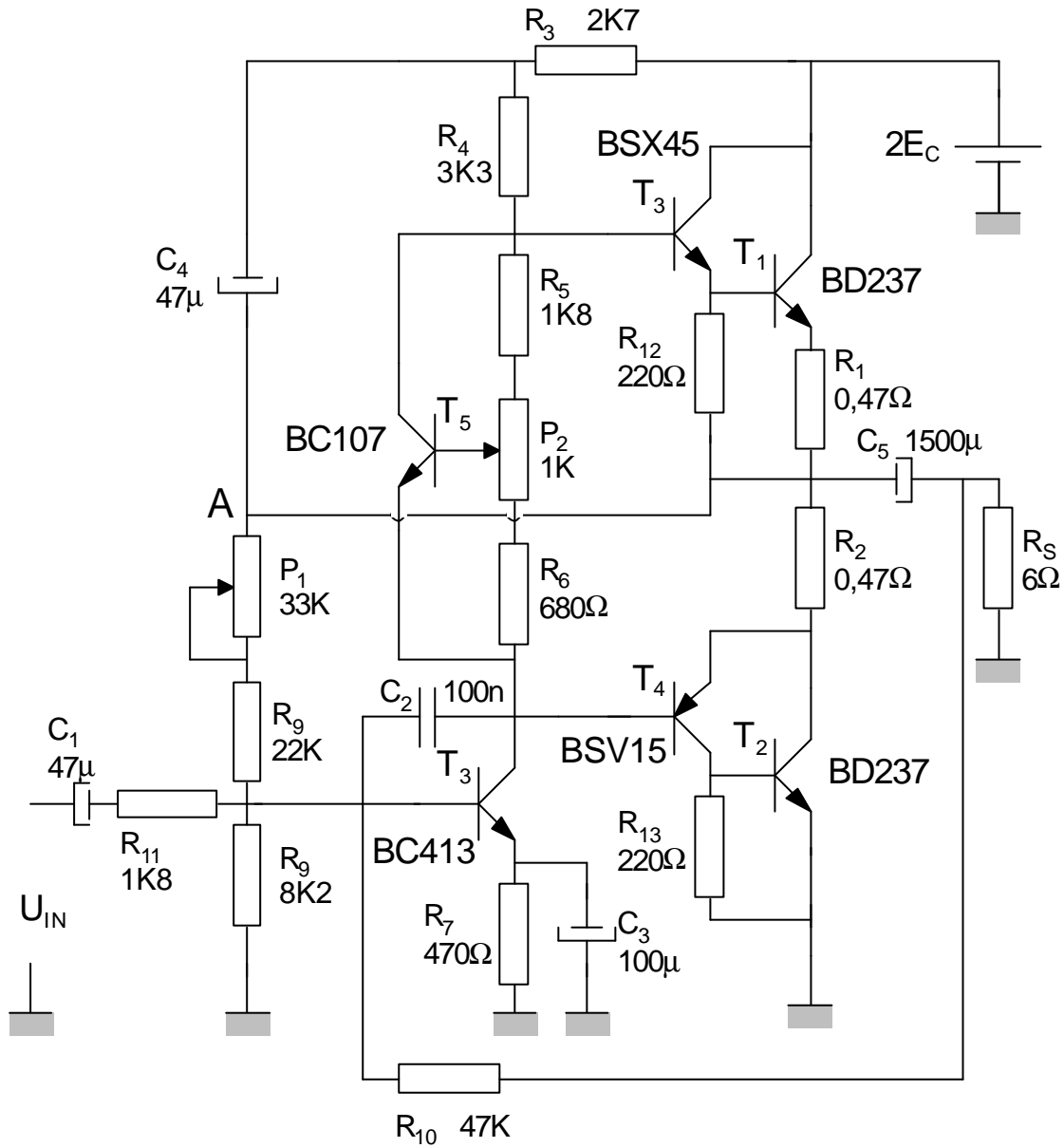


Figura 3.5. Schema electronica completa a amplificatorului

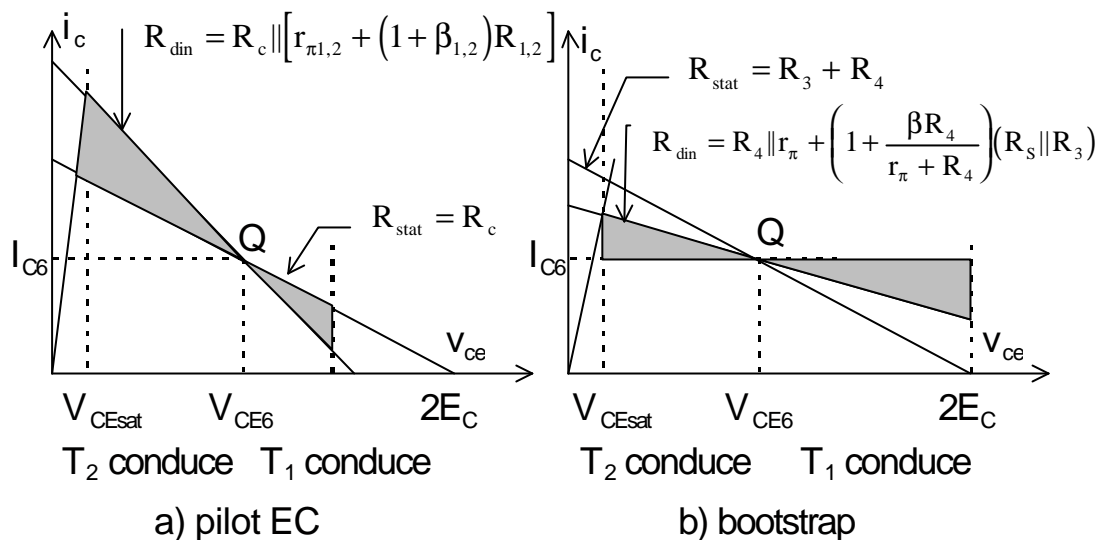


Figura 3.6. Coeficientul de utilizare a sursei de alimentare

În cazul utilizării etajului emitor comun pentru realizarea pilotului, factorii de utilizare nu sunt egali pe ambele alternante deoarece, dacă în alternanta negativă amplitudinea semnalului este limitată doar de saturarea tranzistorului T_2 , în alternanta pozitivă, semnalul este limitat de îndeplinirea condițiilor de polarizare corectă a tranzistorului pilot. Din figura 3.6 se poate trage aceeași concluzie observând că în cazul pilotului realizat în conexiune EC (a), dreapta de sarcină dinamică este mai înclinată decât dreapta de sarcină statică, în timp ce pentru conexiunea bootstrap (b), împărțind judicios rezistența de c.c. în două, putem realiza destul de ușor o dreapta de sarcină dinamică de înclinare mai mică permițând mărirea amplitudinii semnalului tot până la atingerea saturației tranzistorului T_1 .

Alternativa folosirii conexiunii bootstrap este acceptarea unor coeficienți de utilizare inegali pe cele două alternante și utilizarea unei surse de tensiune ceva mai mare decât cea necesară (cu

Lucrarea nr. 3 - Amplificatoare de audiofrecventa de putere - 1
 dezavantajul scaderii randamentului total) sau realizarea unei surse de alimentare separata pentru etajul final, cu o tensiune mai mare decât cea necesara pentru alimentarea pilotului.

Pentru schema noastra ne propunem sa asiguram o putere utila pe sarcina (în regim permanent sinusoidal) de 10W. Sunt date deci:

$$P_u = 10W; R_S = 6\Omega; T_{amb} = 0 - 50^\circ C$$

Avem relatiile:

$$P_{um} = U_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{1}{2} U_m \cdot I_m = \frac{1}{2} R_S \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_m^2}{R_S}$$

$$I_m = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{um}}{R_S}} = \sqrt{\frac{20W}{6\Omega}} = 1.825A$$

$$U_m = \sqrt{2 \cdot P_{um} \cdot R_S} = \sqrt{20W \cdot 6\Omega} = 10.95V$$

Se ia $U_m = 11V$ = amplitudinea semnalului pe sarcina pentru a obtine puterea specificata.

Notam P_{amed} puterea medie absorbita de la sursa de alimentare.

$$P_{amed} = 2E_C \cdot I_{med} = 2E_C \cdot \frac{I_m}{\pi} = \frac{2 E_C^2}{\pi R_S}$$

Daca etajul lucreaza la nivele mai mici la intrare, atunci excursia de semnal este mai mica, având $I_{sm} < I_m$ si $U_{sm} < U_m$. Fie

$k = \frac{U_{sm}}{U_m} = \frac{I_{sm}}{I_m}$ coeficientul de utilizare al sursei de alimentare.

Avem deci relatiile:

$$P_u = \frac{1}{2} \cdot U_{sm} \cdot I_{sm} = \frac{1}{2} \cdot k^2 \cdot \frac{E_C^2}{R_S}$$

deci puterea pe sarcina creste cu patratul cresterii semnalului de intrare.

$$P_{amed} = E_C \cdot I_{Smed} = \frac{2}{\pi} \cdot k \cdot \frac{E_C^2}{R_S}$$

Putem calcula acum puterea disipata pe cele doua tranzistoare finale ca fiind diferenta:

$$2P_d = P_{amed} - P_u = \frac{2}{\pi} \cdot k \cdot \frac{E_C^2}{R_S} - \frac{1}{2} \cdot k^2 \cdot \frac{E_C^2}{R_S}$$

deci $P_d = P_d(k)$ si are un maxim pentru $k = \frac{2}{\pi} = 0.636$ deci:

$$P_{dm} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{E_C^2}{R_S} \approx 0.2P_{um}$$

În aceste calcule am utilizat cazul cel mai defavorabil $U_m = E_C$.
Daca dimensionam dupa puterea medie disipata pe tranzistoare atunci $P_{dm} = 2W$ deci tranzistorul ales trebuie sa aiba $P_{tot} > 2W$. Însa daca semnalul are o perioada suficient de mare (mai mare decât constanta termica de disipare a caldurii) atunci temperatura structurii urmareste variatiile puterii disipate instantanee.

$$p_{di} = i_C \cdot u_{CE} = I_m \sin \omega t \cdot (U_m - U_m \sin \omega t)$$

$$p_{di} = U_m \cdot I_m \cdot \sin \omega t \cdot (1 - \sin \omega t) = \frac{E_C^2}{R_S} \cdot \sin \omega t \cdot (1 - \sin \omega t)$$

Pentru $t = \frac{\pi}{6}$ si $t = \pi - \frac{\pi}{6}$ puterea este maxima:

$$P_{dim} = \frac{1}{4} \cdot \frac{E_C^2}{R_S} \approx 0.5P_{um}$$

Lucrarea nr. 3 - Amplificatoare de audiofrecvență de putere - 1

Deși în general tranzistoarele de putere au constante termice de ordinul secundelor, se prefera dimensionarea după P_{di} deoarece se asigură o fiabilitate mai bună etajului experimental: $P_{tot} > 5W$.

Alegem tranzistoarele finale astfel ca $P_{tot} > 5W; I_{CM} > 1.825A; U_{ce0} > 2E_C$. Alegem tranzistoare de tip BD237 cu parametrii:

$$P_{tot} = 25W; I_{CM} = 6A; U_{ce0} = 80V; R_{tjc} = 5^\circ C/W; T_{jmax} = 150^\circ C$$

Calculăm P_{DM} pe radiator infinit la $T_a = 50^\circ C$:

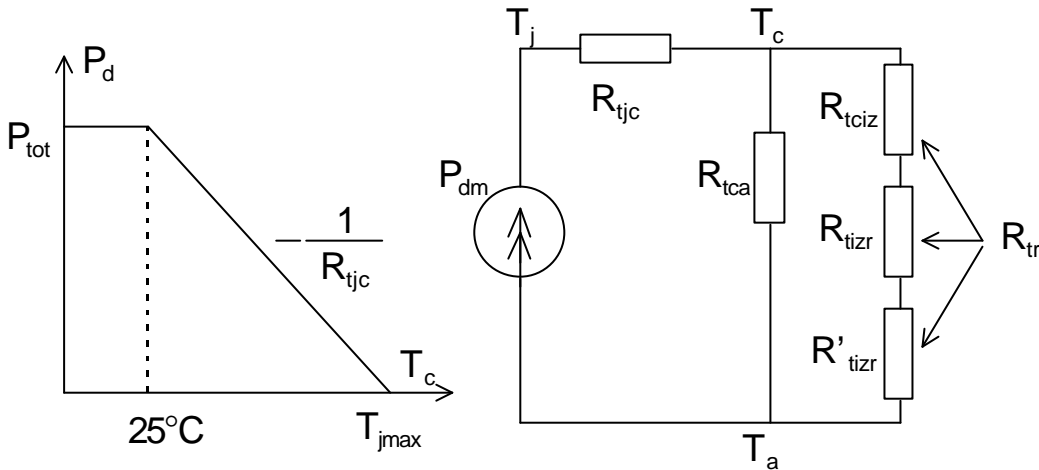


Figura 3.7. Modelarea electrică a fenomenelor termice

$$P_{DM} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{tjc}} = 20W$$

Nota. Fără radiator, cu R_{tca} tipică de $80^\circ C/W$ rezulta:

$$P_{DM} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{tjc} + R_{tca}} = 1W$$

Calculul radiatorului necesar:

$$P_{dim} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{tjc} + R_{tr}} \Rightarrow R_{tr} = 15^\circ C/W$$

Din nomograma prezentata în Electronic Design se obtine pentru o tabla de Al de 2.5mm grosime si o arie de 45cm² asezata orizontal $R_{tr} = 6,5^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Deoarece $R_{tr} = R'_{tr} + R_{tciz} + R_{triz}$ si a doua componenta are circa $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$, radiatorul se considera satisfactor.

O alternativa este calcularea suprafetei necesare cu relatiile:

$$R'_{tr} = \frac{R_{tca} \cdot R_{trnec}}{R_{tca} - R_{trnec}} - R_{tciz} - R_{triz} \text{ cu } R_{tciz} \approx \frac{275}{A_C}; R_{triz} \approx \frac{200}{A_C}$$

unde A_C este aria de contact între capsula si radiator [mm²t iar rezistentele termice se calculeaza în [$^{\circ}\text{C}/\text{Wt}$]. Suprafata necesara pentru radiator se calculeaza cu relatia:

$$S = \frac{1}{2} \cdot \frac{650 \cdot k}{R_{tr} - 33 \frac{\sqrt[4]{k}}{\sqrt{\lambda \cdot g}}} \text{ [cm}^2\text{]}$$

Pentru un radiator din aluminiu, orizontal, lustruit, cu grosimea tablei $g=2.5$ [mm²t avem $k=1$ si $\lambda=280$ [$^{\circ}\text{C}/\text{Wt}$]. Efectuând calculele obtinem $S=29\text{cm}^2$, deci radiatorul adoptat este suficient.

Vom calcula valoarea sursei de alimentare $2E_C$. ținând cont ca C_5 se încarca până la valoarea E_C si scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff obtinem:

$$2E_C = E_C + U_m + R_1 \cdot I_m + U_{rez}; R_1 \approx 0.1 \cdot R_S; U_{rez} \geq U_{CEsat}$$

În general tranzistoarele de putere au tensiunea de saturatie mai mare, în cazul puterilor mari se poate ajunge la $1.5 \div 2\text{V}$. Pentru BD237 $U_{CEsat}=0.6\text{V}$.

$$E_C = 11 + 0.6 \cdot 1.825 + 1\text{V} = 13\text{V} \Rightarrow 2E_C = 26\text{V}$$

Se verifica faptul ca $U_{ce0} > 2E_C (80V > 26V)$. Facem observatia ca tranzistorul este supradimensionat din cauza lipsei unui tip mai apropiat de valorile limita extreme necesare.

Pentru eliminarea distorsiunilor de trecere se polarizeaza etajul în clasa AB cu un curent de punct static:

$$I_{C0} = 1\% \cdot I_m = 18.25\text{mA}$$

I_{cm} este valoarea maxima permisa a curentului continuu prin tranzistorul final. Verificam $I_m = I_{C0} + I_m < I_{CM} (1.9A < 6A)$.

Calculam valoarea curentului de baza în PSF si a celui maxim de semnal (pentru tranzistoarele finale).

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta_{\min}} = 1\text{mA} \text{ cu } \beta_{\min} = 20$$

$$I_{bm} = \frac{I_{cm}}{\beta_{\min}} = 91\text{mA}$$

Alegerea tranzistorului T_3 :

$$\hat{\text{În PSF}} I_{C3} = I_{B1} + \frac{U_{BE1} + R_1 \cdot I_{C01}}{R_{12}} = 4\text{mA}$$

Rezistentele R_{12} si R_{13} compenseaza scaderea pronuntata a lui β la scaderea curentului (marind curentul de colector al lui T_3 la nivele mici de putere). La nivele mari rezistenta de intrare în etajul final scade exponential, suntând practic R_{12} . De asemenea sunteaza curentul I_{CB0} îmbunatatind astfel stabilitatea termica.

$$I_{cm3} = I_{C03} + I_{bm1} = 95\text{mA}$$

$$P_{dm3} = 0.5P_{u3} = 0.5 \cdot U_{ef3} \cdot I_{ef3} = 0.5 \cdot R_{in} \cdot I_{ef3}^2$$

$$R_{in} = r_{\pi 1} + (1 + \beta_1)R_1 \approx 136\Omega \quad \text{deci} \quad P_{u3} = 1.23W,$$

$$P_{dm3} = 0.61W.$$

Alegem T_3 de tip BSX45 si se poate verifica posibilitatea functionarii sale fara sa necesite radiator ($P_{tot} = 5W$; $R_{ica} = 200^\circ C / W$; $T_{jmax} = 200^\circ C$) iar pe T_4 de tip BSV15 (pnp cu parametri identici) si selectam prefinalii astfel încât sa aiba $\beta_{min} = 100$ (grupa 16).

$$I_{bm3} = \frac{I_{cm3}}{\beta_{min}} = \frac{91mA}{100} = 0.9mA$$

Pilotul T_6 lucreaza în clasa A si îi prescriem un curent de PSF ceva mai mare decât curentii maximi ceruti de prefinalii:
 $I_{C06} = 2mA$ deci:

$$\begin{cases} (R_3 + R_4) \cdot I_{C06} + 2 \cdot U_{BET} = E_C \\ R_4 = 1.25 \cdot R_3 (R_4 = 1.5 \cdot R_3) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_3 = 2.7k\Omega \\ R_4 = 3.3k\Omega \end{cases}$$

Pilotul disipa în PSF $P_{dm6} = U_{CE6} \cdot I_{C06} = 26mW$. Alegând T_6 de tip BC414 se verifica nedepasirea parametrilor limita.

Rezistenta R_7 se alege astfel încât sa nu pierdem prea mult din sursa de alimentare.

$$I_{C06} \cdot R_7 = 1V \text{ deci } R_7 = 500\Omega$$

Proiectarea circuitului de compensare termica se face pornind de la observatia ca trebuie sa se asigure polarizarea la limita conductiei a tranzistoarelor din etajul final, deci $U_{CE6} = 3 \cdot U_{BE}$.

$$\begin{cases} I_{C5} + I_{div} = I_{C06} \\ I_{C5} = \frac{3}{4} \cdot I_{C06} \\ \frac{R'_5 + R'_6}{R'_6} \cdot U_{BE} = 3 \cdot U_{BE} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R'_5 = 1.2k\Omega \\ R'_6 = 2.4k\Omega \end{cases}$$

Rezistenta R_8 realizeaza reactia de curent continuu care fixeaza potentialul punctului A la valoarea E_C .

$$I_{B06} = \frac{I_{C06}}{\beta_{min}} = \frac{2mA}{450} = 4.4\mu A$$

$$I_{div} = 50 \cdot I_{B06} = 0.2mA \text{ deci } R_9 = 8.2k\Omega; R_8 + P_1 = 56k\Omega$$