

2.6 Clase de funcționare

Pentru circuitele prezentate în acest capitol, s-a presupus că dispozitivele funcționează permanent în regiunea cvasiliniară a caracteristicilor. TB funcționează în RAN, iar TEC în regiunea de saturație a caracteristicilor. Această alegere a funcționării are ca obiectiv obținerea unei comportări liniare, ceea ce este valabil pentru multe categorii de circuite. Totuși, există categorii de circuite în care dorim ca dispozitivele să funcționeze neliniar:

- circuite în care se obține funcționare liniară, deși dispozitivele funcționează neliniar;
- circuite al căror obiectiv este funcționarea neliniară.

Pentru a cunoaște felul în care funcționarea liniară sau neliniară a dispozitivelor influențează proprietățile circuitului, trebuie studiate comparativ toate variantele. În acest scop, se clasifică regimurile de funcționare, după durata conducerii în regiunea liniară. Se notează cu T perioada semnalului, cu T_c durata conducerii pe o perioadă și se definește unghiul de conducție, θ , în fiecare alternanță, prin relația:

$$2\theta = 2\pi \cdot \frac{T_c}{T} \quad (2.64)$$

Clasele de funcționare ale dispozitivelor, corespunzătoare unghiului de conducție, se definesc astfel:

- 1) clasă A $2\theta = 2\pi$ (semnalul este periodic, de perioadă T)
- 2) clasă B $2\theta = \pi$
- 3) clasă AB $2\theta \approx \pi$
- 4) clasă C $2\theta < \pi$
- 5) clasă D \rightarrow circuitele numerice (blocați-saturat)
- 6) clasă E \rightarrow străpungerea nedistructivă

În general, pentru circuite analogice, dorim atât liniaritate în funcționare cât și utilizare eficientă a puterii furnizate de sursa de alimentare. Cele două deziderate sînt antagonice, așa cum se va observa în cuprinsul paragrafului. Exemplele sînt date pe circuite cu TB, dar concluziile sînt valabile și pentru TEC. Calculul randamentului se va efectua aproximativ, în condițiile cele mai favorabile, pentru a putea compara efectele regimurilor.

1. Clasă A pe sarcină rezistivă, cuplare directă

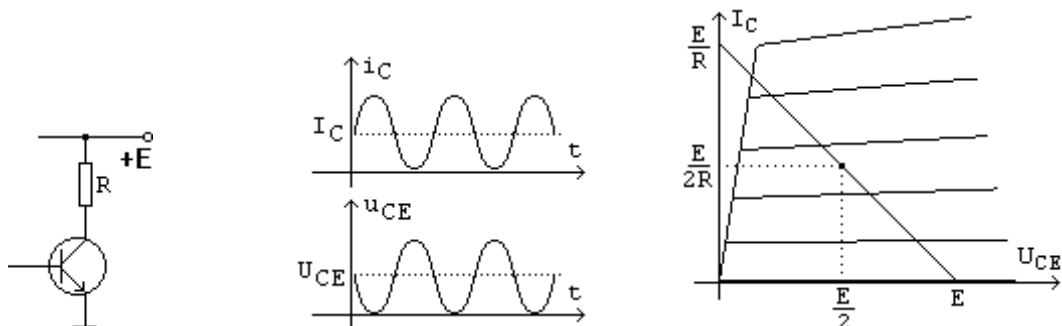


Figura 2.72: Etaj cu TB în clasă A, sarcină rezistivă

Acesta este regimul presupus în toate circuitele analizate pînă aici. Conform cu clasificarea de mai sus, tranzistorul lucrează permanent în regiunea cvasiliniară a caracteristicilor.

Randamentul maxim se obține pentru: $U_{CE} = U_{ce} = \frac{E}{2}$, $I_C = I_c = \frac{E}{2R}$ (neglijăm U_{CEsat} , I_B)

Expresiile mărimilor variabile:

$$u_{CE}(t) = U_{CE} + U_{ce} \sin \omega t = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \sin \omega t$$

$$i_C(t) = I_C - I_c \sin \omega t = \frac{E}{2R} - \frac{E}{2R} \sin \omega t$$

• În regim static ($U_{ce} = 0$): $P_T = U_{CE} I_C = \frac{E^2}{4R}$ (pe tranzistor)

$$P_R = (E - U_{CE}) I_C = \frac{E^2}{4R} \text{ (pe rezistor)}$$

$$P_{abs} = E I_C = \frac{E^2}{2R} \text{ (de la sursă)}$$

• În regim dinamic:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{CE} + U_{ce} \sin \omega t)(I_C - I_c \sin \omega t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{E}{2} (1 + \sin \omega t) \frac{E}{2R} (1 - \sin \omega t) dt =$$

$$= \frac{1}{T} \frac{E^2}{4R} \int_0^T (1 - \sin^2 \omega t) dt = \frac{1}{T} \frac{E^2}{4R} \cdot \frac{1}{2} \int_0^T (1 + \cos 2\omega t) dt = \frac{E^2}{8R}$$

$$P_{abs} = \frac{1}{T} \int_0^T E(I_C - I_c \sin \omega t) dt = \frac{E^2}{2R} \rightarrow P_R = P_{abs} - P_T = \frac{3E^2}{8R}$$

Dar: $P_R = \text{puterea în c.c.} + \text{puterea de semnal} = \frac{E^2}{4R} + \frac{E^2}{8R}$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\text{semnal}}}{P_{\text{abs}}} = \frac{\frac{E^2}{8R}}{\frac{E^2}{2R}} = 25\% \quad (2.64)$$

Observatii

- În clasă A, puterea absorbită de la sursă nu variază în funcție de amplitudinea semnalului. Odată cu creșterea semnalului, scade puterea disipată pe tranzistor, în favoarea celei disipate pe rezistența de sarcină.
- Funcționarea este cvasiliniară, potrivit cu alura caracteristicilor dispozitivului.
- Randamentul (valoarea maximă) este modest.

2. Clasă A pe sarcină rezistivă cuplată prin transformator

În acest exemplu de tranzistor funcționând în clasă A, s-a presupus că etajul suportă cuplarea prin transformator. Avantajul este că rezistorul de sarcină nu mai este parcurs de curentul de colector din regimul static. În consecință, dispare puterea consumată în c.c. pe rezistorul de sarcină.

Se presupun rezistențele ohmice ale primarului și secundarului – neglijabile.

Se neglijează U_{CEsat} , I_B . $U_{CE} = E$. Se alege $U_{ce} = E$ pentru randament maxim.

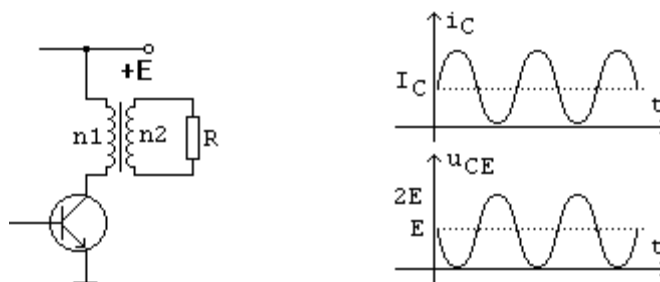


Figura 2.73: Etaj cu TB în clasă A, sarcină rezistivă cuplată prin transformator

Expresiile mărimilor variabile:

$$u_{CE}(t) = E(1 + \sin \omega t)$$

$$i_C(t) = I_C(1 - \sin \omega t)$$

• În regim static:

$$P_R = 0 \quad P_T = E \cdot I_C \quad P_{abs} = EI_C$$

• În regim dinamic:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T E(1 + \sin \omega t) I_C(1 - \sin \omega t) dt = \frac{EI_C}{2}$$

$$P_{abs} = \frac{1}{T} \int_0^T E \cdot I_C(1 - \sin \omega t) dt = EI_C \rightarrow P_R = P_{abs} - P_T = \frac{EI_C}{2}$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\text{semnal}}}{P_{abs}} = \frac{P_R}{P_{abs}} = \frac{\frac{EI_C}{2}}{EI_C} = 50\% \quad (2.65)$$

Observații

- P_{abs} nu variază în funcție de amplitudinea semnalului. Puterea pe tranzistor scade pe măsură ce crește puterea semnalului pe sarcină.
- Randamentul este de două ori mai mare decât în cazul precedent.
- Funcționarea etajului este limitată la intervalul de frecvențe admis de transformator, nu lucrează în c.c. și la frecvențe joase. Prețul transformatorului poate fi important.

3. Clasă B în etaj cu tranzistoare complementare

Acest regim presupune ca fiecare tranzistor să funcționeze doar jumătate din perioadă. Totuși, scopul etajului este să reproducă pe sarcină forma semnalului de intrare, deci să aibă funcționare cvasiliniară. În acest scop, sînt folosite două tranzistoare, fiecare asigurînd conducția prin sarcină pe aproximativ jumătate din perioadă. În fiecare alternanță, curentul de colector al tranzistorului este chiar curentul prin sarcină. Întrucît tranzistoarele nu au curent de polarizare în regim static, dispare disipația de putere inutilă din acest regim.

A fost aleasă o schemă cu două surse de alimentare – cea mai simplă schemă care asigură funcționarea în c.c..

Se neglijează U_{CEsat} , $I_B \cdot U_{CE} = E$. Se alege $U_{ce} = E$ pentru randament maxim.

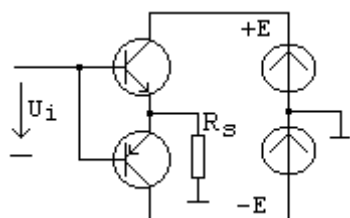
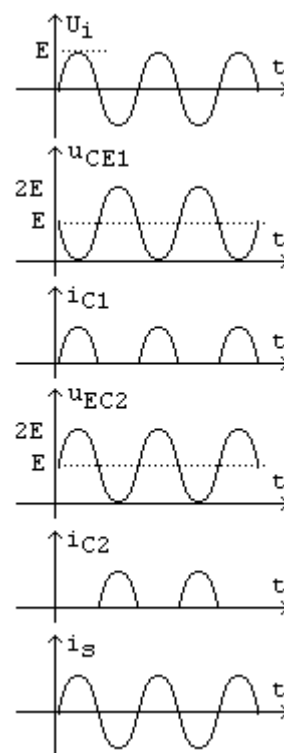


Figura 2.74: Etaj cu 2 TB în clasă B, sarcină rezistivă



Expresiile mărimilor variabile:

$$U_{CE1} = E - U_s \cong E - U_i = E - E \sin \omega t = E(1 - \sin \omega t)$$

$$U_{EC2} = E + U_s \cong E + U_i = E(1 + \sin \omega t)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} \frac{E}{R} \sin \omega t & \text{pentru } t \in [0, \frac{T}{2}] \\ 0 & \text{pentru } t \in [\frac{T}{2}, T] \end{cases}$$

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t \in [0, \frac{T}{2}] \\ -\frac{E}{R} \sin \omega t & \text{pentru } t \in [\frac{T}{2}, T] \end{cases}$$

$$I_s(t) = \frac{E}{R} \sin \omega t$$

- În regim static $P_{T1} = P_{T2} = P_R = P_{abs} = 0$.
- În regim dinamic

$$P_{T1} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E(1 - \sin \omega t) \cdot \frac{E}{R} \sin \omega t dt = \frac{E^2}{2\pi R} (2 - \frac{\pi}{2}) \quad P_{T1} = P_{T2}$$

$$P_{abs} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E \cdot \frac{E}{R} \sin \omega t dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T E \cdot \frac{E}{R} (-\sin \omega t) dt = \frac{2E^2}{\pi R}$$

$$P_{semmal} = P_R = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} E \sin \omega t \cdot \frac{E}{R} \sin \omega t dt = \frac{E^2}{2R}$$

Rezultă
$$\eta_{max} = \frac{P_R}{P_{abs}} = \frac{\frac{E^2}{2R}}{\frac{2E^2}{\pi R}} = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (2.66)$$

$$\frac{P_{T1}}{P_{semmal}} \cong 11\% \quad (2.67)$$

Observații:

- circuitul nu consumă putere în repaus
- funcționează și în c.c.
- randamentul e mai bun decât în cazurile precedente

- puterea disipată pe fiecare tranzistor este sub 11% din cea care trebuie transmisă sarcinii
- semnalul pe sarcină e distorsionat – distorsiune de neracordare, există un interval în care ambele tranzistoare sînt blocate, vezi figura 2.75. Acest fenomen este creat de faptul că o parte din semnalul de intrare (valorile mici, în jurul lui 0) este folosit pentru deschiderea tranzistorului care va conduce, nu pentru crearea de semnal în sarcină.

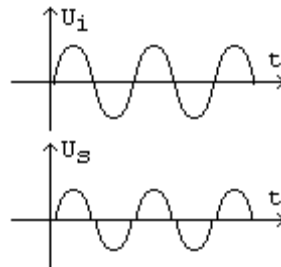


Figura 2.75: Apariția distorsiunii de neracordare, la trecerea prin 0

4. Clasă AB

Neajunsul important al schemei precedente este funcționarea neliniară, în jurul trecerii prin 0. Pentru a îl elimina, a fost făcut un compromis: ambele tranzistoare sînt păstrate ușor deschise, în repaus (în absența semnalului), în sensul că ambele joncțiuni bază-emitor sînt direct polarizate. În acest fel, nu se mai folosește semnalul de intrare pentru polarizarea tranzistoarelor, iar caracteristica intrare-ieșire va fi mai aproape de liniaritate. Prețul plătit pentru această ameliorare este consumul suplimentar de putere, chiar și în repaus, deci un randament mai mic.

Polarizarea tranzistoarelor este asigurată de un circuit plasat între bazele lor. Întrucît dorim ca semnalul de la etajul precedent să se transmită cît mai uniform spre ambele baze de tranzistoare, este ideal să folosim pentru polarizare o sursă de tensiune constantă (semnalul de tensiune va fi același pe ambele baze).

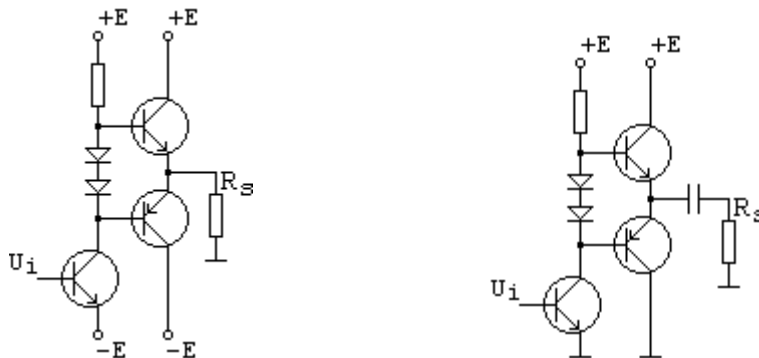


Figura 2.76: Etaj cu 2 TB în clasă AB, sarcină rezistivă

Se pot adopta scheme cu sarcina cuplată în c.c. (figura 2.76a) sau cuplată în c.a. (figura 2.76b), în funcție de tipul de amplificator. Prima schemă necesită două surse de alimentare.

Soluția pentru polarizarea tranzistoarelor, în figura 2.76, are două dezavantaje: tensiunea de polarizare a bazelor este fixă, iar curentul de colector al tranzistorului din etajul precedent (se numește pilot) impune prezența unui rezistor. Acest rezistor micșorează amplificarea de tensiune a etajului pilot.

În figura 2.77 este prezentată o schemă care înlătură dezavantajele menționate. Circuitul plasat între bazele tranzistoarelor finale se numește superdiodă. Este un dipol cu caracteristică apropiată de a unei diode, dar care se deschide la tensiune mai mare. Tensiunea de deschidere este ajustabilă din potențiomtru. Pentru a realiza compromisul dorit între liniaritate și randament, se ajustează această

tensiune în timp ce se măsoară curentul de mers în gol în unul din colectori. Producătorii de circuite aleg un curent de colector în repaus între 1% și 5% din valoarea maximă a curentului de sarcină.

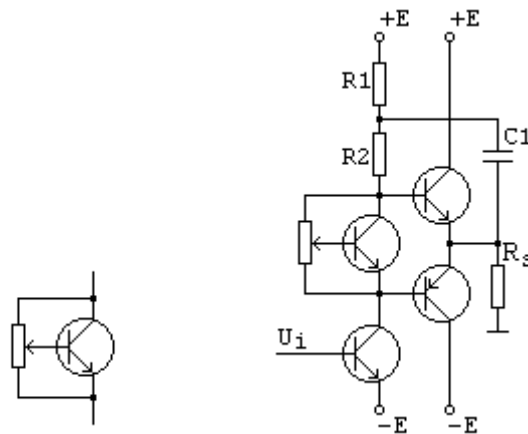


Figura 2.77: Etaj cu 2 TB în clasă AB, polarizare ajustabilă, bootstrap (c.a.)

A doua modificare privește impedența văzută în colectorul tranzistorului pilot. Rezistența de polarizare se divide în două părți, iar punctul dintre ele este „încălzit” cu semnal provenit de la ieșire. În acest fel, impedența văzută spre R_2 este foarte mare, deci curentul de ieșire din etajul pilot este dirijat numai spre bazele tranzistoarelor finale. Se vede că reacția este pozitivă și că transmisia este subunitară (circuitul nu oscilează). Tehnica se numește bootstrap, este cea deja prezentată în paragraful 2.2.2. Ea nu funcționează decât în c.a., iar condensatorul C_1 trebuie dimensionat în concordanță cu limita inferioară dorită a benzii.

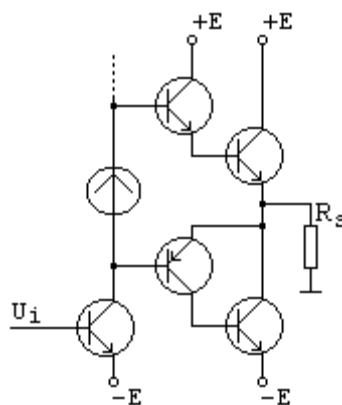


Figura 2.78: Etaj cu 2 TB în clasă AB, tranzistoare compuse

Această clasă se folosește în amplificatoare de putere, în care se cere și liniaritate (audio, video, etc.). Pentru a nu solicita un etaj pilot cu amplificare mare în putere (el funcționează în clasă A, deci ridică iar problema randamentului), se preferă ca tranzistoarele finale să aibă amplificare mare în curent. Acest lucru se obține folosind tranzistoare compuse (2 sau chiar 3 în structură), așa cum este prezentat în figura 2.78. Faptul că tranzistoarele finale necesită trei joncțiuni bază-emitor polarizate simultan de către superdiodă nu este relevant pentru funcționare.

5. Clasă C

Clasa C presupune funcționare profund neliniară. Ea se folosește în amplificatoarele de putere de radiofrecvență (emițătoare radio). Principala particularitate a acestor circuite este că lucrează în benzi de frecvență foarte înguste, asigurate de circuite rezonante cu factor de calitate foarte mare. În

consecință, chiar dacă semnalul este distorsionat neliniar (ca în figura 2.79), circuitele acordate pe frecvența de lucru selectează numai fundamentală, restaurând astfel semnalul util. De obicei, curentul este distorsionat, iar circuitul rezonant selectează tensiunea sinusoidală, pe frecvența de rezonanță. Se demonstrează că randamentul crește spre 100%, odată cu scăderea unghiului de conducție. Nu se folosesc valori foarte mici ale acestui unghi (minim 50-60 grade), pentru că puterea obținută scade, deci ar fi nevoie de dispozitive supradimensionate.

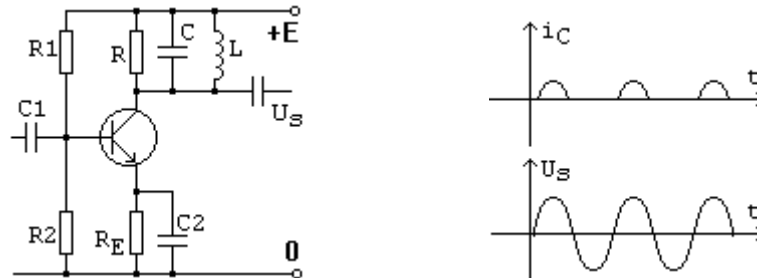


Figura 2.79: Forma curentului și a tensiunii în dispozitivul lucrând în clasă C (sarcină RLC paralel)