

Universitatea Națională de Știință și Tehnologie POLITEHNICA București

Facultatea de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia

Informației Specializarea MON

Circuite Electronice Fundamentale 2 – Proiect Stabilizator cu ERS

Student: Condrea Cosmin

Grupa: 432E-MON

Anul: 2024-2025

Cuprins:

1. Tema Proiectului.....	pg. 3
2. Schema Bloc.....	pg.4
3. Schema Electrică.....	pg.5
4. Componenta Circuitului și Calcule de Dimensionare.....	pg.6
5. Simulări în OrCAD.....	pg.10
6. Calcul Analitic.....	pg.17

Tema proiectului

Se proiectează un stabilizator de tensiune cu element de reglaj serie cu următoarele caracteristici: $N=10$

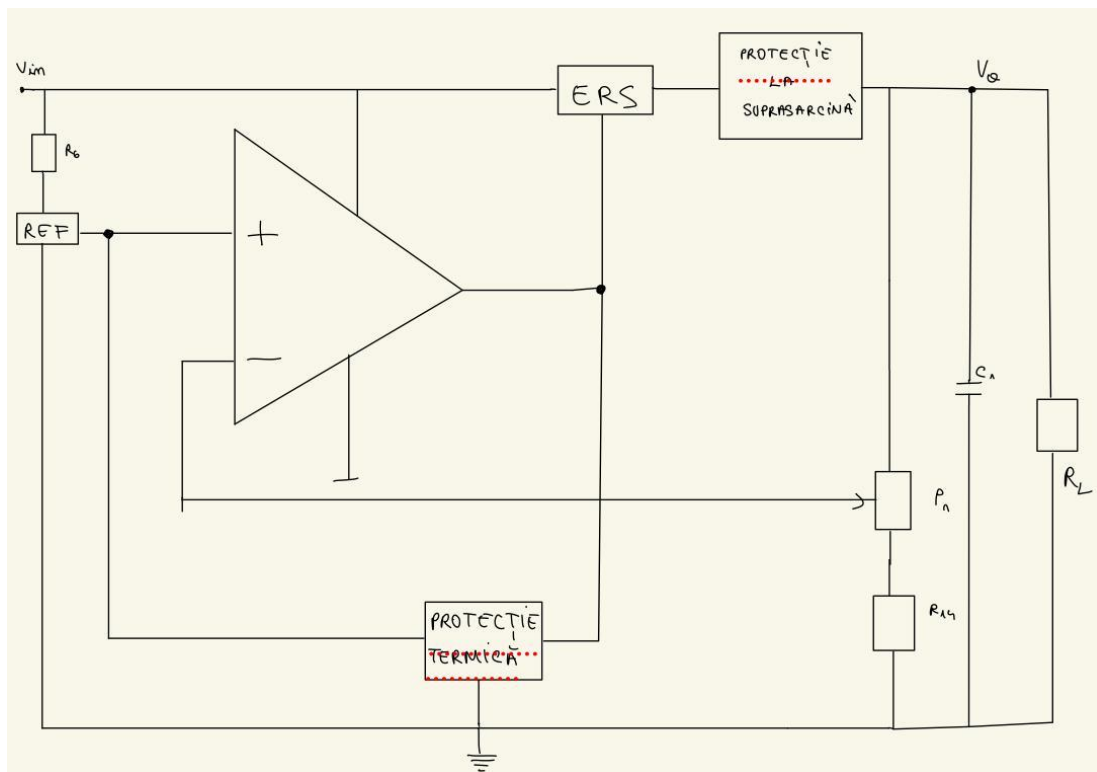
- Tensiunea de ieșire reglabilă în intervalul: 5V-10V
- Sarcina la ieșire 500Ω
- Deriva termică $< 2\text{mV/grad C}$;
- Protecție la suprasarcină prin limitarea temperaturii tranzistorului element de reglaj serie la 100 grade C și a curentului maxim la 0,4A;
- Tensiune de intrare în intervalul: 18V-20V
- Domeniul temperaturilor de funcționare: 0-70 grade C (verificabil prin testare în temperatură);
- Amplificarea în tensiune minimă (în buclă deschisă) a amplificatorului de eroare: minim 200;

Schema Bloc

Un stabilizator de tensiune cu element de reglare în serie (ERS) utilizează un amplificator de eroare pentru a menține stabilitatea tensiunii de ieșire. Acest amplificator compară o parte din tensiunea de referință (REF) cu un semnal preluat de la ieșire printr-un circuit de reacție. Diferența rezultată determină ajustarea elementului de reglare, compensând astfel variațiile tensiunii de intrare sau ale sarcinii.

În plus, circuitul include mecanisme de protecție pentru a preveni deteriorările:

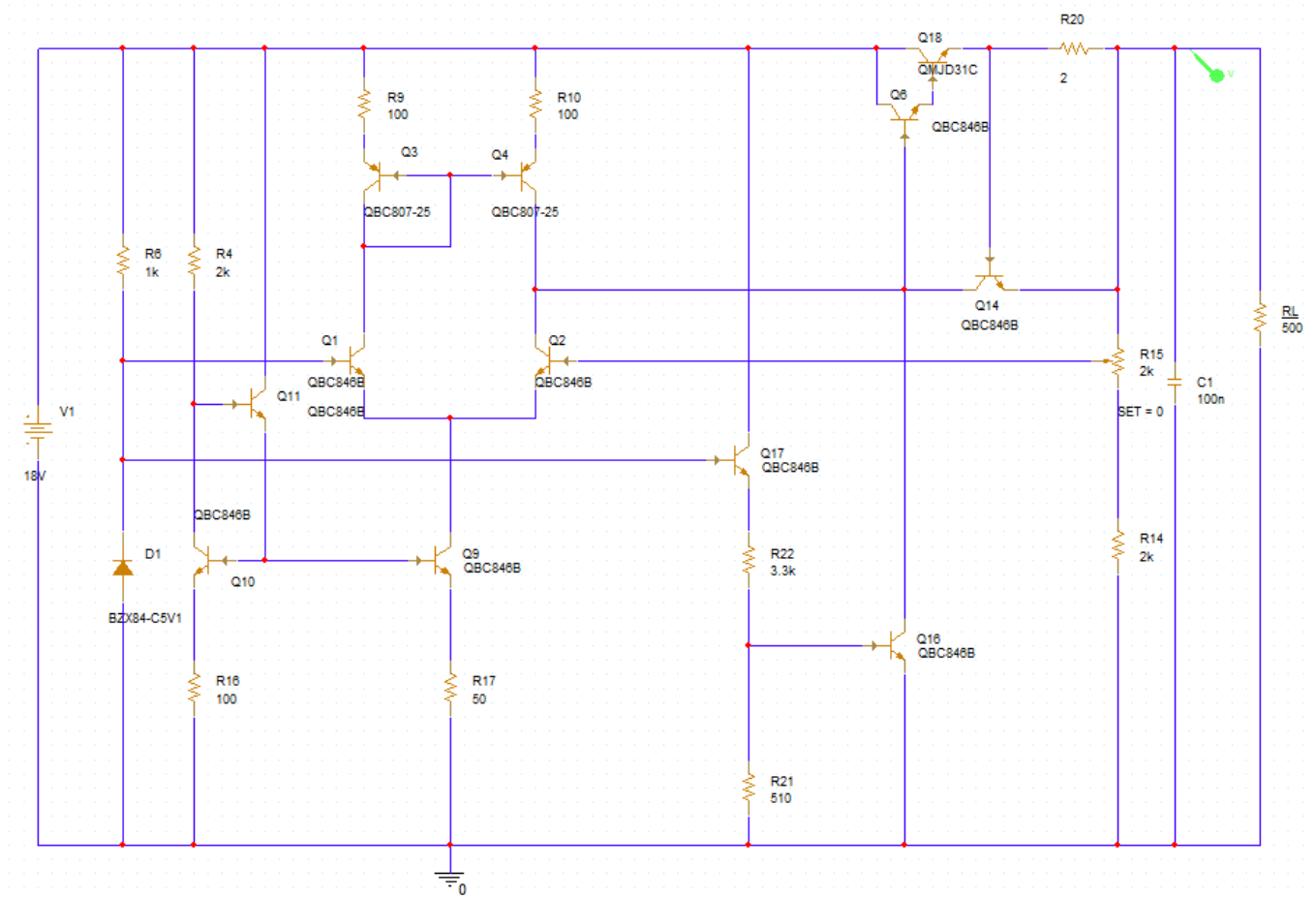
1. Protecție la suprasarcină – care evită deteriorarea componentei regulatorului în cazul unui curent prea mare.
2. Protecție termică – care oprește funcționarea dacă temperatura regulatorului depășește un nivel critic.



În schema dată, la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare este aplicată o tensiunea de referință (REF). La intrarea inversoare a amplificatorului de eroare este conectat un divizor rezistiv pentru a diviza V_{out} în funcție de ce valoare vrem să avem la ieșirea regulatorului.

Amplificatorul de eroare amplifică diferența dintre cele 2 intrări și comanda elementul de reglaj serie (ERS) pentru a stabili tensiunea de ieșire V_{out} .

Schema Electrică

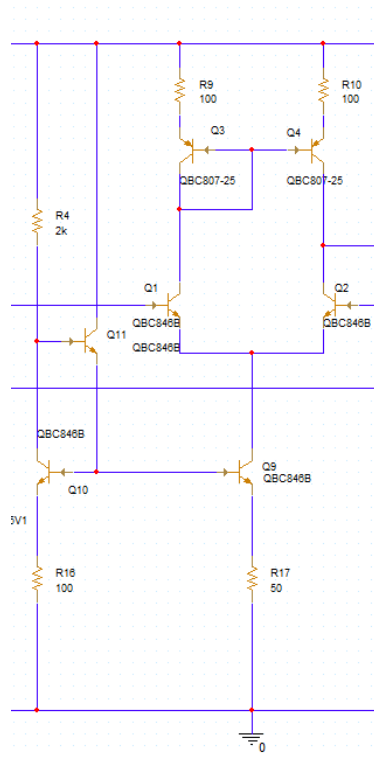


1. Amplificator de eroare: Q₁, Q₂, Q₃, Q₄, R₉, R₁₀ și generatorul de curent: Q₉, Q₁₀, Q₁₁, R₄, R₁₆, R₁₇;
 2. Element de reglaj serie: Q₆, Q₁₈;
 3. Referința de tensiune: D₂;
 4. Divizor de tensiune și rețea de reacție negativă: R₁₅, R₁₄;
 5. Protecție termică: Q₁₆, Q₁₇, R₂₂, R₂₁;
 6. Protecție la suprasarcină: Q₁₄, R₂₀;
- Rezistor de sarcină: R_L

Compoența Circuitului și Calcule de Dimensionare

1. Amplificatorul de eroare

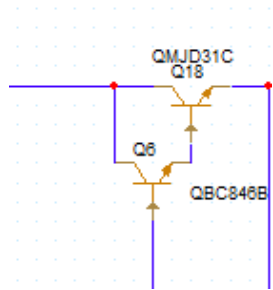
Rolul amplificatorului de eroare este de a compara tensiunea de referință cu o fracțiune din tensiunea de ieșire. Diferența dintre acestea, este amplificată și folosită pentru a corecta funcționarea circuitului, asigurând menținerea unei tensiuni de ieșire stabile.



Amplificatorul de eroare este polarizat de o sursă de curent folosită în configurație de reducere a efectului de Beta. Acest tip de oglindă de curent folosește ca referință tensiunea bază-emitor și are o sensibilitate mai scăzută față de alte oglinzi de curent. În etajul diferențial curentul dictat de dispozitivul Q9, se înjumătățește. Putem observa că etajul diferențial este format de Q1 și Q2 care au grilele la referințe de tensiune și sursele în scurt. Acesta conține o sarcină activă și 2 rezistoare ce împreună au ca scop creșterea amplificării în buclă deschisă, astfel oferind o tensiune de offset mai mică la ieșire. În urma numărării etajelor de tip emitor comun, Q1 este intrarea neinversoare, iar Q2 este intrarea inversoare.

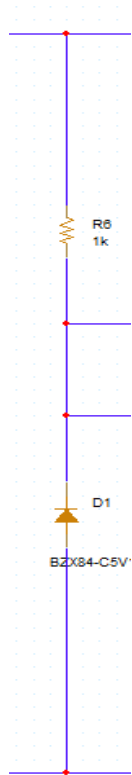
Dacă tensiunea de ieșire începe să se modifice de la valoarea stabilită, diferența de tensiune va modifica la ieșirea diferențialului către ERS curentul astfel încât tensiunea de ieșire se va restabili.

2. Element de reglaj serie



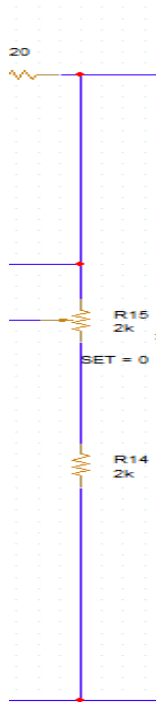
Perechea Darlington este o configurație de două tranzistoare bipolare conectate astfel încât primul tranzistor (Q6) preia semnalul de intrare, îl amplifică și furnizează un curent mai mare către baza celui de-al doilea tranzistor (Q18), care îl amplifică și mai mult. Rezultatul este un tranzistor compus cu un câștig total de curent aproximativ $\beta_1 * \beta_2$. Totuși, această configurație necesită o tensiune de prag mai mare 1.2V. Am folosit un tranzistor de putere intrucat pe acesta se disipa o putere maximă de aproximativ 0.2 W.

3. Referinta de tensiune



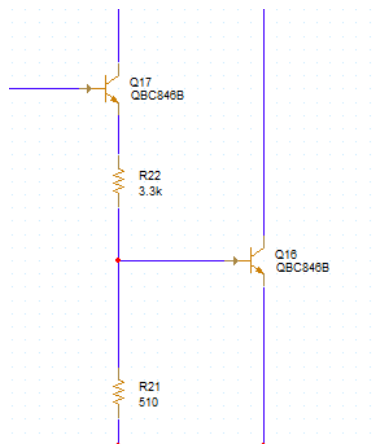
Referința de tensiune este realizată cu ajutorul unei diode Zener de tip **BZX84-C5V**, care menține o tensiune de străpungere stabilă de aproximativ 5.1V, atâta timp cât este traversată de un curent de cel puțin **5mA**. Atunci când este alimentată cu un curent constant, această diodă prezintă un drift termic nesemnificativ în intervalul de temperatură **0 - 70°C**, asigurând astfel o referință de tensiune precisă. Așa că am folosit un rezistor R6 cu valoarea rezistenței de 1kOhm pentru a produce un curent de 13mA în condițiile în care la intrare sursa de tensiune produce 18V.

4. Divizor de tensiune si rețea de reacție negativă



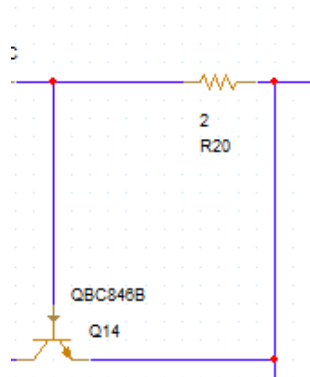
Datorită faptului ca am ales tensiunea de referință 5.1V am folosit un divizor rezistiv format dintr-un potențiometru si un rezistor de valori egale, astfel incat atunci când rotesc potențiometrul sa ajung la valorile conform cererii (5V-10V).

5. Protecția termică



Am ales aceste valori ale rezistoarelor pentru a il folosi pe Q16 in regimul de blocare, pana cand temperatura circuitului crește la 100gradeC. In momentul in care se atinge această temperatură V_{BE} -ul scade (-2mV/grad Celsius) si astfel tranzistorul intră in conductie, trăgând tot curentul din iesirea amplificatorului si astfel provocând “Thermal Shutdown” cu scopul de a proteja componentele

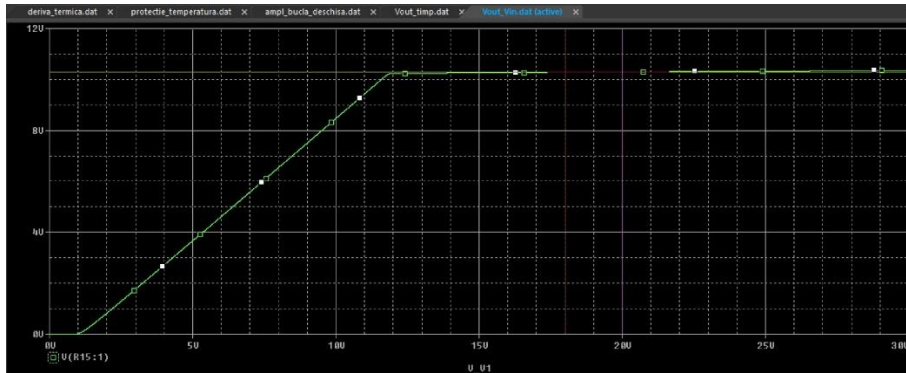
6. Circuitul de protecție la suprasarcină



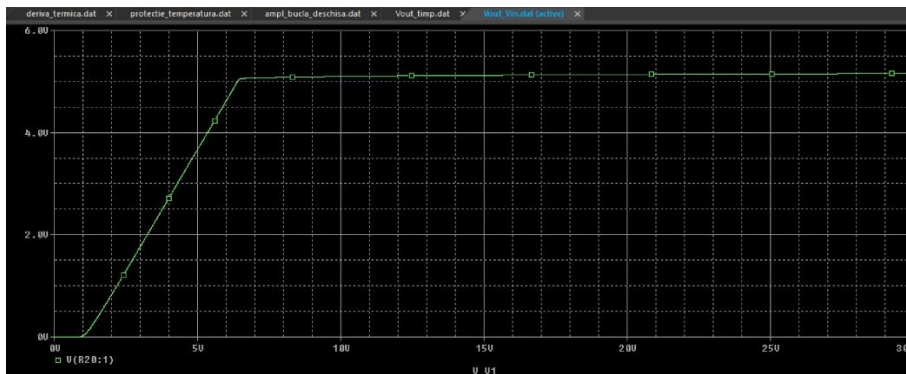
$I_{O,lim} = V_{BE14}/R_{20} = 0.4A \Rightarrow R = 1.625\Omega$, dar am ales valoarea standard de 2Ω . Astfel, pentru curenți mai mici de $0.34A$ nu intră în funcțiune circuitul de protecție la suprasarcină, adică tranzistorul Q_{14} este în blocare.

Simulări în OrCAD

- I. Simulări pentru a arăta stabilizarea tensiunii de la ieșire, în funcție de SET-ul potențiometrului și tensiunea de intrare în circuit.

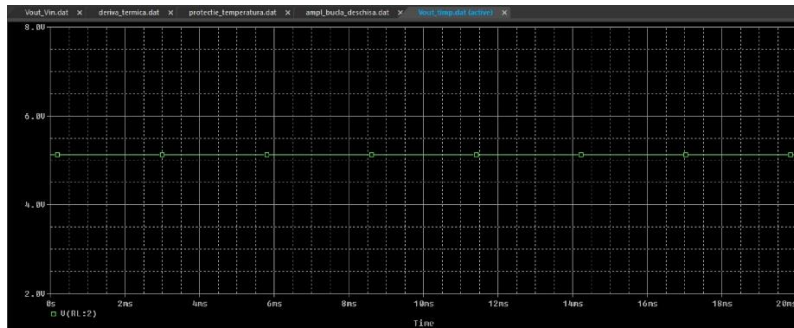


$$V_{out} = f(V_{in}) \text{ SET}=0$$

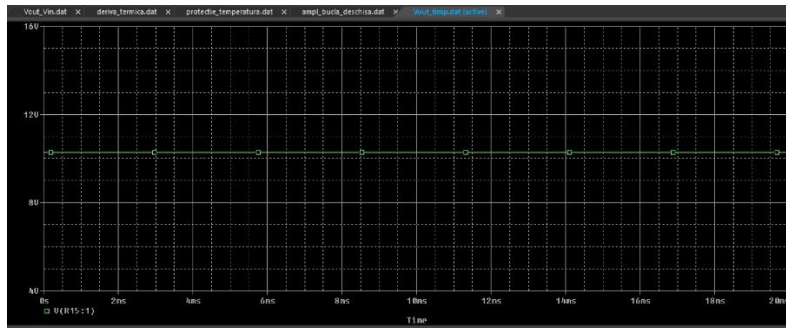


$$V_{out} = f(V_{in}) \text{ SET}=1$$

Se poate observa că tensiunea de ieșire V_{out} rămâne constantă atât în interiorul, cât și în afara intervalului de funcționare al tensiunii de intrare [5V - 10V]. Acest lucru demonstrează eficiența sistemului de feedback negativ, unde amplificatorul de eroare reglează automat semnalul de comandă aplicat tranzistoarelor pentru a compensa fluctuațiile sursei de alimentare. În plus, utilizarea unei configurații Darlington joacă un rol esențial în menținerea stabilității, datorită câștigului de curent ridicat, care permite tranzistoarelor să livreze un curent adecvat la ieșire fără pierderi semnificative. Faptul că V_{out} rămâne stabilă chiar și în condiții variabile indică o proiectare robustă a circuitului, ceea ce îl face potrivit pentru aplicații care necesită o tensiune de alimentare constantă și fiabilă.

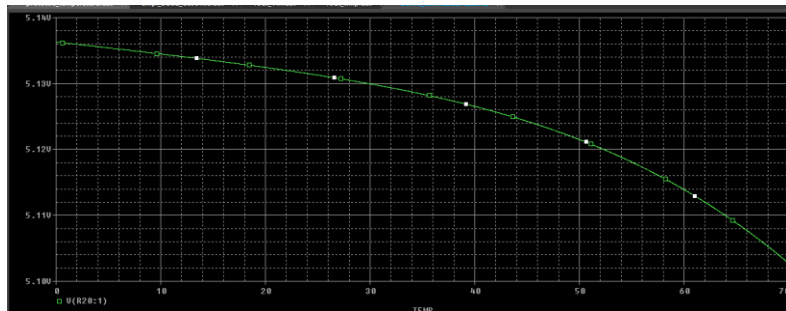


$$V_{out} = f(t) \text{ SET}=1$$



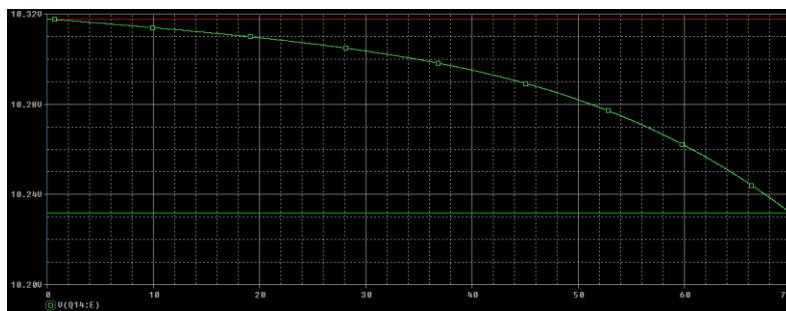
$$V_{out} = f(t) \text{ SET}=0$$

II. Simulări pentru deriva termică 0-70 grade Celsius pentru valori limită ale lui V_{out} :



$$V_{out} = f(Temp) \text{ SET}=1$$

Calculez panta graficului și obțin deriva termică 0.48mV/grad Celsius.

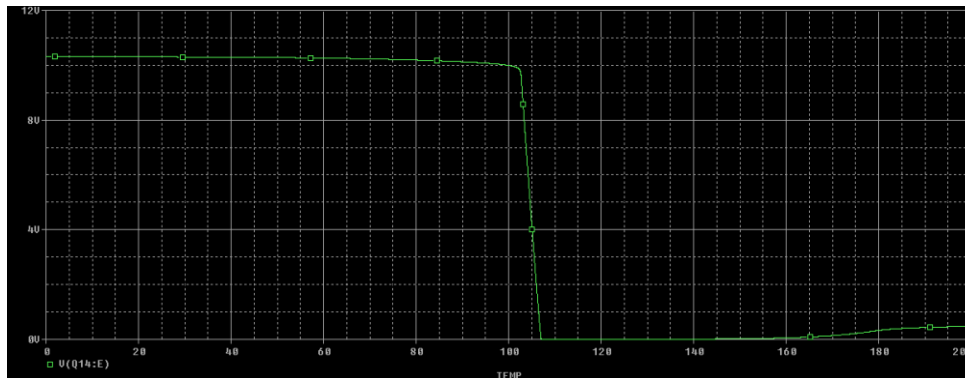


$$V_{out} = f(Temp) \text{ SET}=0$$

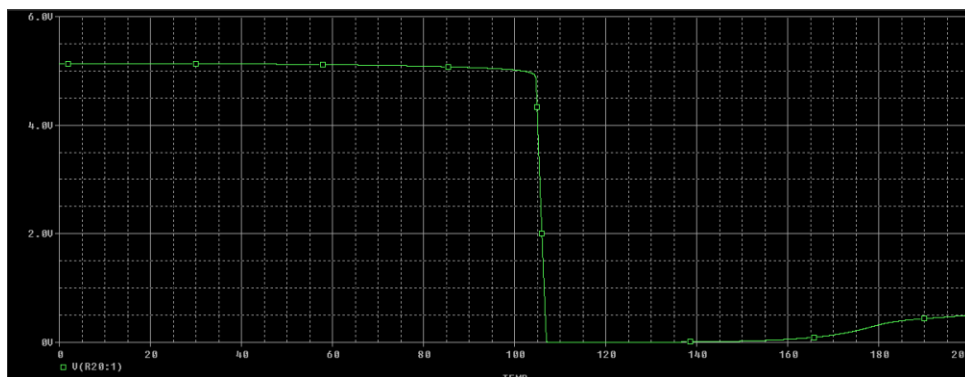
Calculez panta graficului și aici și obțin deriva termică 1.23mV/grad Celsius.

O reducere a pantei pentru $SET = 1$ indică o îmbunătățire a stabilității termice, ceea ce face această configurație mai potrivită pentru medii cu temperaturi fluctuante. De asemenea, ajustarea precisă a potențiometrului ajută la diminuarea sensibilității circuitului la variațiile externe. Aceste rezultate evidențiază rolul esențial al optimizării compensării termice în aplicațiile unde precizia și fiabilitatea sunt critice.

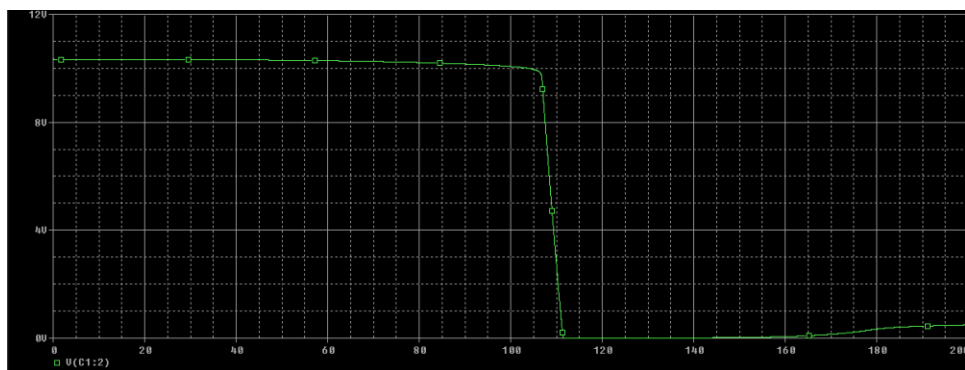
III. Simulări pentru variația V_{out} cu temperatura 0-100 grade Celsius:



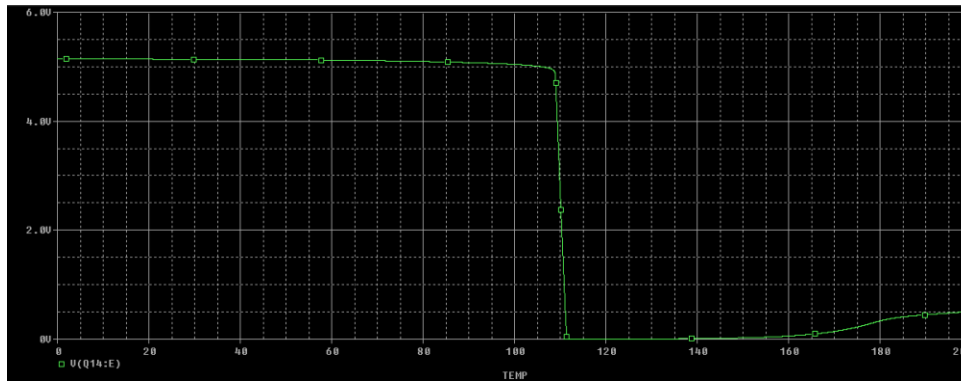
$V_{in} = 18V$ $SET = 0$



$V_{in} = 18V$ $SET = 1$



$V_{in} = 20V$ $SET = 0$



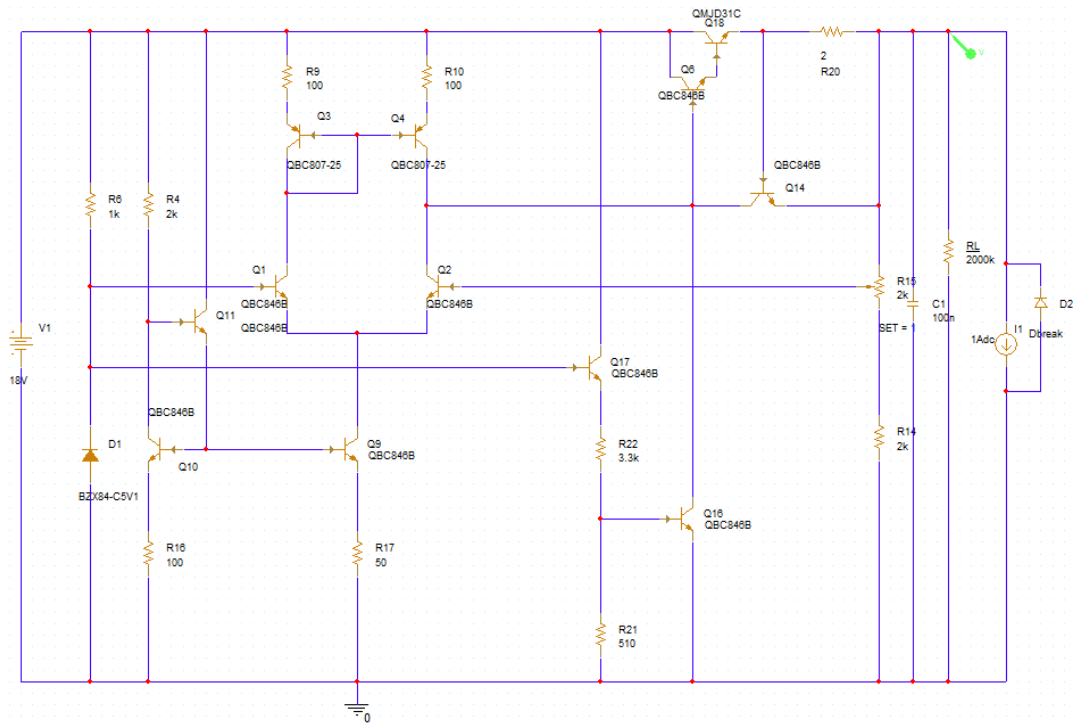
$V_{in} = 20V$ SET=1

Simulările confirmă că V_{out} rămâne constant în intervalul de temperatură 0–100°C, ceea ce reflectă o stabilitate termică ridicată și o funcționare fiabilă a stabilizatorului în condiții normale de operare.

O scădere abruptă a tensiunii de ieșire în intervalul 100–120°C indică activarea mecanismului de protecție termică, care previne supraîncălzirea și protejează componentele esențiale ale circuitului. Pragul la care intervine această protecție poate fi ajustat prin modificarea valorii rezistenței lui R22.

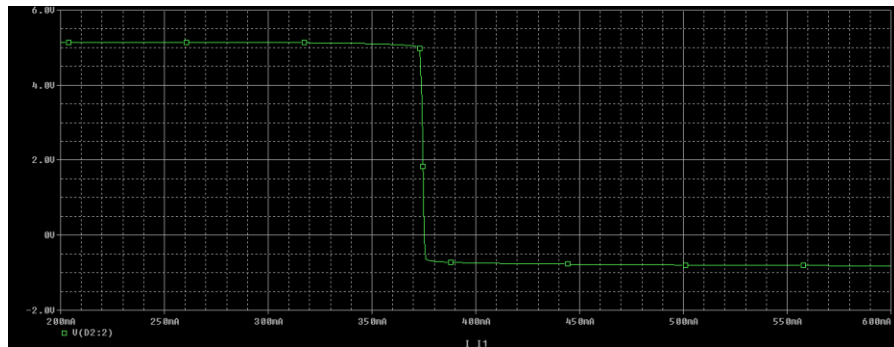
De asemenea, circuitul este conceput pentru a funcționa în siguranță și la temperaturi negative, ceea ce îl face potrivit pentru aplicații expuse la variații extreme de temperatură. Acest comportament evidențiază importanța unei proiectări robuste și a unor mecanisme eficiente de protecție în medii solicitante.

IV. Simulare pentru evidențierea protecției la suprasarcină:



Pentru a simula I_{Olim} , este necesar să folosesc un rezistor de sarcină cu o valoare foarte mare, astfel încât curentul de ieșire să fie extrem de mic și să nu influențeze rezultatele simulării. În plus, la ieșire trebuie adăugată o sursă de curent DC variabilă pentru a analiza comportamentul circuitului în diferite condiții.

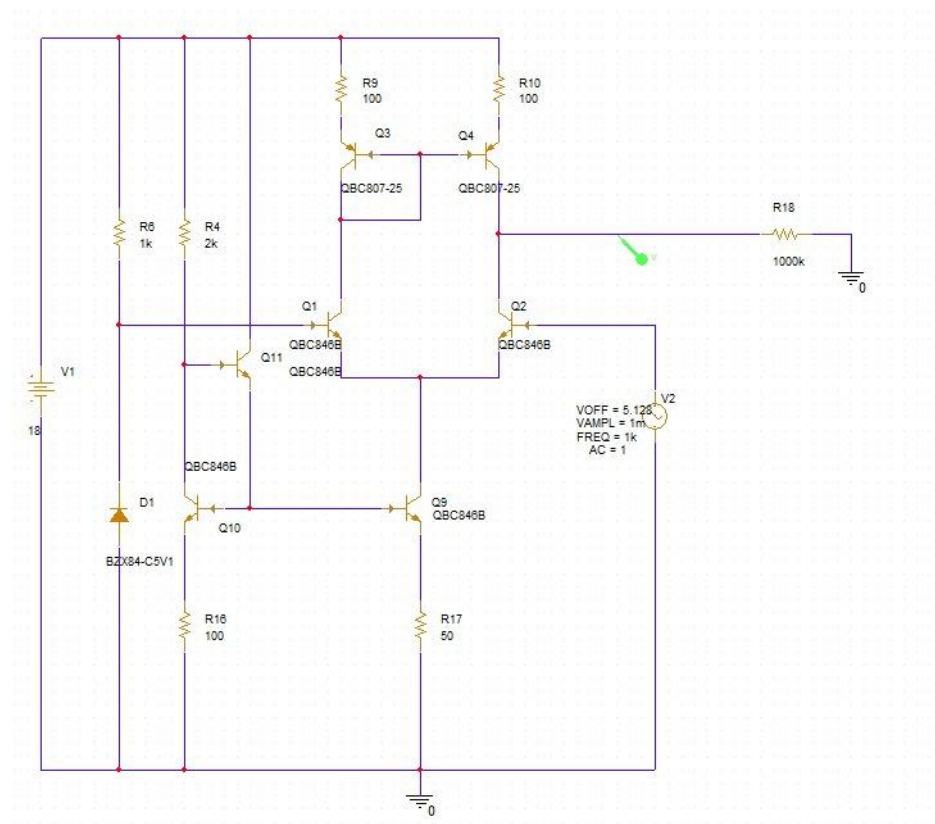
Pentru a preveni o scădere excesivă a tensiunii de ieșire în domeniul negativ, circuitul include dioda D4 (Dbreak), care limitează tensiunea minimă la un nivel controlat, protejând astfel stabilizatorul împotriva variațiilor extreme.



Graficul arată că, atunci când curentul de ieșire ajunge la 0.37mA, tensiunea V_{out} scade brusc, semnalând activarea mecanismului de protecție al circuitului. Această scădere marchează punctul în care se declanșează limitarea curentului I_{Olim} , împiedicând depășirea valorii maxime admise de stabilizator.

Acest mecanism este conceput special pentru a proteja tranzistoarele și celelalte componente critice de supraîncălzire sau deteriorare. Răspunsul rapid al circuitului la atingerea pragului de limitare confirmă eficiența protecției și asigură o funcționare sigură și stabilă în condiții de suprasarcină.

V. Amplificarea in buclă deschisă



În această configurație ajustată, circuitul a fost modificat pentru a examina răspunsul amplificatorului diferențial fără influența reacției negative. S-a aplicat o tensiune sinusoidală la intrarea inversoare, în timp ce la intrarea neinversoare s-a menținut o tensiune de curent continuu fixă. Acest setup permite observarea directă a modului în care amplificatorul diferențial reacționează la variațiile semnalului de intrare.

Rezultatele simulării arată că tensiunea de ieșire suferă o tranziție bruscă atunci când semnalul de intrare depășește un anumit prag. Acest comportament evidențiază funcția de comparație a amplificatorului, care începe să devieze rapid atunci când tensiunea aplicată pe intrarea inversoare o depășește pe cea a intrării neinversoare.

Prin eliminarea reacției negative, s-a putut observa răspunsul pur al amplificatorului diferențial, ceea ce este util atât pentru înțelegerea principiului său de funcționare, cât și pentru ajustarea

parametrilor în vederea optimizării performanței.

Pentru a crește curenții din etajul diferențial, s-a ales o configurație în care raportul dintre anumiți rezistori a fost ajustat astfel încât curentul printr-unul dintre tranzistoare să fie mai mare decât în varianta inițială. Mai exact, s-a impus o relație între rezistențele utilizate astfel încât $I_{c9} > I_{c10}$, determinând o creștere a curenților prin perechea diferențială.

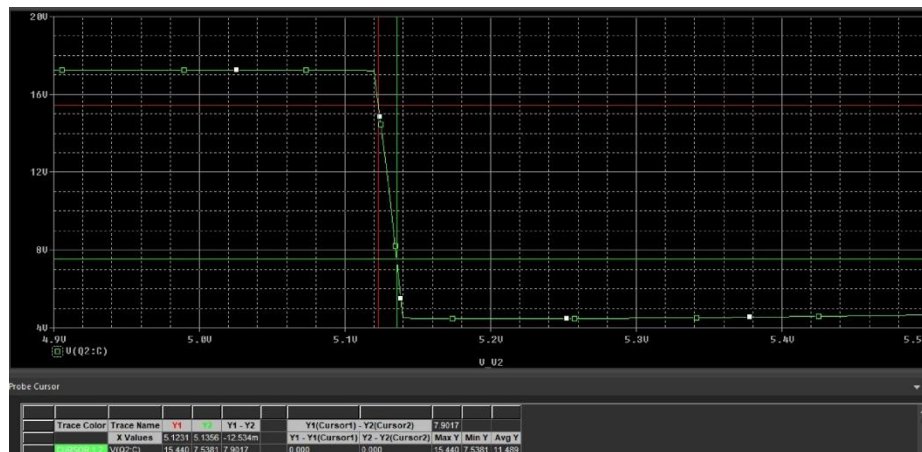
În calculul amplificării s-a utilizat relația specifică tranzistoarelor în configurație sursă comună:

$$A_v = -g_m \cdot R_L$$

unde g_m reprezintă transconductanța tranzistorului și este dată de:

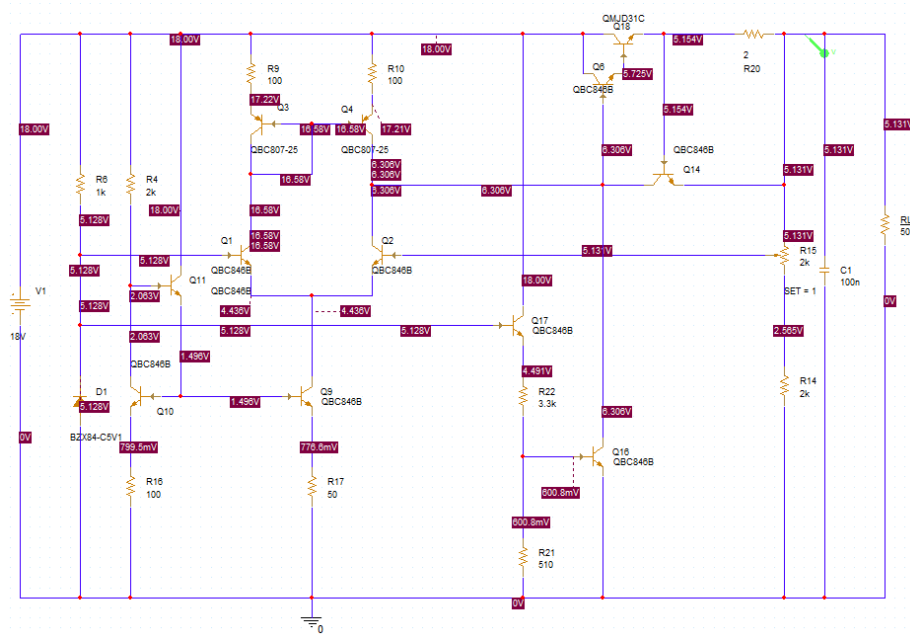
$$g_m = 40 \cdot I_c$$

Pentru a obține un câștig mai mare de peste 200, s-a ales o strategie de creștere a transconductanței prin mărirea curentului de colector al tranzistorului Q2. Acest lucru a permis îmbunătățirea amplificării, atingând valoarea dorită pentru funcționarea optimă a circuitului.

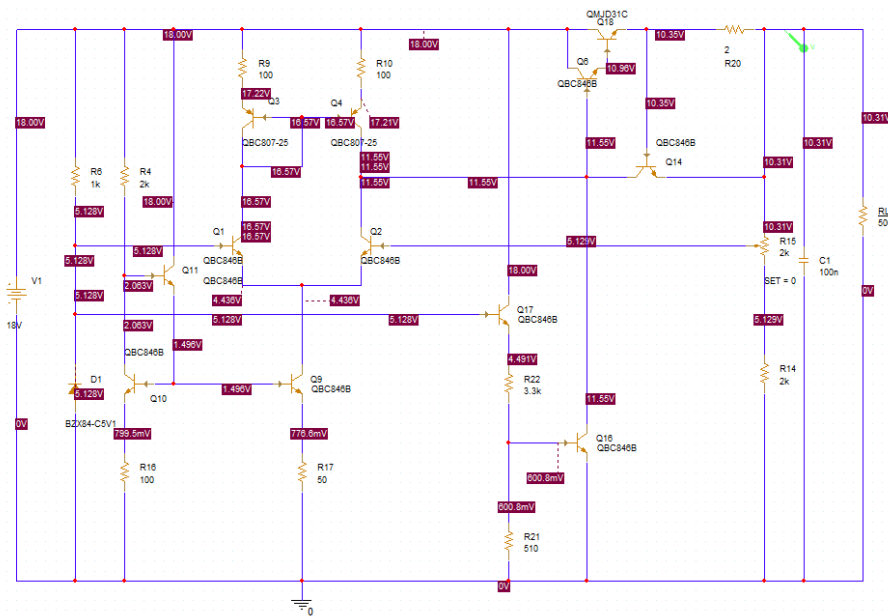


Calcul Analitic

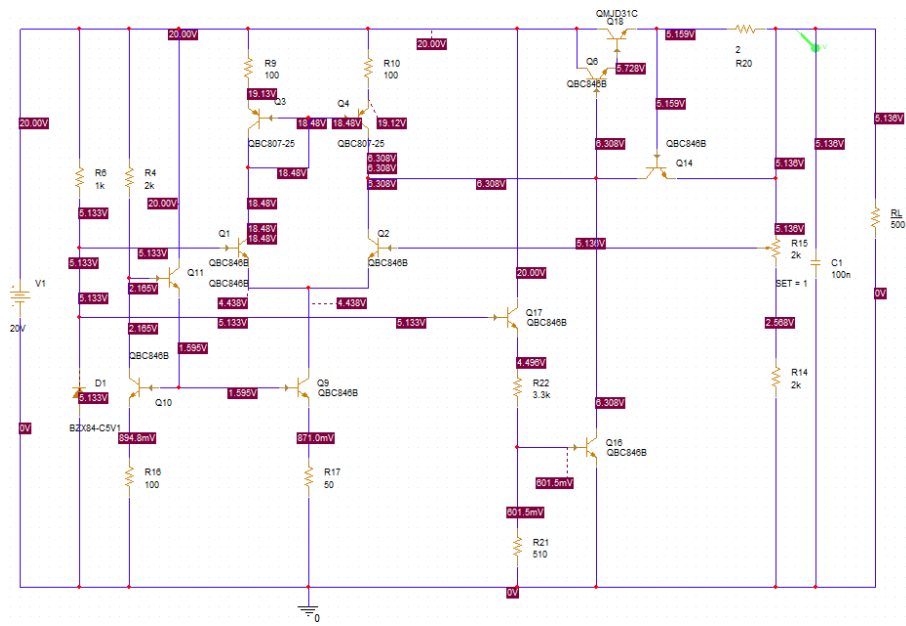
PSF – tensiune



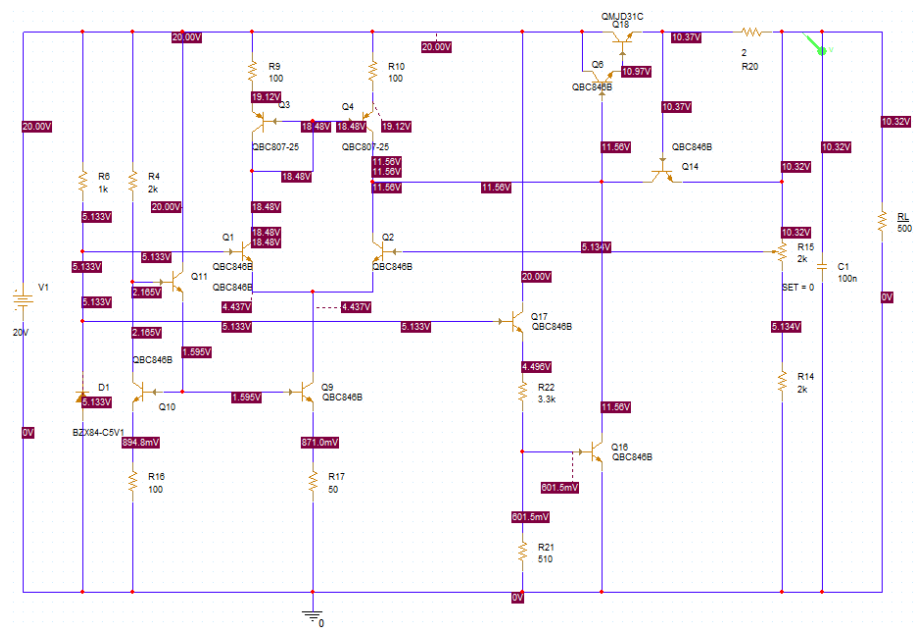
$V_{in}=18V$ SET = 1



$V_{in}=18V$ SET = 0



Vin=20V SET = 1



Vin=20V SET = 0

$$i_{R_6} = \frac{V_1 - V_{B1}}{R_1} = \frac{18 - 5,1}{1 \text{ k}} = 12,9 \text{ mA}; \text{ dar } i_{B2 \text{ min}} = 5 \text{ mA} \Rightarrow Q_1 \text{ este în saturație}$$

$$V_1 = i_{R_7} \cdot R_7 + V_{BE11} + V_{BE10} + i_{R_6} \cdot R_6 \quad (i_{R_6} = i_{R_7} \text{ deoarece neglijăm curenții din rețelele tranzistoarelor})$$

$$i_{R_6} = \frac{V_1 - 2V_{BE}}{R_4 + R_{16}} = \frac{18 - 1,2}{2,1 \text{ k}} = 8 \text{ mA}$$

$$\left. \begin{array}{l} Q_{10} \cong Q_9 \\ R_{16} = R_{17} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{ oglindă de curenți } \Rightarrow i_{C9} = 8 \text{ mA}$$

Prin etajul diferențial curenții se împart egale datorită oglinzii $Q_3 - Q_4 \Rightarrow i_{C3} = i_{C4} = 4 \text{ mA}$

$$V_{R_6} = 1 \text{ k} \cdot 12,9 \text{ mA} = 12,9 \text{ V}$$

$$V_{R_4} = 2 \text{ k} \cdot 8 \text{ mA} = 16 \text{ V}$$

$$V_{R_{16}} = 0,1 \text{ k} \cdot 8 \text{ mA} = 0,8 \text{ V} = V_{R_{17}}$$

$$V_{CE10} = V_1 - V_{R_6} - V_{R_{16}} = 18 - 12,9 - 0,8 = 4,3 \text{ V}$$

$$V_{CE11} = V_1 - V_{BE10} - V_{R_{16}} = 18 - 0,6 - 0,8 = 16,6 \text{ V}$$

$$V_{B1} = V_{BE1} + V_{CE9} + V_{R_{17}} \Rightarrow V_{CE9} = 5,1 - 0,6 - 0,8 = 3,7 \text{ V}$$

$$V_{CE1} = V_1 - V_{R_3} - V_{BE} - V_{CE9} - V_{R_{17}} = 18 - 0,1 \text{ k} \cdot 4 \text{ mA} - 0,6 - 3,7 - 0,8 = 12,5 \text{ V}$$

$$\text{La ieșire am } V_{out} = 10,2 \text{ V} \Rightarrow V_{C2} = 10,2 + 2V_{BE} = 10,2 + 1,2 = 11,4 \text{ V}$$

$$V_{BE11} = V_1 - V_{R_{10}} - V_{C2} = 18 - 0,4 - 11,4 = 6,2 \text{ V}$$

$$V_{CE3} = 0,6 \quad (\text{configurație de divizor cu rețea între Baza și Colector})$$

$$V_{CE2} = V_{C2} - V_{CE9} - V_{R_{17}} = 11,4 - 3,7 - 0,8 = 6,9 \text{ V}$$

$$V_{CE7} = V_1 - V_{out} = 18 - 10,2 = 7,8 \text{ V}$$

$$V_{CE6} = V_1 - V_{BE} - V_{out} = 18 - 0,6 - 10,2 = 7,2 \text{ V}$$

$$i_0 = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{10,2}{0,5 \text{ k}} = 20,4 \text{ mA}$$

$$V_{BE11} = i_0 \cdot R_{20} = 20,4 \text{ mA} \cdot 2 = 40,8 \text{ mV} \Rightarrow Q_{11} \text{ elocare (element de protecție)}$$

Q_{11} intră în conducție când i_0 devine apropiat 300 mA și astfel circuitul se oprește pt că acesta "fură" tot curentul Darlinghtonului.

$$Q_{11} \text{ în elocare} \Rightarrow i_{C7} \approx 0 \text{ mA}$$

$$i_{B7} = i_{C6} = \frac{i_{C7}}{\beta} = \frac{20,4 \text{ mA}}{350} = 58,3 \text{ } \mu\text{A}$$

$$i_{B6} = \frac{i_{C6}}{\beta} = \frac{58,3 \mu}{350} = 166,5 \text{ nA}$$

Am folosit Q_T = tranzistor de putere intrucat se apropie de limita maxima de putere disipata pe care producatorul ne-a impus - a (0,25 W)

$$P_{Q_T} = i_C \cdot V_{CE} = 20,4 \text{ m} \cdot 7,8 = 159,12 \text{ mW} \approx 0,16 \text{ W}$$

$$V_{D1} = V_{BE1T} + i_{1T} \cdot (R_{12} + R_{21}) \Rightarrow i_{1T} = \frac{5,1 - 0,6}{\beta_{1T} + 0,51 \text{ k}} = \frac{4,5}{3,81 \text{ k}} = 1,18 \text{ mA}$$

$$V_{R21} = 1,18 \text{ mA} \cdot 0,51 \text{ k} = 0,601 \text{ V} \text{ (e la limita de saturaie (protejezi la timp))}$$

$$V_{out} = i_{R15} \cdot (R_{15} + R_{11}) \Rightarrow i_{R15} = \frac{10,2}{4 \text{ k}} = 2,55 \text{ mA}$$