

*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:  $N=10$

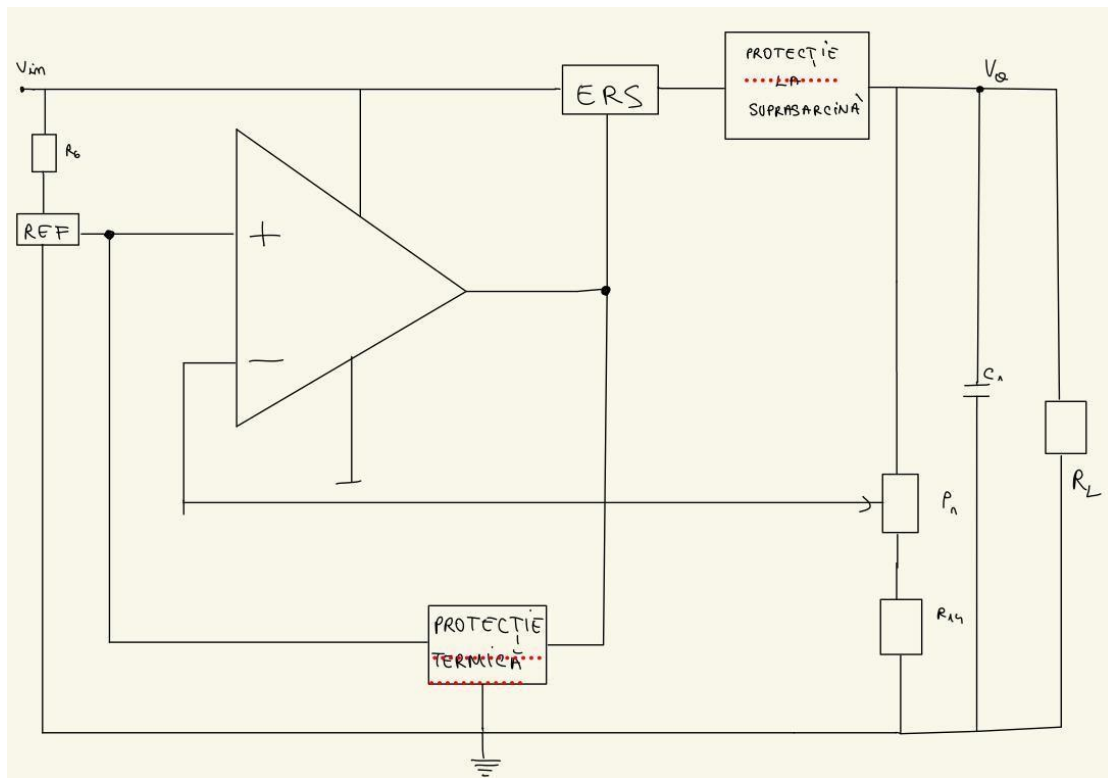
- Tensiunea de ieșire reglabilă în intervalul: 5V-10V
- Sarcina la ieșire  $500\Omega$
- Deriva termică  $< 2\text{mV/grad C}$ ;
- Protecție la suprasarcină prin limitarea temperaturii tranzistorului element de reglaj serie la 100 grade C și a curentului maxim la 0,4A;
- Tensiune de intrare în intervalul: 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:

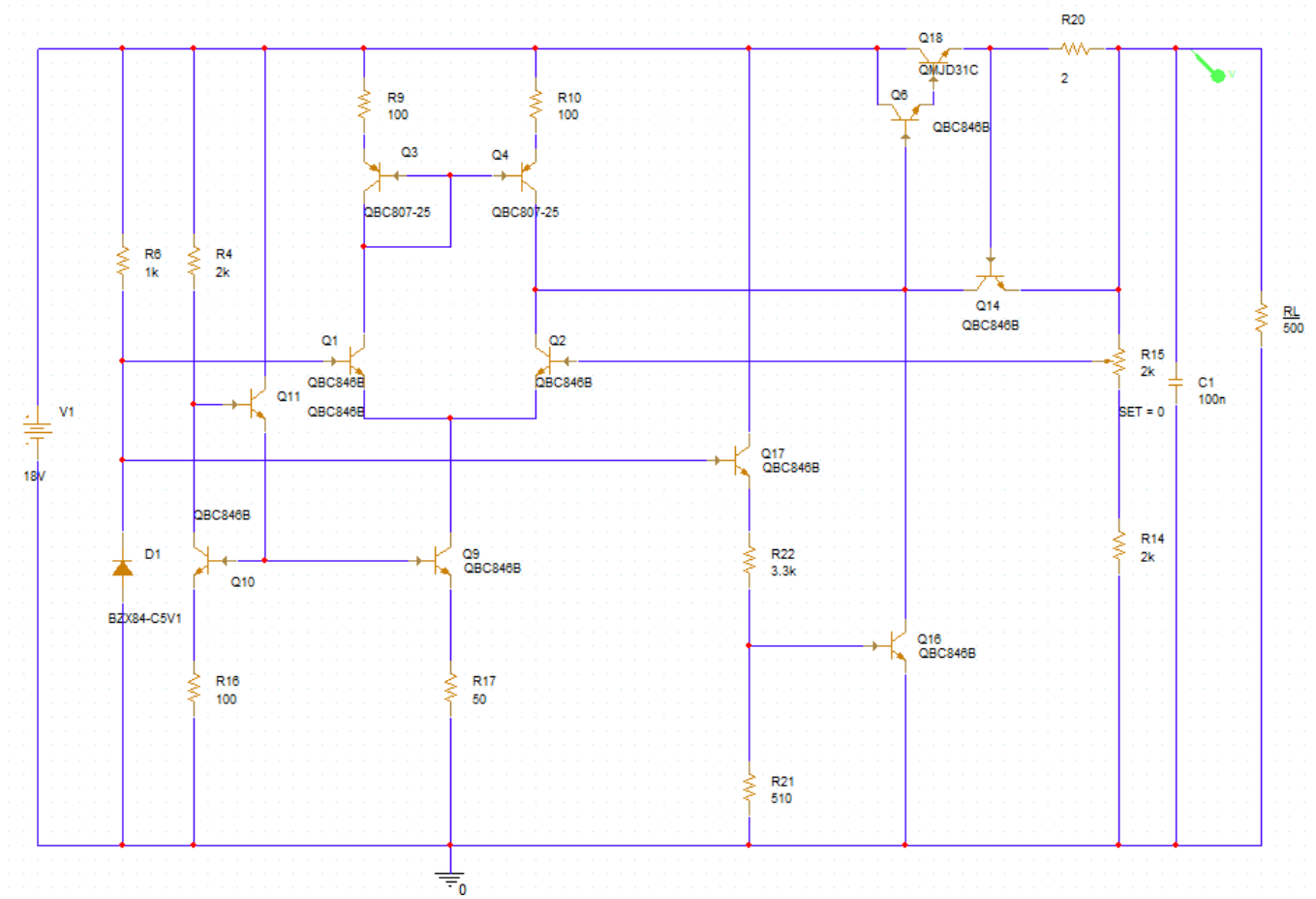
1. Protecție la suprasarcină – care evită deteriorarea componentei regulatorului în cazul unui curent prea mare.
2. Protecție termică – care oprește funcționarea dacă temperatura regulatorului depășește un nivel critic.



În schema dată, la intrarea neînversoare 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  $V_{out}$ .

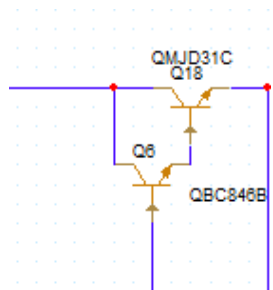
## Schema Electrică



1. Amplificator de eroare: Q<sub>1</sub>, Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub>, Q<sub>4</sub>, R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> și generatorul de curent: Q<sub>9</sub>, Q<sub>10</sub>, Q<sub>11</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>16</sub>, R<sub>17</sub>;
  2. Element de reglaj serie: Q<sub>6</sub>, Q<sub>18</sub>;
  3. Referința de tensiune: D<sub>2</sub>;
  4. Divizor de tensiune și rețea de reacție negativă: R<sub>15</sub>, R<sub>14</sub>;
  5. Protecție termică: Q<sub>16</sub>, Q<sub>17</sub>, R<sub>22</sub>, R<sub>21</sub>;
  6. Protecție la suprasarcină: Q<sub>14</sub>, R<sub>20</sub>;
- Rezistor de sarcină: R<sub>L</sub>

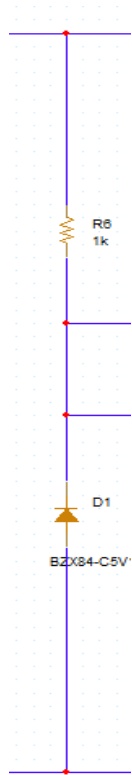
Dacă tensiunea de ieșire începe să se modifice de la valoarea stabilită, diferența de tensiune va modifica la ieșirea diferențialului către ERS curentul astfel încât tensiunea de ieșire se va restabili.

## 2. Element de reglaj serie



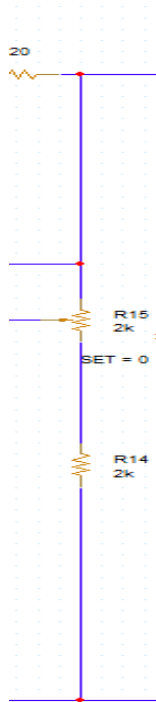
Perechea Darlington este o configurație de două tranzistoare bipolare conectate astfel încât primul tranzistor (Q6) preia semnalul de intrare, îl amplifică și furnizează un curent mai mare către baza celui de-al doilea tranzistor (Q18), care îl amplifică și mai mult. Rezultatul este un tranzistor compus 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



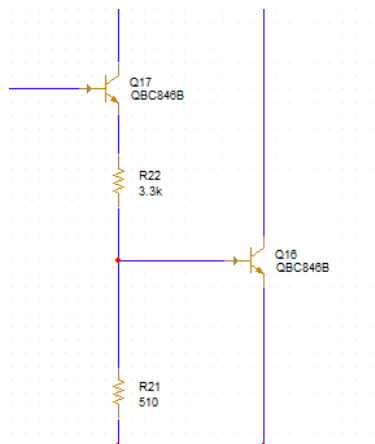
Referința de tensiune este realizată cu ajutorul unei diode Zener de tip BZX84-C5V, care menține o tensiune de străpungere stabilă de aproximativ 5.1V, atâta timp cât este traversată de un curent de cel puțin 5mA. Atunci când este alimentată cu un curent constant, această diodă prezintă un drift termic 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 1k $\Omega$  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 reactie 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).

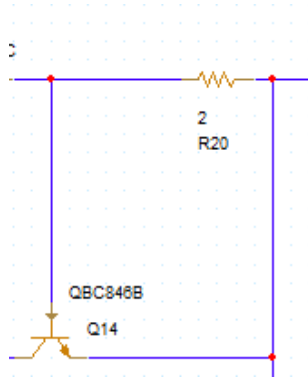
#### 5. Protecția termică



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 (  $-2\text{mV}/^{\circ}\text{Celsius}$  ) si astfel tranzistorul intră in conductie, trăgând tot curentul din iesirea amplificatorului si astfel provocând “Thermal Shutdown” cu scopul de a proteja componentele



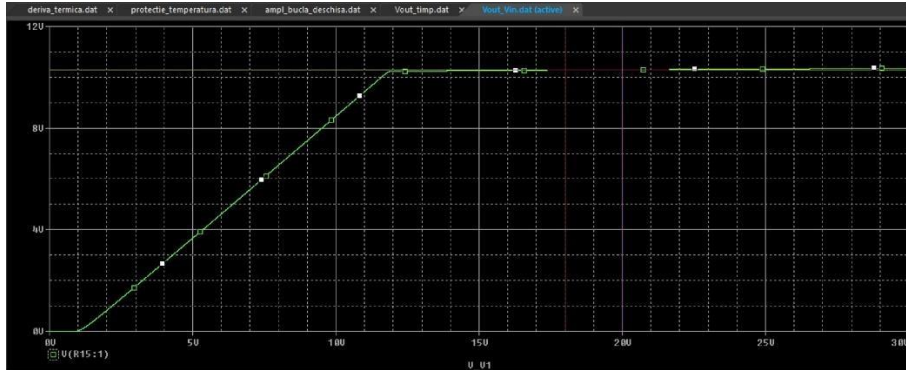
## 6. Circuitul de protecție la suprasarcină



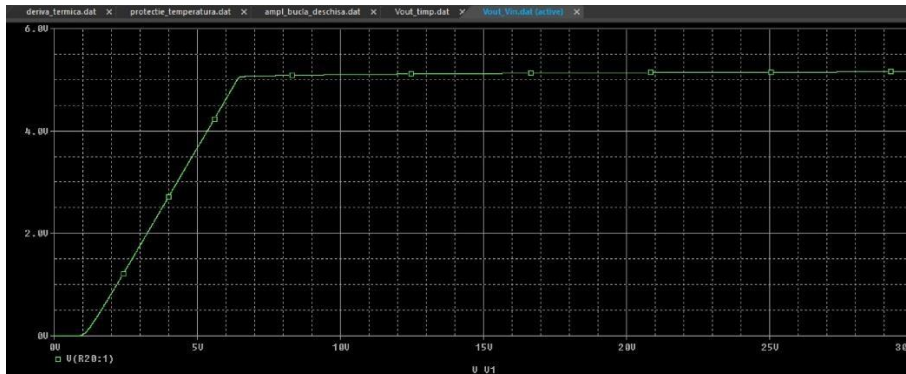
$I_{O,lim} = V_{BE14}/R_{20} = 0.4A \Rightarrow R = 1.625\Omega$ , dar am ales valoarea standard de  $2\Omega$ . Astfel, pentru curenți mai mici de 0.34A nu intră în funcțiune circuitul de protecție la suprasarcină, adică tranzistorul Q<sub>14</sub> este în blocare.

## 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.

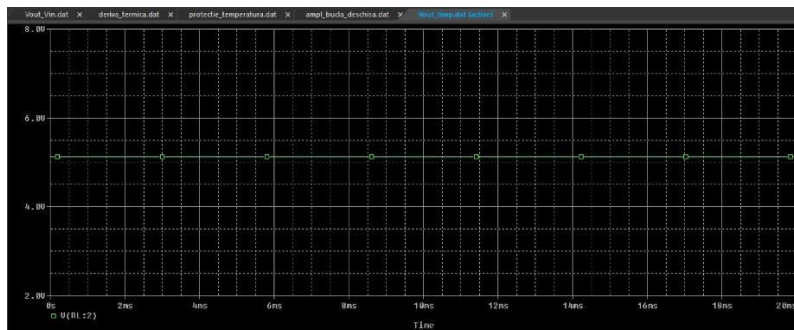


$$V_{out} = f(V_{in}) \text{ SET}=0$$

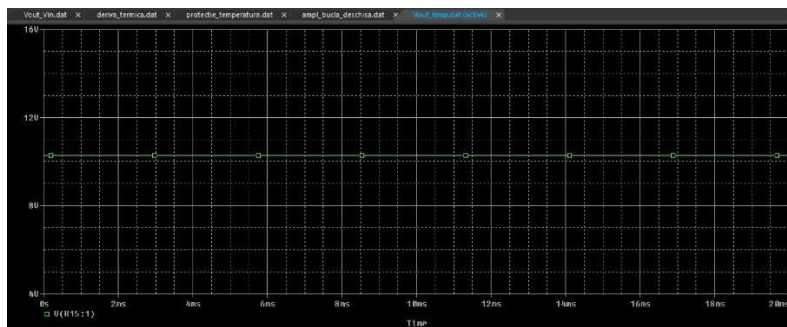


$$V_{out} = f(V_{in}) \text{ SET}=1$$

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.

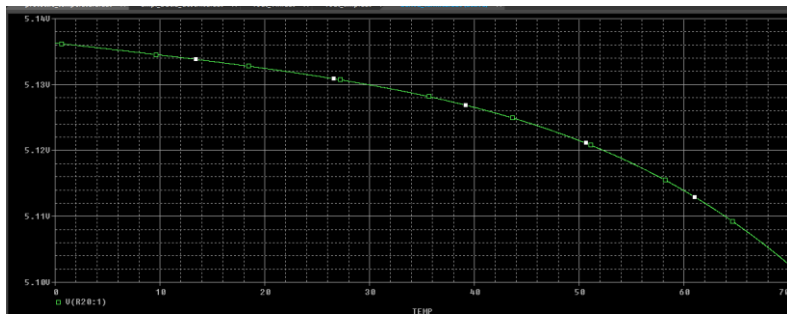


$$V_{out} = f(t) \text{ SET}=1$$



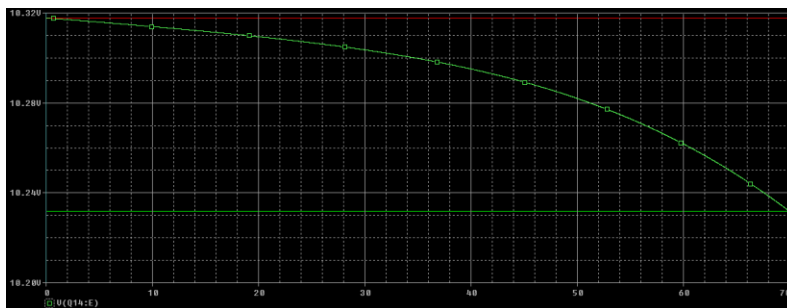
$$V_{out} = f(t) \text{ SET}=0$$

II. Simulări pentru deriva termică 0-70°C pentru valori limită ale lui  $V_{out}$ :



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

Calculez panta graficului și obțin deriva termică 0.48mV/°C.

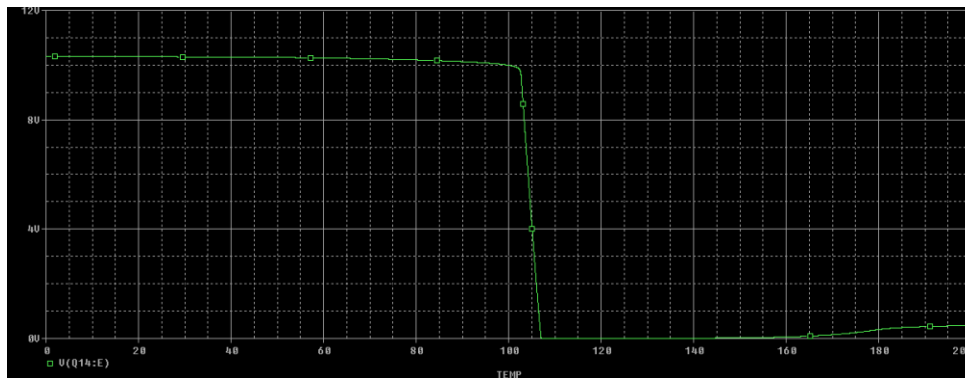


$$V_{out} = f(\text{Temp}) \text{ SET}=0$$

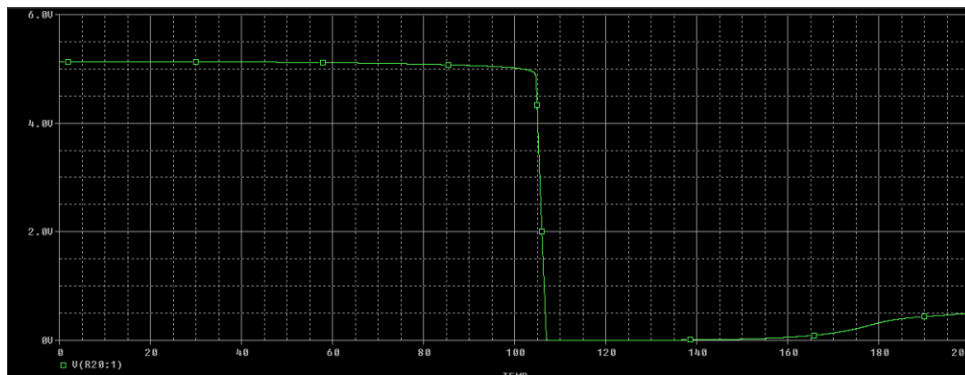
Calculez panta graficului și aici și obțin deriva termică 1.23mV/°C.

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.

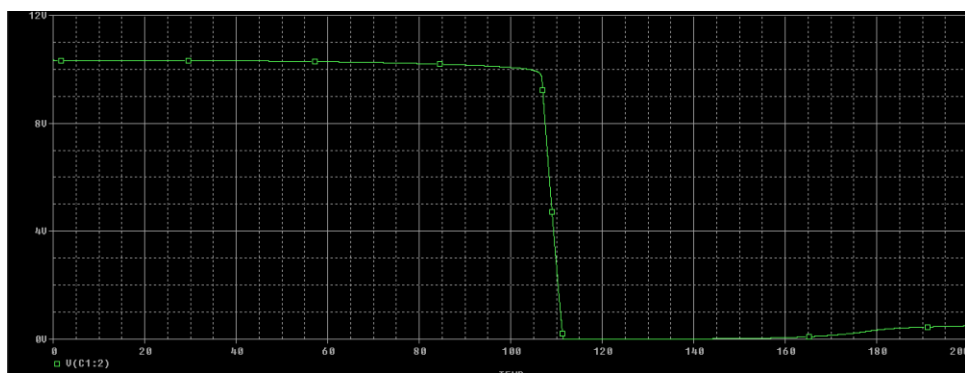
### III. Simulări pentru variația $V_{out}$ cu temperatura 0-100 grade Celsius:



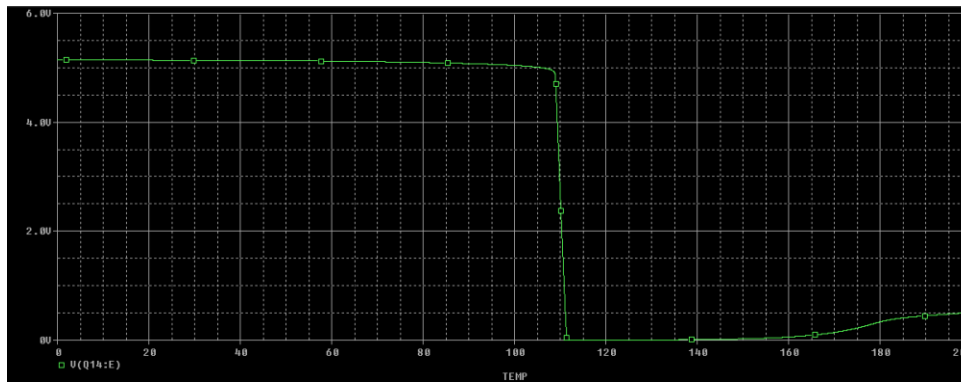
$V_{in} = 18V$   $SET = 0$



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



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



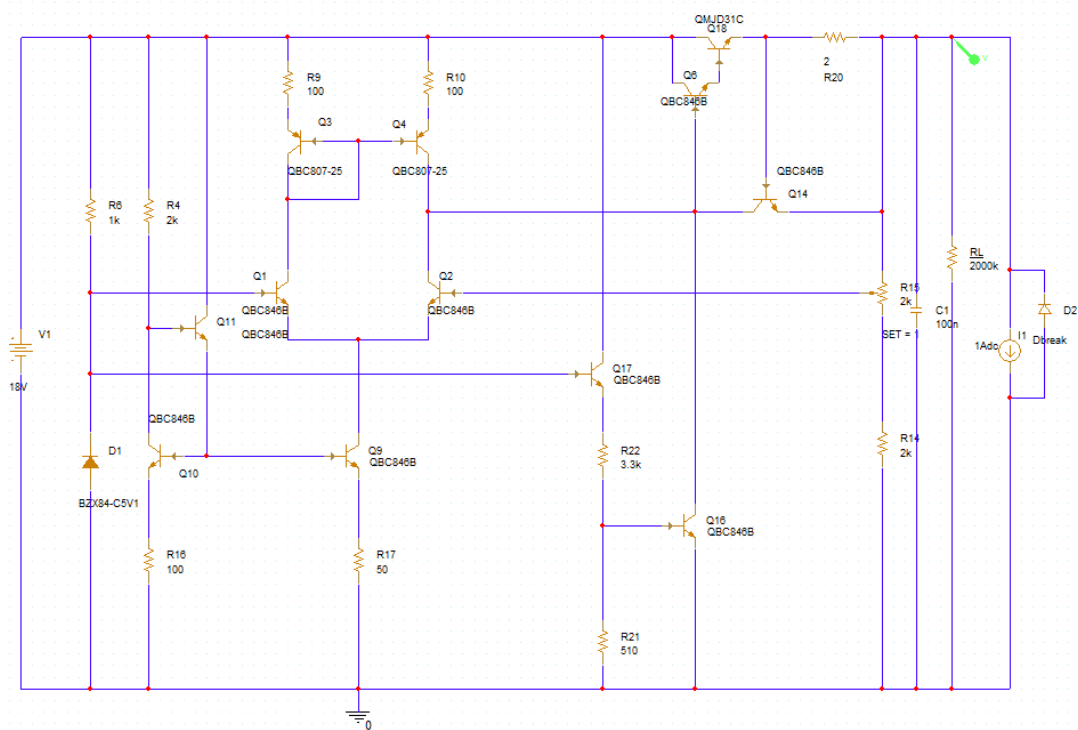
$V_{in} = 20V$  SET=1

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.

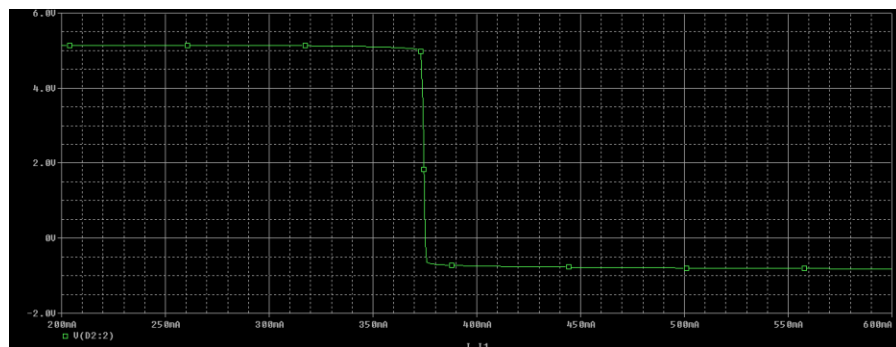
De asemenea, circuitul este conceput pentru a funcționa în siguranță și la temperaturi negative, ceea ce îl face potrivit pentru aplicații expuse la variații extreme de temperatură. Acest comportament evidențiază importanța unei proiectări robuste și a unor mecanisme eficiente de protecție în medii solicitante.

#### 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.

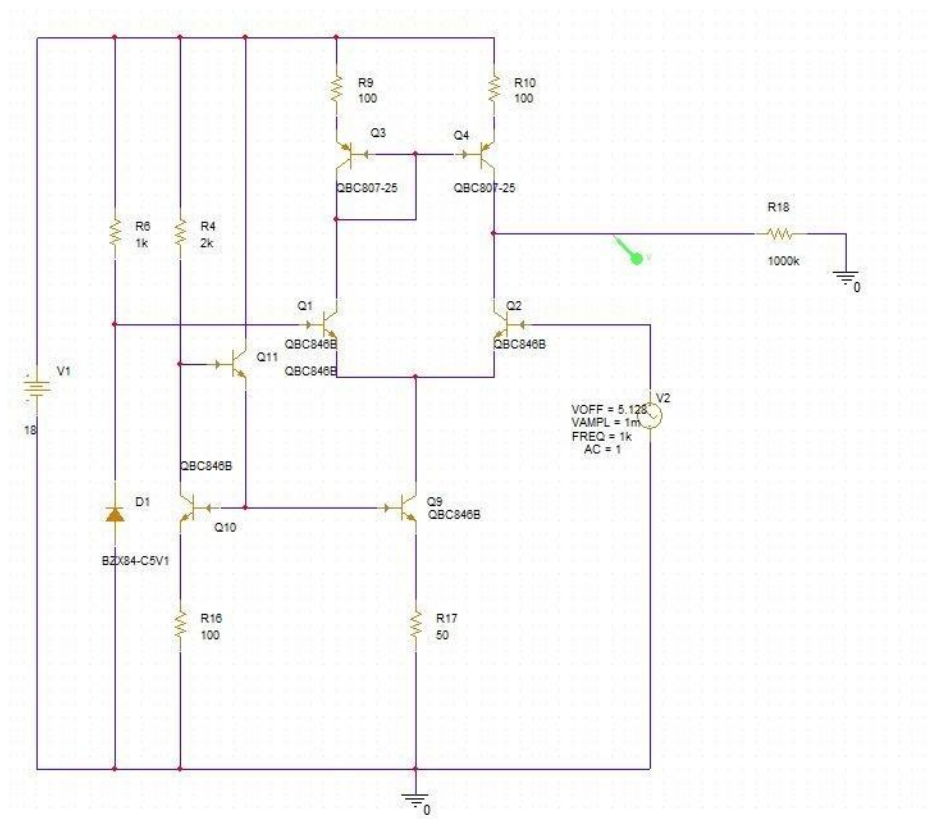
Pentru a preveni o scădere excesivă a tensiunii de ieșire în domeniul negativ, circuitul include dioda D4 (Dbreak), care limitează tensiunea minimă la un nivel controlat, protejând astfel stabilizatorul împotriva variațiilor extreme.



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.

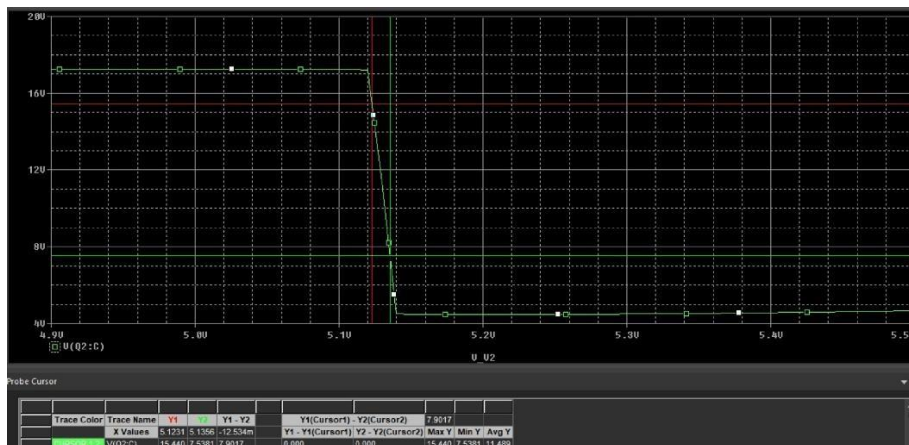
În calculul amplificării s-a utilizat relația specifică tranzistoarelor în configurație sursă comună:

$$A_v = -g_m \cdot R_L$$

unde  $g_m$  reprezintă transconductanța tranzistorului și este dată de:

$$g_m = 40 \cdot I_c$$

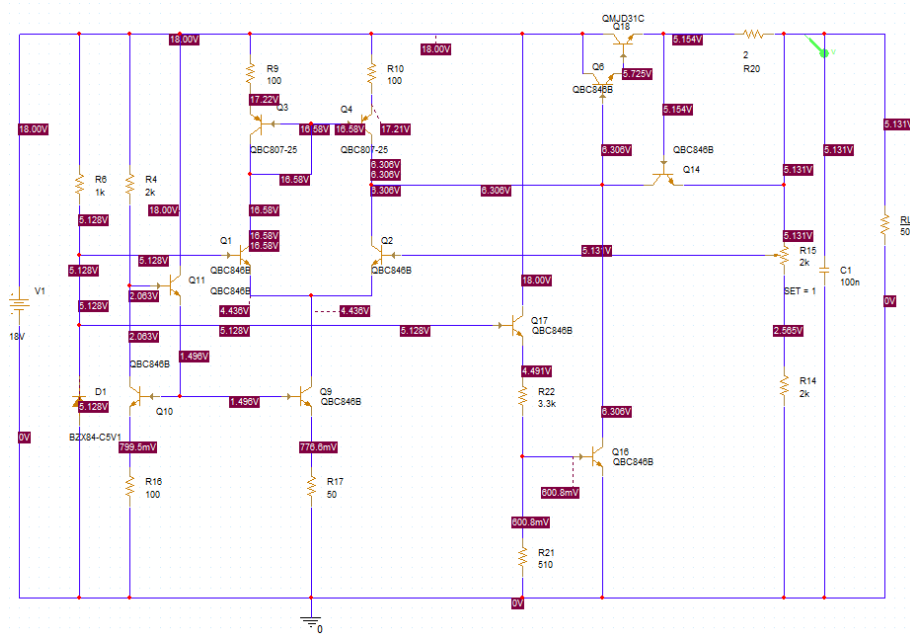
Pentru a obține un câștig mai mare de peste 200, s-a ales o strategie de creștere a transconductanței prin mărirea curentului de colector al tranzistorului Q2. Acest lucru a permis îmbunătățirea amplificării, atingând valoarea dorită pentru funcționarea optimă a circuitului.



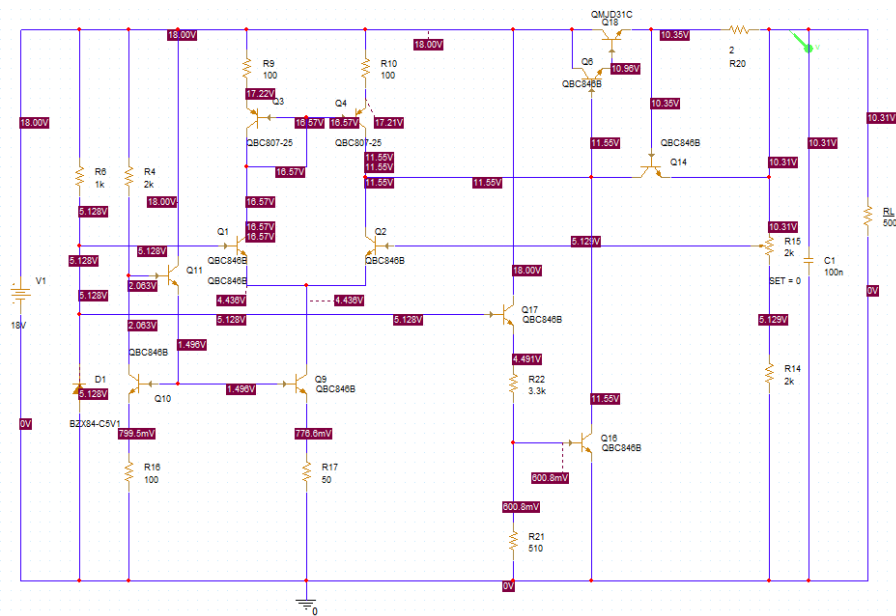


# Calcul Analitic

PSF – tensiune



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



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



$$i_{R_6} = \frac{V_1 - V_{01}}{R_1} = \frac{18 - 5,1}{1 \text{ k}} = 12,9 \text{ mA}; \text{ dar } i_{02 \text{ min}} = 5 \text{ mA} \Rightarrow Q_1 \text{ este in saturație}$$

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

$$i_{R_7} = \frac{V_1 - 2V_{BE}}{R_7 + R_{16}} = \frac{18 - 1,2}{2,1 \text{ k}} = 8 \text{ mA}$$

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

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

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

$$V_{R_7} = 2 \text{ k} \cdot 8 \text{ mA} = 16 \text{ V}$$

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

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

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

$$V_{01} = V_{BE11} + V_{CE9} + V_{R_{17}} \Rightarrow V_{CE9} = 5,1 - 0,6 - 0,8 = 3,7 \text{ V}$$

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

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

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

$$V_{CE3} = 0,6 \quad (\text{configurație de divizor cu curent între bază și colector})$$

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

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

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

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

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

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

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

$$i_{07} = i_{C6} = \frac{i_{C7}}{\beta} = \frac{20,4 \text{ mA}}{350} = 58,3 \text{ } \mu\text{A}$$

$$i_{b6} = \frac{i_{c6}}{\beta} = \frac{58,3 \mu}{350} = 166,5 \text{ nA}$$

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)

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

$$V_{D1} = V_{BE17} + i_{17} \cdot (R_{12} + R_{21}) \Rightarrow i_{17} = \frac{5,1 - 0,6}{(0,3 + 0,51) \text{ k}} = \frac{4,5}{0,81 \text{ k}} = 5,56 \text{ mA}$$

$$V_{R21} = 1,18 \text{ m} \cdot 0,51 \text{ k} = 0,601 \text{ V} \text{ (e la limita de delocare (proteckti la temp))}$$

$$V_{out} = i_{R15} \cdot (R_{15} + R_{14}) \Rightarrow i_{R15} = \frac{10,2}{4 \text{ k}} = 2,55 \text{ mA}$$