

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

Coordonatori: Drăghici Florin

Pantazică Mihaela

Student: Angelescu Denisa Andreea

Grupa: 432E-MON

Anul: 2024-2025

Cuprins

1.	Tema Proiectului	pg. 3
2.	Schema Bloc.....	pg. 4
3.	Schema Electrică.....	pg. 6
4.	Componenta Circuitului și Calcule de Dimensionare.....	pg. 7
5.	Simulări în OrCAD.....	pg. 12
6.	Calcul Analitic.....	pg. 21
7.	Layout.....	pg. 33
8.	Componente.....	pg. 39
9.	Bibliografie.....	pg. 40

Tema proiectului

Se proiectează un stabilizator de tensiune cu element de reglaj serie cu următoarele caracteristici: **N=1**

- Tensiunea de ieșire reglabilă în intervalul: 2V-2.5V
- Sarcina la ieșire 50Ω
- Deriva termică < 2mV/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: 4V-4.5V
- 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;
- Semnalizarea prezenței tensiunilor de intrare/ieșire cu diodă de tip LED.

Schema Bloc

Se folosește o schemă de stabilizator cu un element de reglare în serie (ERS), care este controlat de un amplificator de eroare. Acest amplificator de eroare compară o fracțiune din tensiunea de referință (REF) cu tensiunea preluată de la ieșire printr-o rețea de reacție. Această comparație permite ajustarea tensiunii de ieșire pentru a o menține stabilă, chiar dacă tensiunea de intrare sau sarcina se modifică. În cadrul acestui stabilizator, tensiunea de referință este mai mare decât tensiunea de ieșire.

În plus, circuitul este echipat cu protecții pentru a preveni avariile:

1. **Protecție la suprasarcină** – care evită deteriorarea componentei reglatorului în cazul unui curent prea mare.
2. **Protecție termică** – care oprește funcționarea dacă temperatura reglatorului depășește un nivel critic.
3. **LED-ul** – care indică prezența tensiunii la intrare, semnalizând că circuitul este alimentat corect.

Astfel, acest stabilizator este capabil să regleze tensiunea de ieșire și să ofere protecții esențiale pentru funcționarea sigură și stabilă a circuitului.

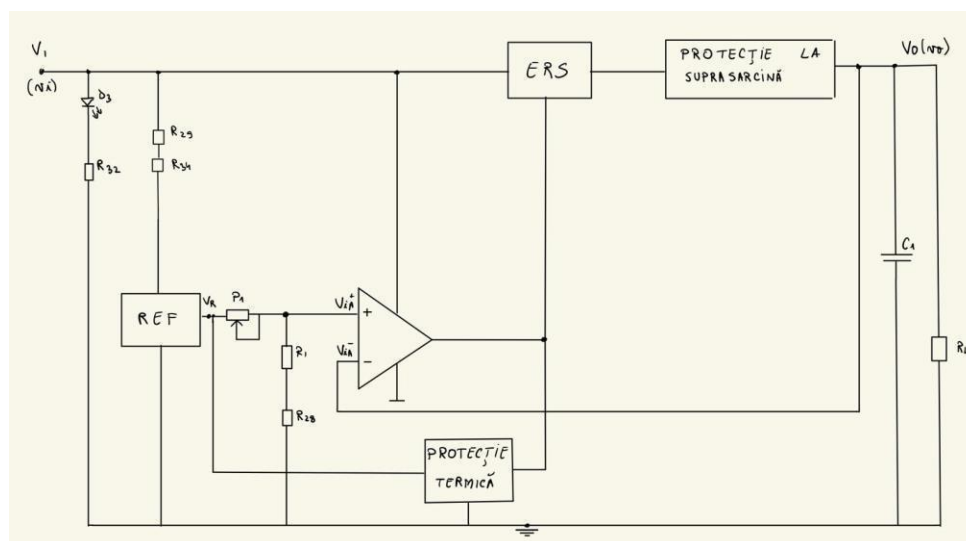


Fig. 1 Schema Bloc

În schema dată, la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare este aplicată o fracțiune din tensiunea de referință (REF), ajustabilă prin divizorul de tensiune format din rezistențe și potențiometru. La intrarea inversoare a amplificatorului de eroare este conectat direct un fir care

aduce semnalul de eroare la ieșirea circuitului, preluat prin reacție negativă. Amplificatorul de eroare compară aceste două semnale și generează o comandă pentru elementul regulator serie (ERS) pentru a stabili tensiunea de ieșire V_{out} . Dacă, spre exemplu, V_{out} crește, va crește și tensiunea de pe intrarea inversoare. Știm că ieșirea opamp-ului este amplificarea înmulțită cu $V_+ - V_-$, deci va scădea tensiunea de la ieșirea opamp-ului. Va scădea și tensiunea V_{BE} de la tranzistorul din elementul de reglaj serie, deci și curentul $I_c = I_s \cdot \exp(V_{BE}/V_T)$ va scădea, astfel, indiferent dacă este amplificat cu β sau nu (dacă sunt mai mulți tranzistori în configurația elementului de reglaj), curentul care va ajunge prin R_L va fi mai mic, deci și V_{OUT} va scădea -> astfel se realizează stabilizarea tensiunii de la ieșire.

Văzut simplificat, circuitul poate fi interpretat ca un amplificator cu două etaje de feedback, cu o fracțiune din tensiunea de referință la intrare. Primul etaj este opamp-ul, iar al doilea este un emitor comun. Acesta poate “conduce” curent mare către sarcină, depinzând de tensiunea V_{CE} , ce se transpune în cădere de putere.

Tensiunea de intrare de obicei are un riplu, ulterior atenuat de stabilizator, fapt văzut în simulări. Acuratețea valorii tensiunii de ieșire este dată de raportul rezistorilor și de acuratețea absolută a tensiunii de referință.

În plus, circuitul include protecție la suprasarcină și protecție termică pentru a preveni supraîncălzirea, iar un LED semnalizează prezența tensiunii la intrare, indicând că alimentarea este activă. În schema dată, condensatorul ceramic SMD 0805 C_1 joacă un rol esențial în stabilizarea tensiunii de ieșire, mai ales în cazul în care sarcina necesită șocuri de curent (se comportă ca o sursă locală de curent). Acesta acționează ca un rezervor de energie, compensând rapid variațiile curentului și asigurând o funcționare stabilă a circuitului. Toți rezistorii sunt de tip SMD chip 0805 și potențiometrele liniare simplă tură de tip SMD.

Schema Electrică

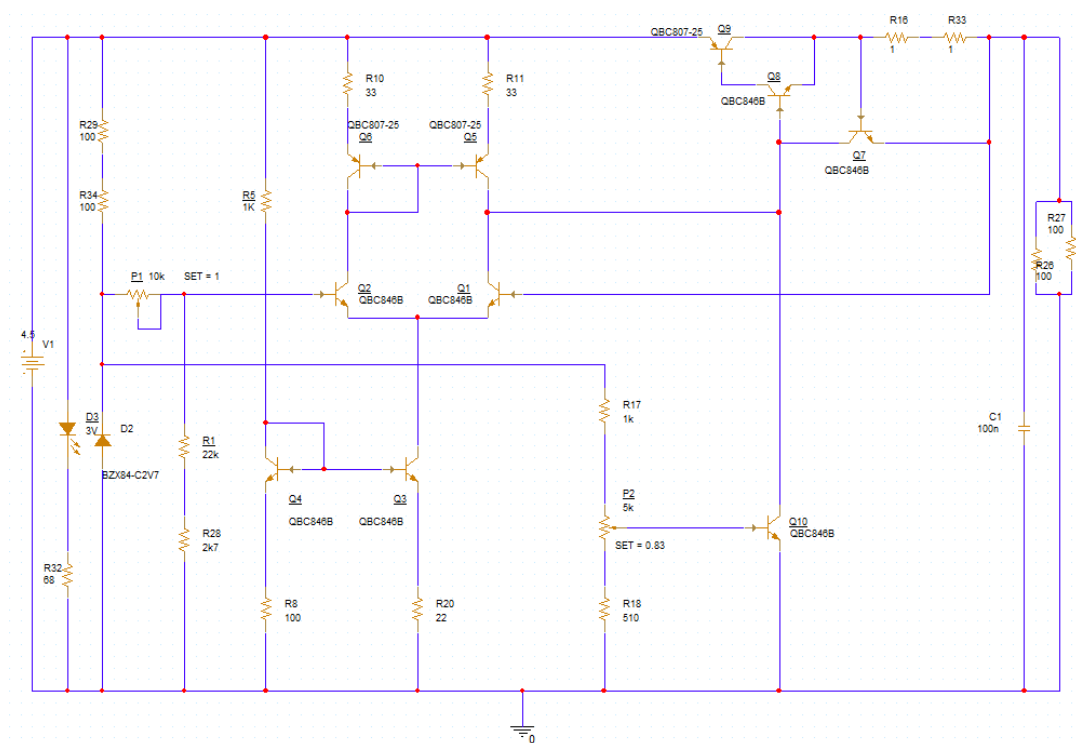


Fig. 2 Schema Electrică

Amplificator de eroare: Q₁, Q₂, Q₅, Q₆, R₁₀, R₁₁ și generatorul de curent: Q₃, Q₄, R₈, R₂₀

Element de reglaj serie: Q₈, Q₉

Referința de tensiune: D₂

Divizor de tensiune: P₁, R₁, R₂₈

Rețea de reacție negativă: fir

Protecție termică: Q₁₀, R₁₇, P₂, R₁₈

Protecție la suprasarcină: Q₇, R₁₆, R₂₄, R₂₅

Circuit pentru semnalizarea tensiunii de la intrare: led D₃, R₃₂

Rezistor de sarcină: gruparea R₂₆, R₂₇

Componența Circuitului și Calcule de Dimensionare

1. Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare are funcția principală de a măsura diferența (eroarea) dintre două semnale: o fracțiune din tensiunea de referință și tensiunea de ieșire. Această diferență, numită eroare, este apoi amplificată și utilizată pentru a ajusta circuitul astfel încât să elimine eroarea și să stabilizeze tensiunea de ieșire.

Tranzistorul Q_4 care este în configurație de diodă stabilește curentul prin oglinda Q_4 - Q_3 , Q_3 fiind clientul. Acesta polarizează etajul diferențial format din Q_1 - Q_2 (grilele la referință, respectiv la tensiunea de ieșire; sursele în scurt) și reprezintă sursa de curent pentru etaj. Aici există o sarcină activă dată prin Q_6 - Q_5 , iar rezistențele R_{10} - R_{11} limitează curentul care trece pe cele două ramuri proporțional. Numărând etajele sursă comună de la intrări până la ieșire, Q_1 este borna inversoare și Q_2 este borna neinversoare.

Curentul prin tranzistoarele din etajul diferențial (Q_1 și Q_2) este dictat de cel din Q_3 , care este direct proporțional cu cel prin Q_4 . Q_4 se comportă ca o diodă $V_{CE} = 0.66V$, iar pentru a avea $I_C = 3mA$ la $V_{in} = 4V$, am ales $R_5 = 1k\Omega$ și rezistor din oglinda de curent $R_8 = 100\Omega$, iar la $4.5V$ va fi $3.4mA$. Datorită proporționalității celor două rezistențe din oglindă (R_8 și R_{20}) și curenții I_{C3} și I_{C4} vor fi proporționali, deci egali cu $11.6mA$ la $V_{in} = 4V$, iar pentru $4.5V$ vor fi $13.6mA$.

Pentru ca tranzistorii Q_1 și Q_2 sunt de același tip QBC846B, avem oglinda de curent dată de Q_5 , Q_6 și rezistențele egale cu 33Ω , curenții prin aceștia vor fi egali cu $I_{C3} / 2$. Tranzistorii Q_3 și Q_4 sunt de același tip QBC846B, iar Q_5 și Q_6 de tip QBC807-25 pentru ca amplificarea în bucla deschisă să fie mare (modelată prin etajele sursă comună, respectiv sarcină distribuită).

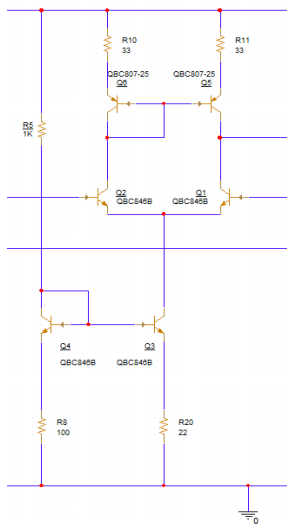


Fig. 3

$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} / 2 = 5.8mA$ pentru $V_{in} = 4V$, iar pentru $4.5V$ vor fi $6.8mA$

Baza tranzistorului Q_2 primește semnalul de referință, iar baza tranzistorului Q_1 primește un semnal proporțional cu tensiunea de ieșire. Diferența dintre aceste două tensiuni creează un dezechilibru în curenții prin cele două tranzistoare (Q_1 și Q_2), iar acest dezechilibru este utilizat pentru a controla următorul etaj din stabilizator. Dacă tensiunea de ieșire începe să devieze de la valoarea dorită, diferența de tensiune de la intrările amplificatorului diferențial crește. Aceasta modifică curenții prin Q_1 și Q_2 , care, prin reacție, ajustează curentul prin tranzistoarele de putere din stabilizator, restabilind tensiunea de ieșire.

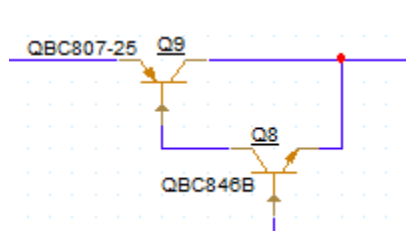
Potențialul din baza tranzistorului Q_2 în funcție de SET-ul potențiometrului P_1 avem $SET=0 \rightarrow 1.772V$ și pentru $SET=1 \rightarrow 2.716V$ (potențial dat de tensiune de referință înmulțită cu un factor de divizare dat de potențiometru). Astfel, potențialul din emitorul lui Q_2 va fi $1V$ sau $2V$, iar tensiunea $V_{CE3} = V_{E2} - I_{C3} \cdot R_{20} = 0.85mV > 0.66mV$ sau $1.85V > 0.66mV$ (este în RAN în cele două cazuri nefavorabile).

2. Elementul de reglaj serie

Perechea Sziklai are câteva avantaje esențiale față de Darlington. În primul rând, introduce o cădere de tensiune mai mică, de doar 0.6V, în comparative cu 1.2V la Darlington, care o face mai eficientă pentru tensiuni mici, cum este cazul meu.

De asemenea, disipează mai puțină putere, ceea ce reduce încălzirea tranzistoarelor. Curentul de bază necesar este mult mai mic datorită câștigului total ridicat, reducând solicitările asupra circuitelor anterioare. În plus, oferă o stabilitate termică mai bună, fiind mai puțin afectată de creșterea temperaturii. Aceste avantaje o fac ideală pentru aplicații cu eficiență ridicată și alimentare redusă.

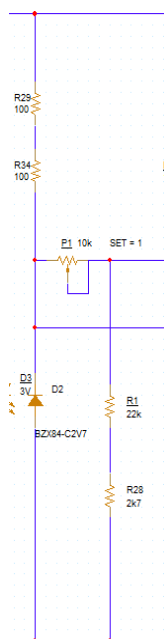
În cel mai defavorabil caz când $V_{in} = 4.5V$, Q_9 suportă un curent de 54.17mA și o putere de 92mW. Alegem Q_9 de tipul QBC807-25 și Q_8 de tipul QBC846B.



Presupunem că stabilizatorul nu are nevoie de protecție la suprasarcină, deci potențialul în emitorul lui Q_8 este în intervalul 2V-2.5V. Baza aceluiași tranzistor este legată la ieșirea din amplificatorul de eroare, potențialul din baza lui Q_8 este egal cu potențialul din emitorul lui Q_8 adunat cu 0.66mV (Q_8 este în RAN).

Fig. 4

3. Referința de tensiune și divizorul de tensiune



Referința de tensiune este formată dintr-o diodă Zener de tip BZX84-C2V7 cu tensiunea de străpungere constantă de aproximativ 2.7V în condițiile în care este alimentată cu un curent minim de 5mA. Pentru acest tip de diode (dacă sunt polarizate la curent constant) se constată un drift termic foarte mic în intervalul 0-70°C. Împreună cu potențiometrul P_1 de 10k Ω și rezistențele R_1 de 22k Ω și R_{28} de 2.7k Ω formează un divizor de tensiune ce reprezintă fracțiunea cu care este comparată tensiunea de ieșire a stabilizatorului. Curentul prin R_{29} vreau să fie de aproximativ 6.5mA, ca prin Zener să fie de minim 5mA.

$R_{29} = (V_{in} - V_z) / 6.5 = \text{aprox. } 200\Omega$ (vom inseria două rezistențe de 100 Ω cu toleranțele de $\pm 5\%$).

Curentul prin R_{29} este aproximativ 6.5mA (pentru $V_{in} = 4V$ – caz cel mai defavorabil) sau 9mA (pentru $V_{in} = 4.5V$).

Fig. 5

Curenții prin P_1 și cel care „duce” înspre circuitul de protecție termică nu vor fi neglijabili. Curentul prin baza lui Q_2 neglijabil $\Rightarrow I_{P1} = V_z / (P_1 + R_1 + R_{28}) = 90\mu A$ sau $126\mu A$ la valori limită ale potențiometrului. Curentul care „trece” în circuitul de protecție termică va fi egal cu $V_z / (P_2 + R_{17} + R_{18}) = 415\mu A$ (curentul prin baza lui Q_{10} neglijabil).

Astfel, I_z va fi $I_{R4} - I_{P1} - I_{\text{protecție termică}} = 6.5\text{mA} - 126\mu A - 415\mu A = 5.9\text{mA}$ (am considerat cele mai defavorabile cazuri), iar $5.9\text{mA} > I_{z\text{min}} = 5\text{mA}$.

Potențialul în nodul terminalului din dreapta al potențiometrului P_1 ($V = V_z * (R_1 + R_{28}) / (R_1 + R_{28} + P_1)$ caz ideal când consideram curenții zero) este tensiunea din intrarea neinversoare a amplificatorului diferențial, care mai departe este egală cu tensiunea din intrarea inversoare, iar cum reacția este formată dintr-un fir, va fi egală cu tensiunea de ieșire a circuitului în cazul în care se realizează stabilizarea. Astfel că valorile limită ale V_{out} sunt date de valorile limită ale lui P_1 . Calculul intervalului tensiunii de la ieșirea stabilizatorului: pentru $SET_{P1} = 0 \Rightarrow V_{\text{out}} = V_1 - I_{P1} * P_1 = 1.772\text{V}$ și pentru $SET_{P1} = 1 \Rightarrow V_{\text{out}} = 2.716\text{V}$.

4. Rețeaua de reactive negativă

Din cauza faptului că tensiunea de referință este de 2.7V , tensiunea maximă de ieșire este de 2.5V și pentru că în realitate trebuie să am o anumită eroare pentru a asigura funcționarea corectă a circuitului, am ales ca reacția să fie formată dintr-un singur fir, iar valorile limită ale tensiunii din baza lui Q_2 date de SET-ul potențiometrului P_1 sunt valorile tensiunii de la ieșire. Factorul de reacție este 1.

$$SET_{P1}=0 \Rightarrow V_{\text{out}} = V_1 - I_{P1} * P_1 = 1.771\text{V}$$

$$SET_{P1}=1 \Rightarrow V_{\text{out}} = V_1 - I_{P1} * P_1 = 2.716\text{V}$$

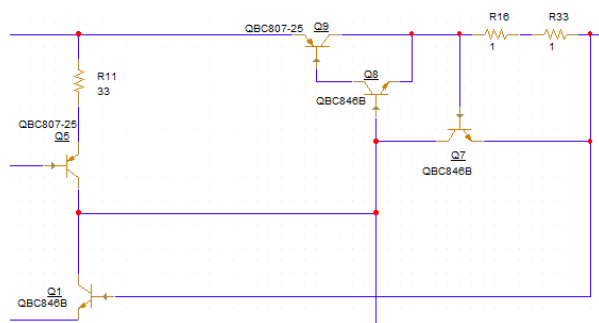


Fig. 6

5. Circuitul de protecție termică

Am ales potențiometrul P_2 de $5\text{k}\Omega$ cu toleranța $\pm 20\%$ pentru a avea un interval mai mare de variație a tensiunii bază-emitor a tranzistorului Q_{10} . În cazurile limită ale SET-ului potențiometrului 2, V_{BE10} aparține intervalului $[211.9 ; 742.0]\text{ mV}$. Pentru protecția termică la 100 de grade Celsius, este nevoie să se ajusteze potențiometrul, ținând cont că tensiunea V_{BE10} variază cu 2mV/grad Celsius . Când temperatura crește și ajunge la 100 de grade Celsius, Q_8 intră în conducție pentru:

$$\Delta t = 100 - 25 = 75 \text{ grade Celsius} \Rightarrow V_{BE10} = 0.687V - 2mV * 75 = 537mV$$

$$\text{Dacă temperatura scade la } 0 \text{ grade Celsius, } V_{BE10} = 687mV + 2mv * 25 = 737mV$$

Astfel, potențiometrul ajută în cazul erorilor aleatorii de fabricație, în cazul în care există o abatere de la cazul ideal, cel calculat de mine.

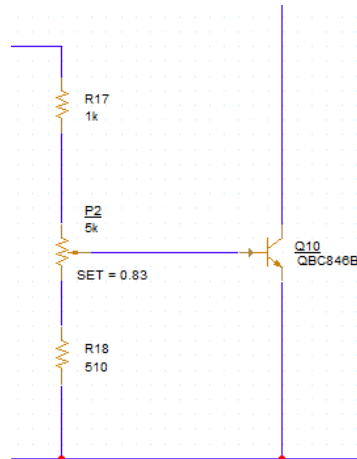
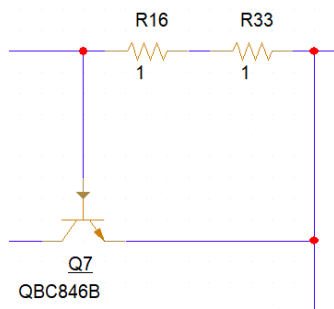


Fig. 7

6. Circuitul de protecție la suprasarcină



$I_{O,lim} = V_{BE7}/R = 0.4A \Rightarrow R = 1.66\Omega$, iar ca valoarea standard am ales 2Ω . Astfel, pentru curenți mai mici de $0.34A$ nu intră în funcțiune circuitul de protecție la suprasarcină, adică tranzistorul Q_7 este în blocare.

Când curentul depășește $0.34A$, tranzistorul intră în conducție.

Fig. 8

Astfel, din teorie se poate trasa graficul tensiunii de ieșire din stabilizator în funcție de curent:

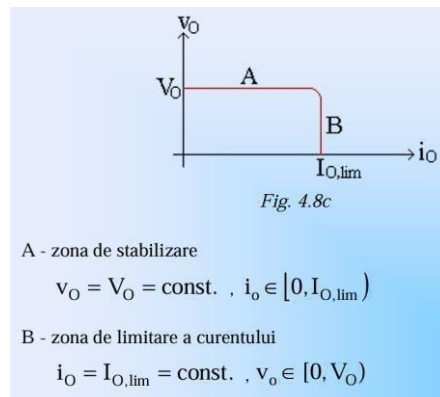


Fig. 9

7. Circuit pentru semnalizarea tensiunii de la intrare

Am ales diode led OF-SMD2012B de culoare albastră, cu tensiunea de conducție 3V. Pentru a se aprinde led-ul în cazul cel mai nefavorabil ($V_{in} = 4.5V$) și să nu depășească curentul maxim, am ales o rezistență standard de 68Ω cu toleranța de $\pm 1\%$. Astfel, curentul prin led va aparține intervalului $[12.21 ; 19.12]$ mA. Pentru ieșire nu se poate semnaliza tensiunea cu un led din cauza ca $V_{outmaxim} = 2.7V < 3V$ necesari pentru led.

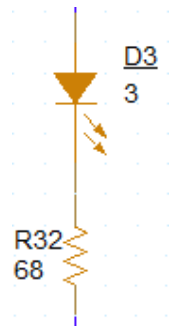


Fig. 10

Simulări în OrCAD

- I. Simulări pentru a reda stabilitatea tensiunii de la ieșire cu variația tensiunii de la intrare și setarea potențiometrului P_1 pentru a vedea intervalul de lucru a lui V_{out} :

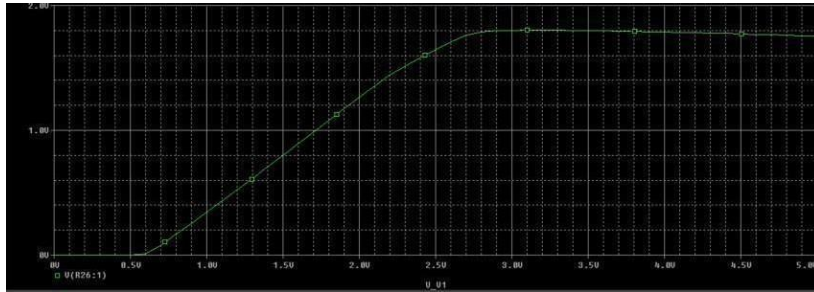


Fig. 11 $V_{out} = f(V_{in})$ cu $SET_{P1} = 0$

Tensiunea minimă măsurată cu cursorii este de 1.77V care este în intervalul cautat.

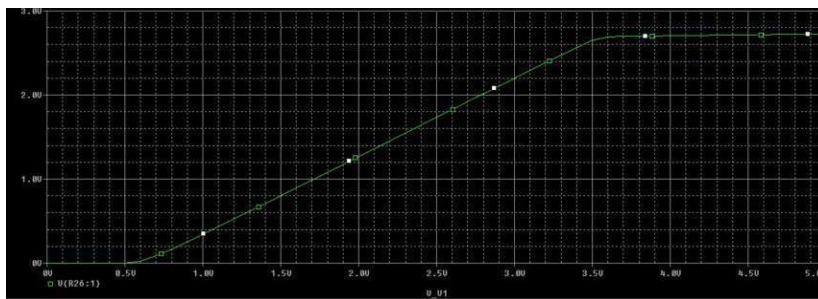


Fig. 12 $V_{out} = f(V_{in})$ cu $SET_{P1} = 1$

Tensiunea maximă măsurată de cursorii este de 2.71 V care este în intervalul cautat.

Se poate observa că V_{out} este stabilizat și înainte și după intervalul de lucru de [4; 4.5] V pentru V_{in} . Acest lucru subliniază eficiența configurației cu reacție și a amplificatorului de eroare, care ajustează automat tensiunea de comandă a tranzistoarelor pentru a compensa variațiile din alimentare. Perechea Sziklai contribuie semnificativ la această stabilitate, oferind o cădere de tensiune redusă și un câștig de curent ridicat, asigurând astfel o ieșire constantă, chiar și în condiții defavorabile. Observația că V_{out} rămâne stabilă indică faptul că proiectarea circuitului este robustă și bine adaptată pentru aplicații care necesită o alimentare sigură și predictibilă.

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

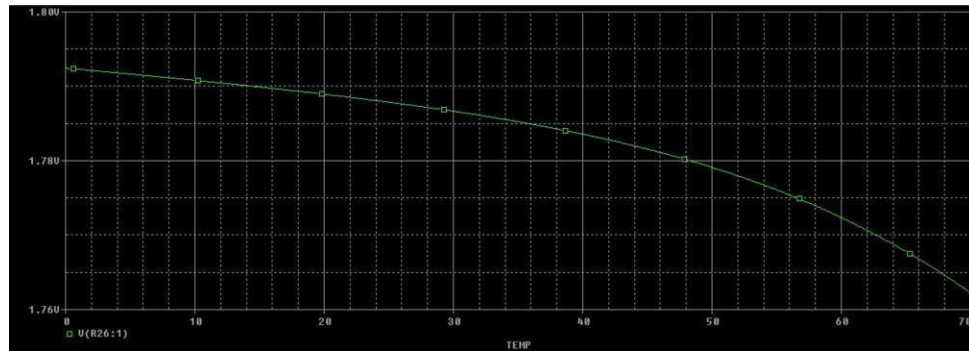


Fig. 13 $V_{out} = f(Temp)$ cu $SET_{P1} = 0$

Se calculează panta graficului: 0.43mV/grad Celsius.

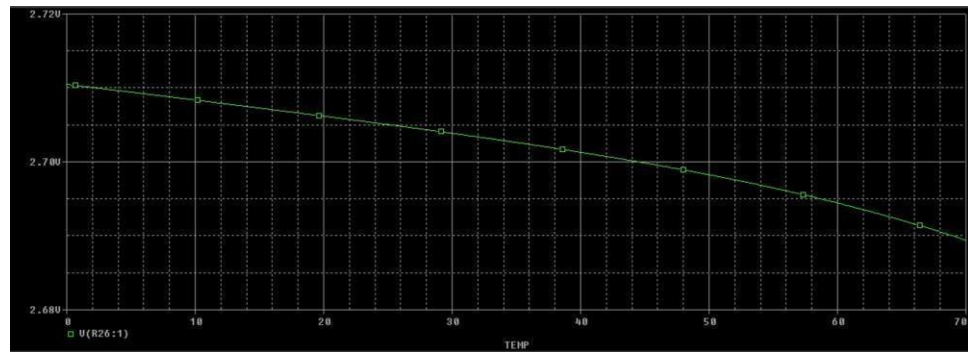


Fig. 14 $V_{out} = f(Temp)$ cu $SET_{P1} = 1$

Se calculează panta graficului: 0.30mV/grad Celsius.

O pantă mai mică la $SET_{P1}=1$ sugerează o stabilitate termică mai bună, care face această configurație mai adecvată pentru condiții de mediu variabil. În plus, reglajul fin al potențiometrului contribuie la reducerea sensibilității, iar aceste date subliniază importanța optimizării compensării termice pentru aplicații critice.

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

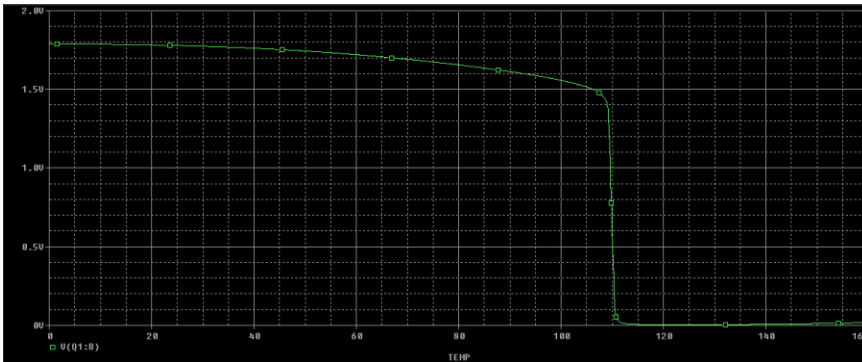


Fig. 15 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 0$

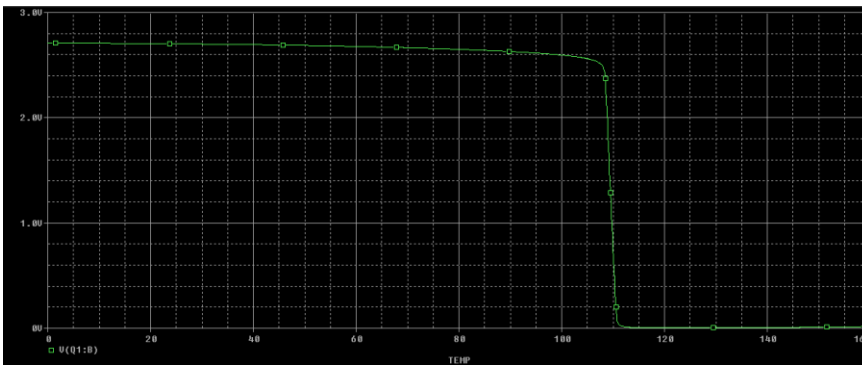


Fig. 16 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 1$

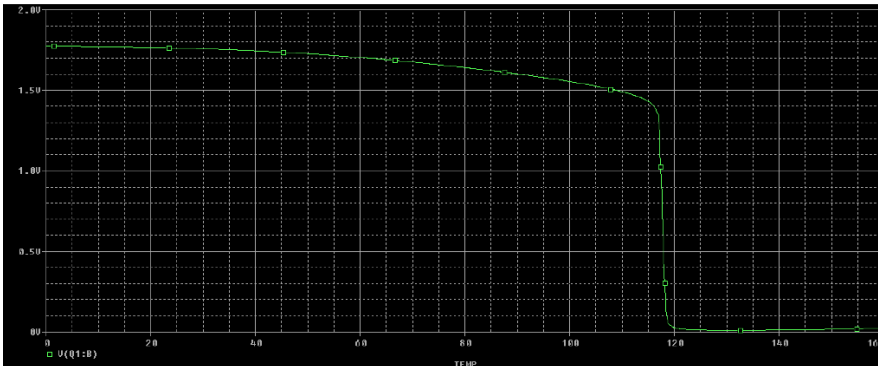


Fig. 17 $V_{in} = 4.5V$ $SET_{P1} = 0$

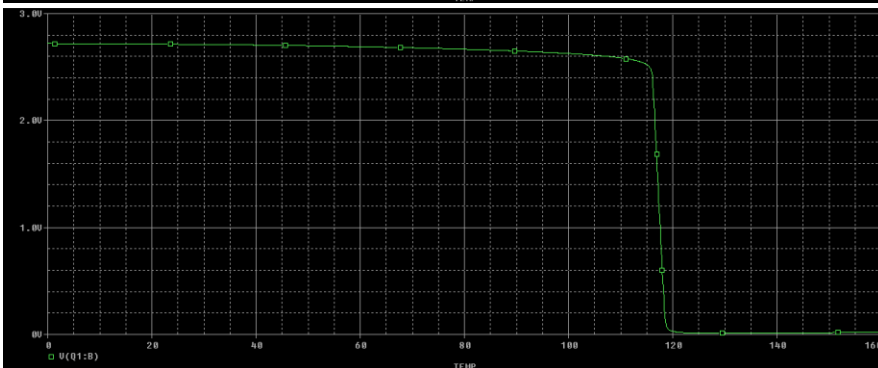


Fig. 18 $V_{in} = 4.5V$ $SET_{P1} = 1$

Simulările arată că V_{out} rămâne stabilizat în intervalul de temperatură 0–100°C, care demonstrează o bună performanță termică a stabilizatorului în condiții normale de funcționare.

Scăderea bruscă a tensiunii de ieșire observată între 100–120°C indică activarea protecției termice, un mecanism eficient pentru prevenirea supraîncălzirii și protejarea componentelor critice ale circuitului. Intervalul de temperatură poate fi schimbat cu ajutorul potențiometrului P_2 . Circuitul este protejat și la temperaturi negative. Acest comportament asigură fiabilitatea stabilizatorului în aplicații care pot implica variații mari de temperatură și subliniază importanța proiectării sigure în condiții extreme.

IV. Simulare pentru evidențierea protecției la suprasarcină:

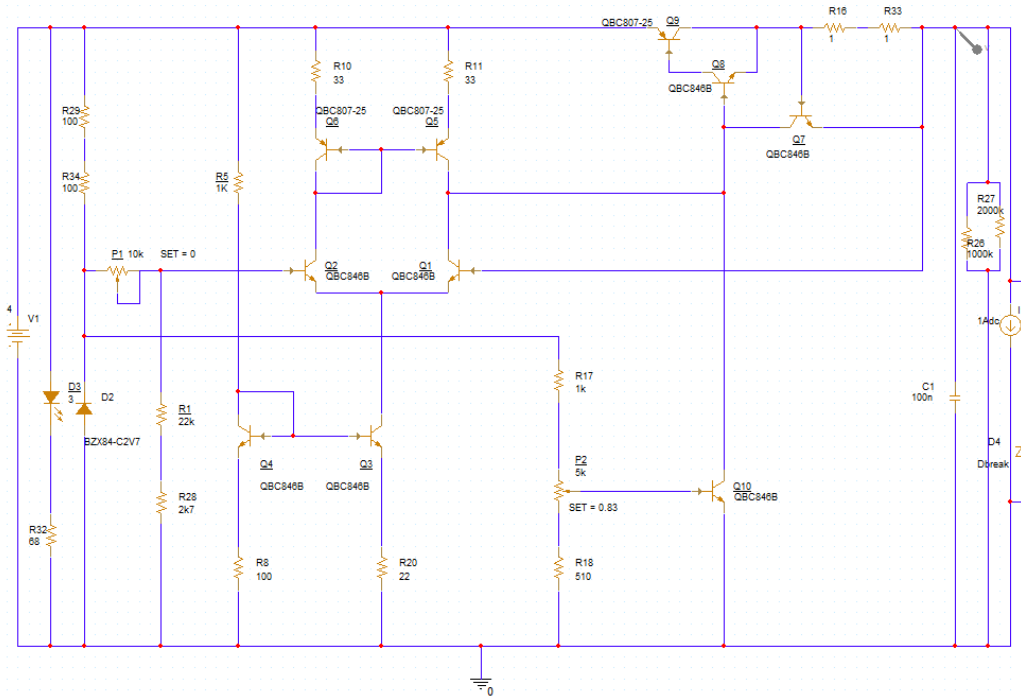


Fig. 19 Schema electrică cu modificările necesare

Pentru a simula I_{Olim} , trebuie să setez rezistorul de sarcină la o valoare foarte mare (astfel curentul de la ieșire va fi foarte mic și nu va influența cu nimic simularea) și să pun la ieșire o sursă de curent DC care variază. Pentru ca tensiunea de ieșire să nu scadă foarte mult pe tensiuni negative, este limitată de tensiunea dată de dioda D_4 (Dbreak).

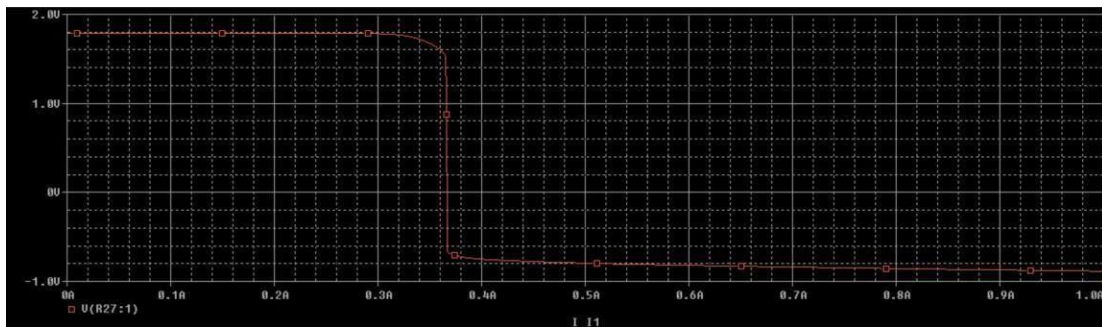


Fig. 20 $V_{out} = f(I_1)$

Graficul indică faptul că la valoarea de 0.37mA a curentului de ieșire, tensiunea V_{out} scade brusc, marcând punctul în care circuitul intră în regim de protecție. Această scădere indică activarea mecanismului de limitare a curentului I_{Olim} , care previne depășirea curentului maxim admis de

stabilizator. Acest comportament este intenționat și protejează tranzistoarele și alte componente critice ale circuitului împotriva supraîncălzirii sau avariei. Scăderea rapidă a tensiunii demonstrează răspunsul eficient al circuitului la atingerea curentului de limitare, asigurând funcționarea corectă a regimului de protecție.

V. Simulare pentru verificarea ca amplificarea în bucla deschisă este $a > 200$:

În această configurație modificată (Fig. 21), circuitul a fost ajustat pentru a analiza răspunsul amplificatorului diferențial fără influența reacției negative. Prin aplicarea unei tensiuni sinusoidale V_4 la intrarea inversoare și asigurarea unei tensiuni de curent continuu fixe la intrarea neinversoare, se poate observa modul în care amplificatorul diferențial răspunde variațiilor tensiunii de intrare.

Graficul din Fig. 22 arată că tensiunea de ieșire a amplificatorului are o tranziție abruptă la un anumit prag al tensiunii sinusoidale de intrare. Această caracteristică evidențiază funcția de comparație a amplificatorului diferențial, care începe să devieze rapid atunci când tensiunea aplicată la intrarea inversoare depășește tensiunea de curent continuu de la intrarea neinversoare.

Această simulare demonstrează sensibilitatea amplificatorului diferențial la variațiile semnalului de intrare și este utilă pentru a înțelege cum acesta generează un semnal de control în condiții de funcționare reale. În plus, eliminarea reacției negative permite observarea pură a comportamentului amplificatorului, ceea ce este util pentru calibrarea sau optimizarea răspunsului acestuia. Am ales să pun rezistorii $R_8 > R_{20}$ pentru ca $I_{C3} > I_{C4}$, implicit ca și curenții prin diferențial să fie mai mari decât cum erau inițial. Pentru calculul amplificării am folosit faptul ca pentru tranzistorii în configurație sursă comună, formula este $-g_m \cdot R_L$, iar $g_m = 40 \cdot I_C$. Pentru ca amplificarea să fie mai mare (cerință > 200), o soluție a fost să cresc g_m prin curentul care trece prin tranzistorul Q_1 .

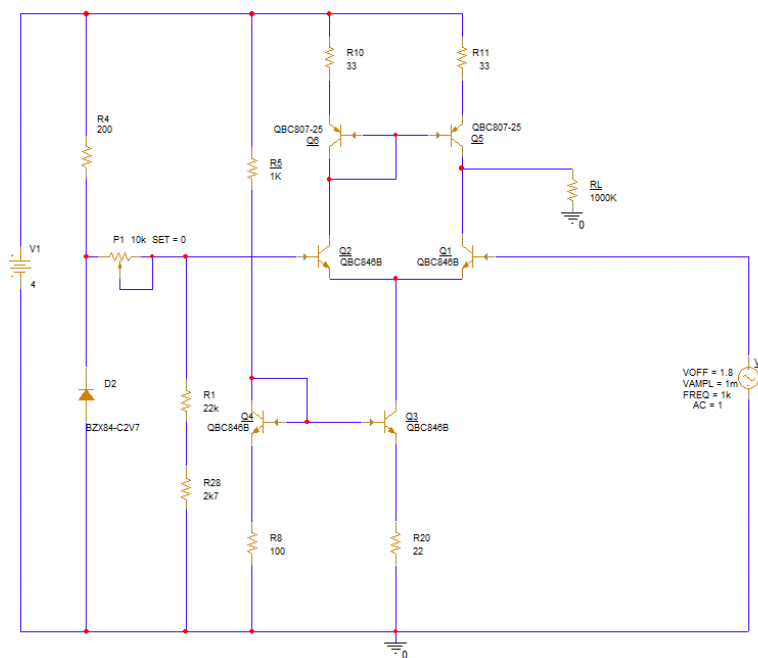


Fig. 21

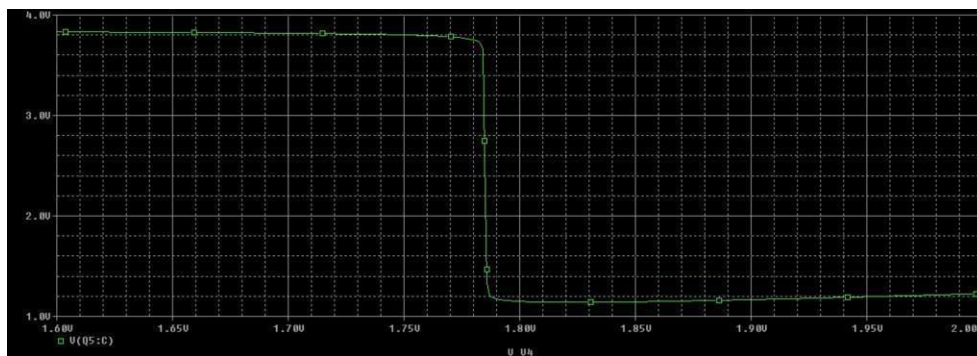


Fig. 22

Din grafic se calculează panta care semnifică amplificarea în bucla deschisă a amplificatorului: $a = \Delta V_{\text{out}} / \Delta V_{\text{in}} = -1163.28$. Semnul negativ este justificat, pentru că circuitul este un inversor.

VI. Simulare pentru Raportul de Rejecție a Alimentării (PSRR):

Pentru determinarea PSRR-ului (Power Supply Rejection Ratio), am realizat câteva modificări importante asupra schemei inițiale (Fig. 23). La intrare și ieșire am introdus câte un condensator de 1 nF în serie cu o rezistență de 500 kΩ. Scopul acestei modificări a fost de a limita curentul ce trece prin ramuri la o valoare foarte mică, asigurând în același timp funcționarea corectă a circuitului. Această configurație permite păstrarea componentei alternative a tensiunii și eliminarea parțială a componentei continue, esențială pentru funcționarea stabilizatorului. Sonde de măsurare au fost plasate după condensatoare, astfel încât să putem observa variațiile sinusoidale fără interferența tensiunii continue.

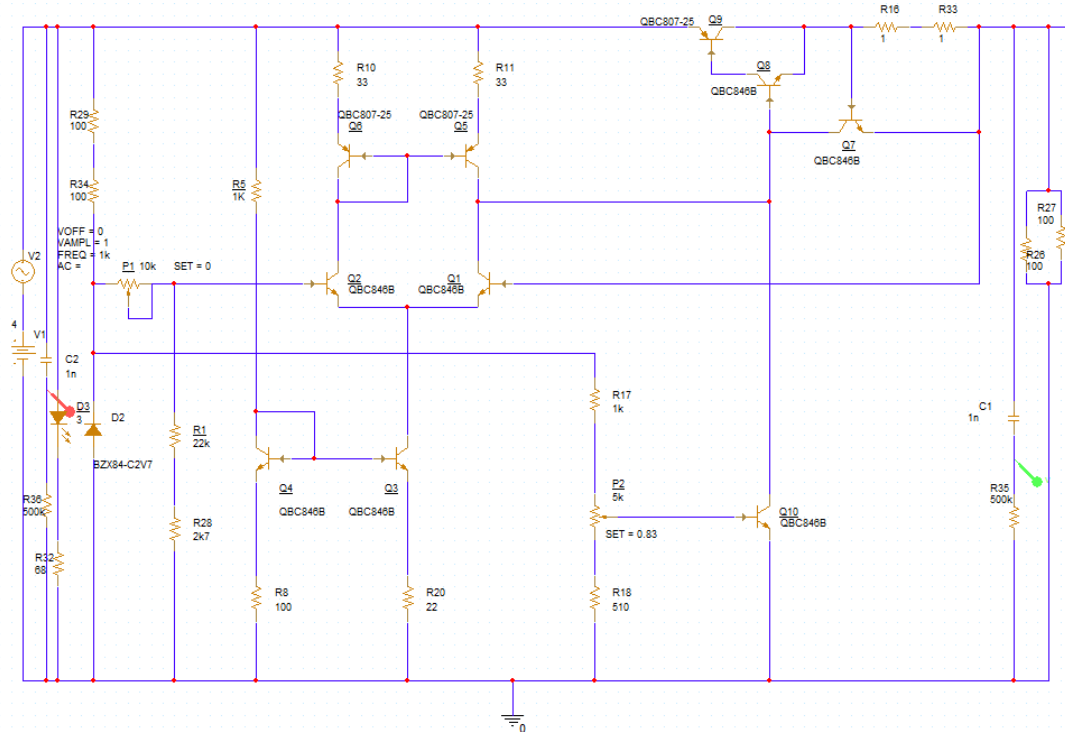


Fig. 23

După implementarea modificărilor, am realizat simularea circuitului pentru a observa comportamentul tensiunilor de intrare și ieșire. Din graficul obținut se poate observa că tensiunea de intrare variază între 0 V și 900 mV în regim sinusoidal, în timp ce tensiunea de ieșire are o variație semnificativ redusă, între 0 V și 13 mV. Aceasta indică o atenuare considerabilă a variațiilor de tensiune de pe linia de alimentare la ieșire, evidențiind performanța circuitului în filtrarea ripple-ului.

Pentru a evalua mai precis performanța stabilizatorului, am calculat PSRR-ul folosind relația:

$$\text{PSRR} = 20 * \lg (\Delta V_{\text{in}} / \Delta V_{\text{out}})$$

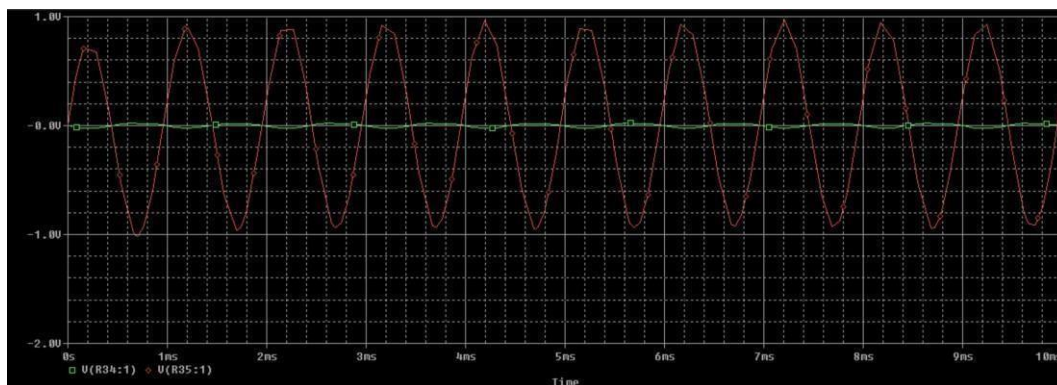


Fig. 24

Am calculat PSRR ca fiind $20 \cdot \lg(900/13) = 36.8\text{dB}$. Această valoare a PSRR evidențiază eficiența circuitului în menținerea stabilității tensiunii de ieșire. Practic, stabilizatorul reduce semnificativ variațiile sinusoidale ale tensiunii de alimentare, ceea ce este crucial pentru aplicații care necesită o tensiune stabilă și fiabilă. Simularea și calculul confirmă performanța circuitului și capacitatea acestuia de a funcționa eficient în condiții de alimentare fluctuantă, protejând dispozitivele conectate împotriva perturbațiilor de pe linia de alimentare.

Calcul Analitic

PSF – tensiune

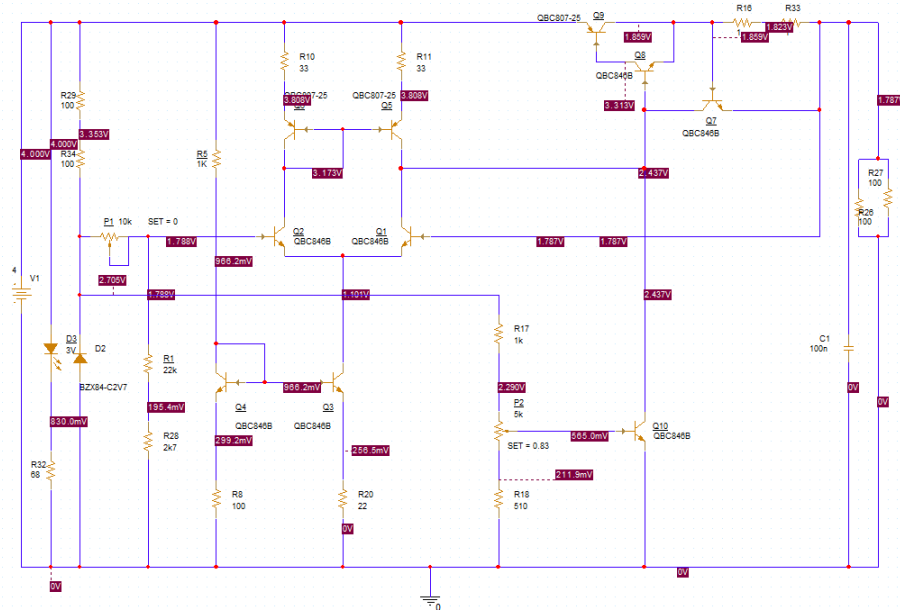


Fig. 25 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 0$

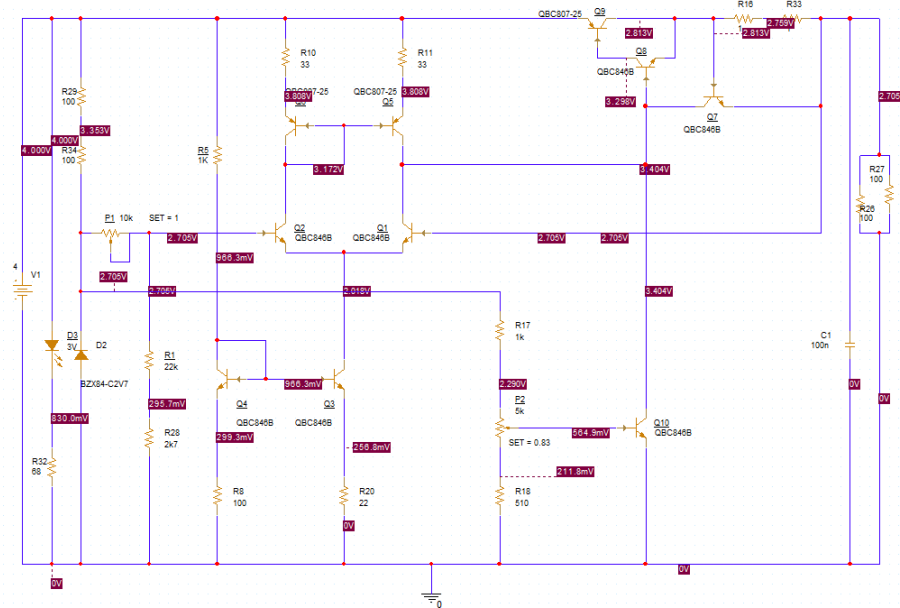


Fig. 26 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 1$

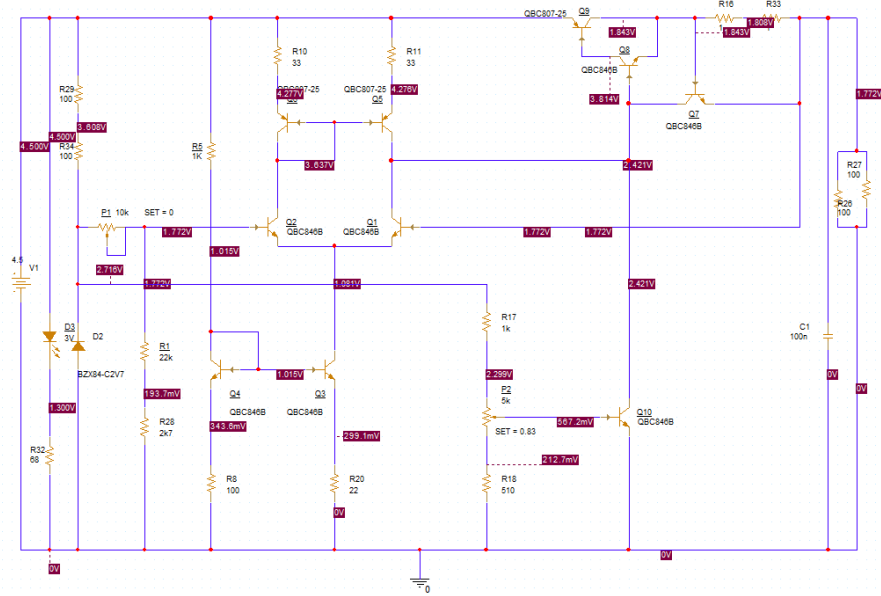


Fig. 27 $V_{in} = 4.5V$ $SET_{P1} = 0$

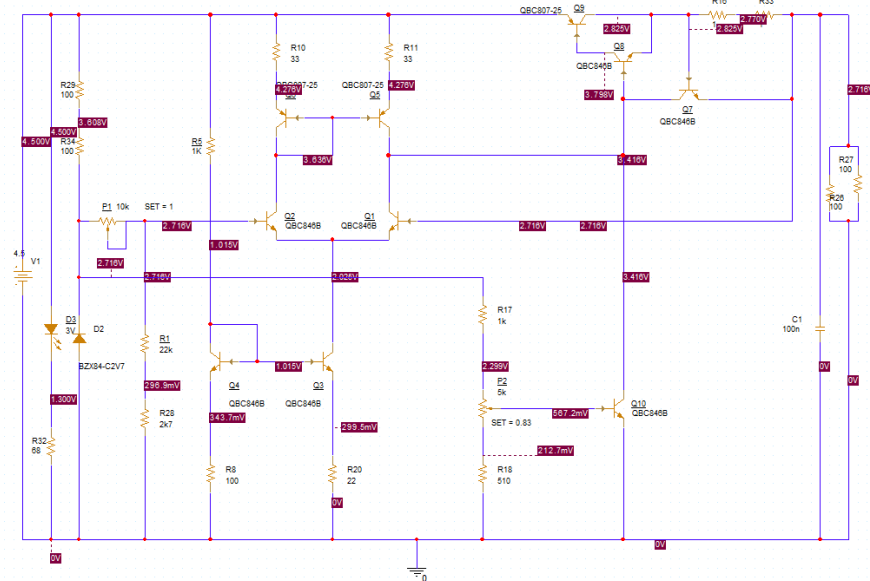


Fig. 28 $V_{in} = 4.5V$ $SET_{P1} = 1$

PSF- current

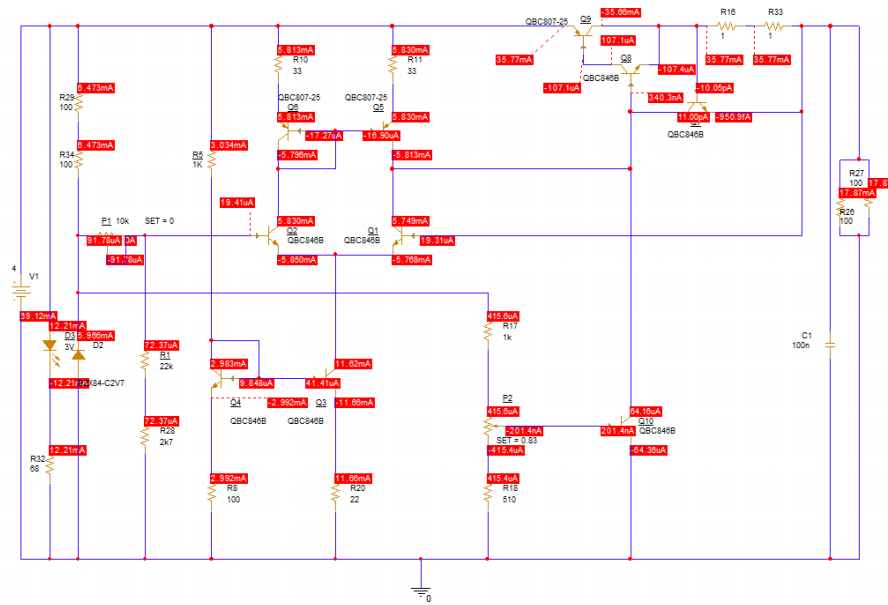


Fig. 29 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 0$

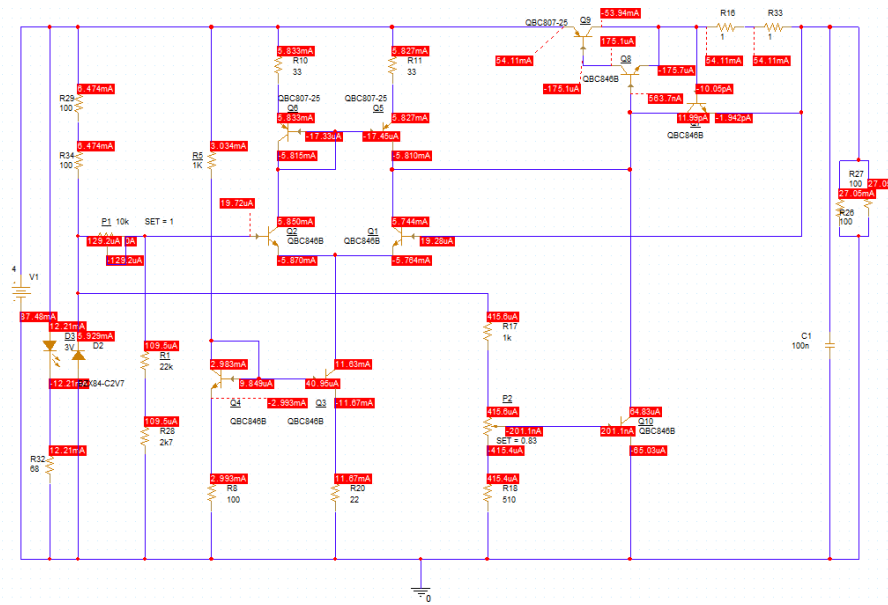


Fig. 30 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 1$

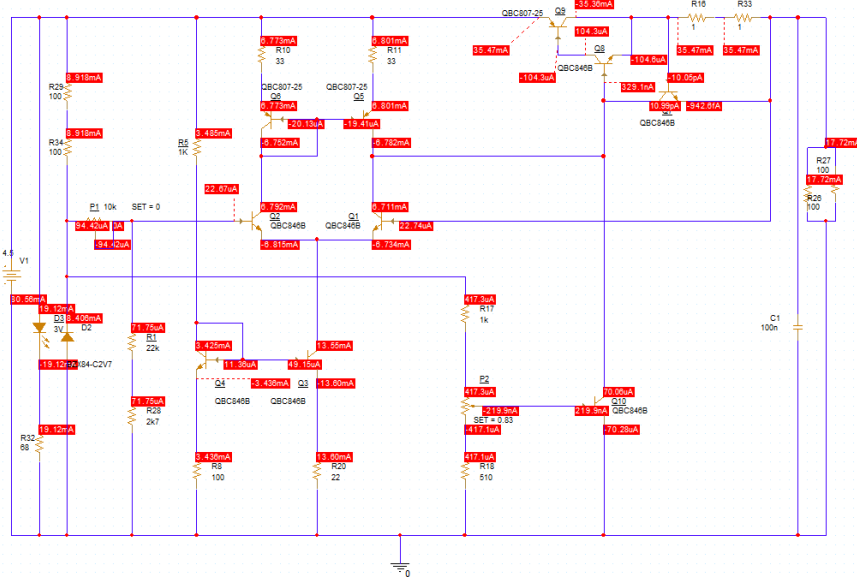


Fig. 31 $V_{in}=4.5V$ $SET_{P1} = 0$

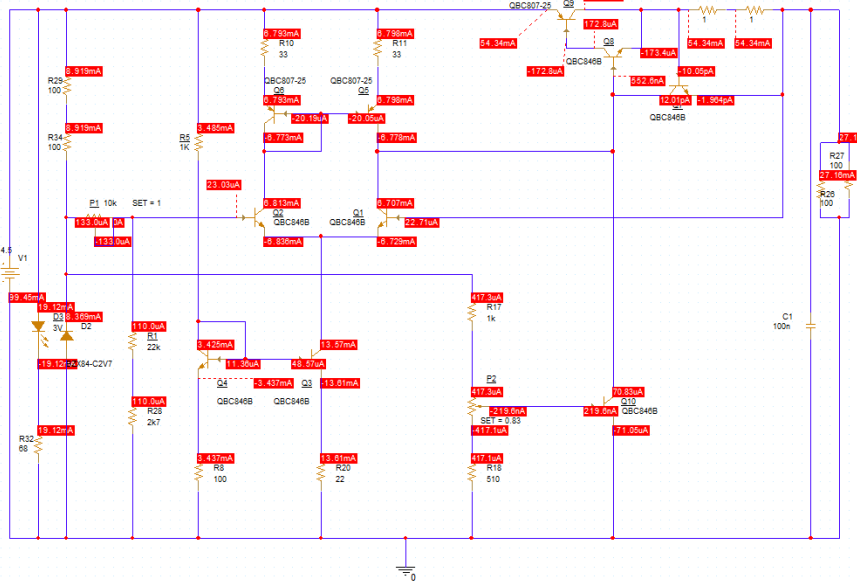


Fig. 32 $V_{in}=4.5V$ $SET_{P1} = 1$

PSF – putere

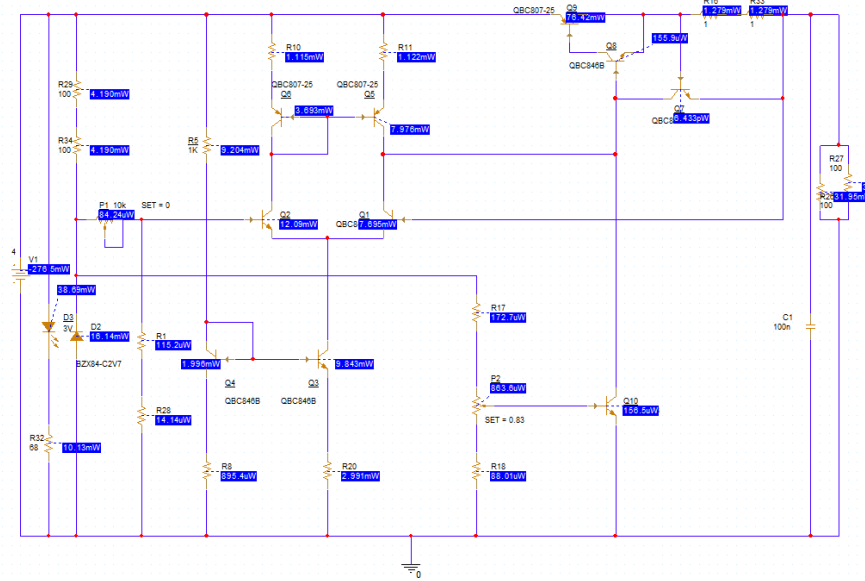


Fig. 33 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 0$

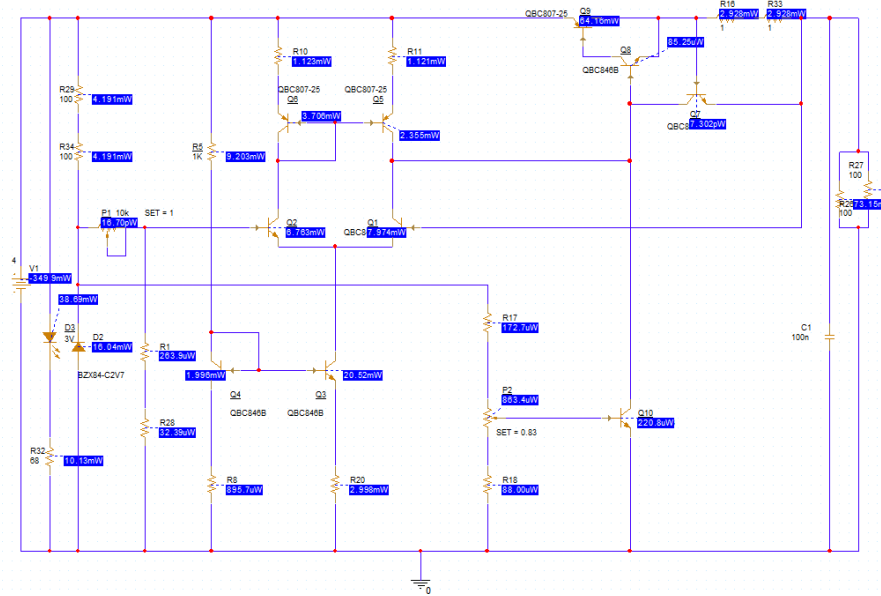


Fig. 34 $V_{in} = 4V$ $SET_{P1} = 1$

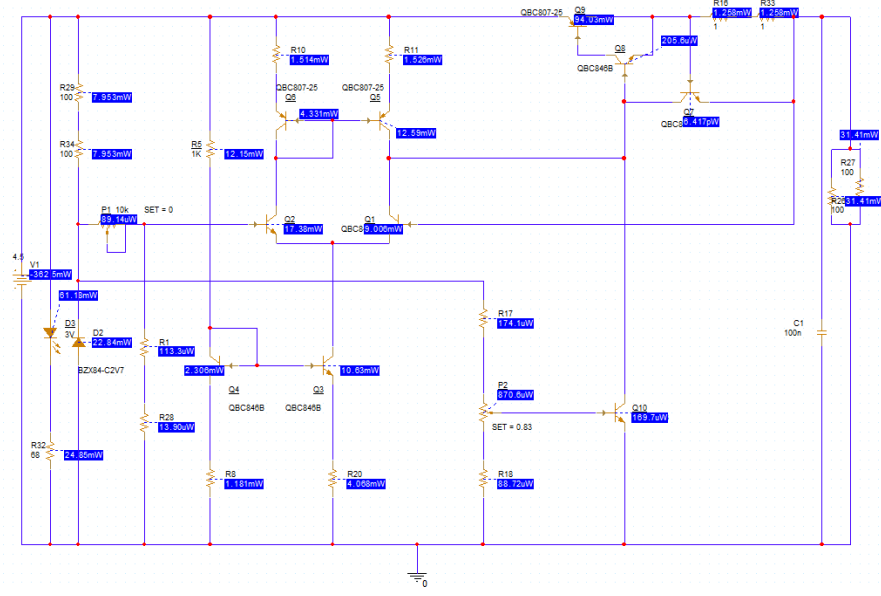


Fig. 35 $V_{in} = 4.5V$ $SET_{P1} = 0$

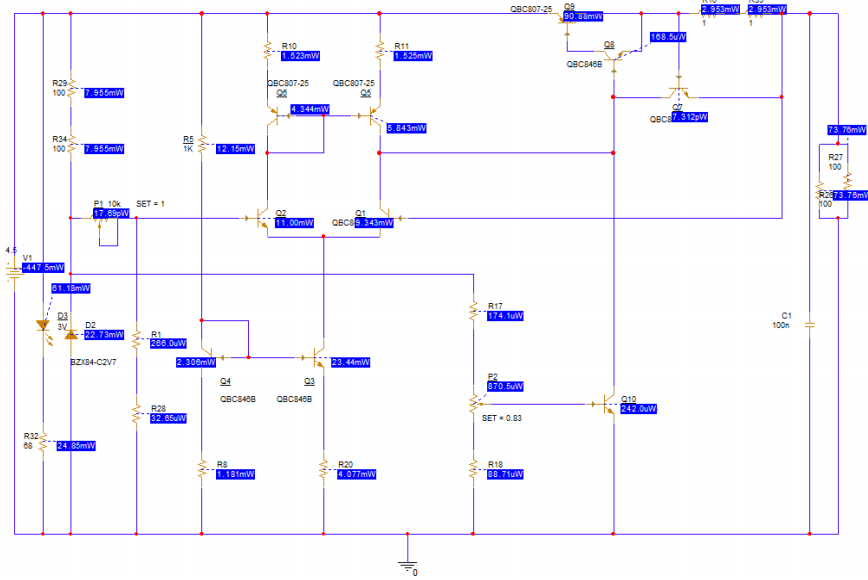


Fig. 36 $V_{in} = 4.5V$ $SET_{P1} = 1$

PP

- Q_{1-6} - RAN
- D_2 - străpungere
- D_3 - conductie
- Q_7 - blocare
- $Q_{8,9}$ - RAN
- Q_{10} - blocare

$$V_{in} \in [4; 4,5] V$$

$$D_3 - \text{conductie} \Rightarrow V_{D3} \approx 3,2 V \Rightarrow i_{D3} = \frac{V_{in} - V_{D3}}{R_{32}} \Rightarrow i_{D3} \in [11,7; 19,1] \text{ mA}$$

$\hookrightarrow \text{conductie}$

$$i_{D3} < i_{max} = 30 \text{ mA} \quad (\text{datasheet})$$

$$D_2 - \text{străpungere} \Rightarrow V_{D2} = 2,7 V \Rightarrow i_{R29} = \frac{V_{in} - V_{D2}}{R_{29} + R_{34}}$$

$$\Rightarrow i_{R29} \in [6,5; 9] \text{ mA}$$

$$i_{R5} = \frac{V_{in} - V_{CE4}}{R_5 + R_8} \in [3; 3,4] \text{ mA}$$

$$V_{BE3} = V_{CE4} = V_{BE4} = 0,66 V$$

din datasheet

$$i_{R5} = i_{e4}$$

Din datasheet la i_{c4} și $25^\circ C$ avem $\beta = 300$ (Q_{BE} 846B):

$$\Rightarrow i_{B4} = \frac{i_{e4}}{\beta} \approx 10 \mu A \quad (\text{neglijabil})$$

$$i_{e4} \cdot R_8 = i_{c3} \cdot R_{20} \Rightarrow i_{c3} = \frac{i_{e4} \cdot R_8}{R_{20}} \in [12; 14] \text{ mA}$$

(oglindea de curent)

$$\Rightarrow i_{B3} = \frac{i_{c3}}{\beta} \approx 40 \mu A \quad (\text{neglijabil})$$

$$Q_5 \equiv Q_6 \quad R_{10} = R_{11} \quad (\text{oglindea de curent}) \Rightarrow i_{e6} = i_{e5} = i_{e2} = i_{e1}$$

$$i_{c2} = i_{c1} \quad i_{c2} + i_{c1} = i_{e5} \Rightarrow i_{c2} = i_{c1} \in [6; 7] \text{ mA}$$

$$V_{EC6} = V_{EB6} = 0.6 \text{ V} = V_{EB5}$$

$$\Rightarrow i_{B1} = i_{B2} = \frac{i_{c1}}{\beta} \approx 20 \mu\text{A} \quad (\text{neglijabile}) = i_{B5} = i_{B6}$$

$$V_{P1} = \frac{R_1 + R_{2B}}{R_1 + R_{2B} + P_1} \cdot V_T$$

$$\text{Dacă } SET_{P1} = 1 \Rightarrow V_{P1} = 2.7 \text{ V}$$

$$SET_{P1} = 0 \Rightarrow V_{P1} = 1.7 \text{ V}$$

$$V_{P1} = i_{R1} \cdot (R_1 + R_{2B}) \in [68; 100] \mu\text{A}$$

$$i_{P1} = i_{R1} + i_{B2} \in [88; 120] \mu\text{A}$$

$$V_{E2} = V_{P1} - V_{BE2} \in [1.04; 2.04] \text{ V} \quad \text{în funcție de } SET_{P1}$$

$$V_{CE2} = V_{im} - i_{c6} \cdot R_{10} - V_{EC6} - V_{E2} \in [1.2; 2.6] \text{ V} \geq V_{BE2}$$

\uparrow
 $V_{im} = 4 \text{ V}$
 $SET_{P1} = 1$

\uparrow
 $V_{im} = 4.5 \text{ V}$
 $SET_{P1} = 0$

$\underbrace{\hspace{10em}}$
cazuri limită

$$V_{CE3} = V_{E2} - i_{c3} \cdot R_{20} \in [0.4; 1.4] \text{ V} \geq V_{BE3} = 0.66 \text{ V}$$

$$V_{out} = V_{BE1} - V_{BE2} + V_{P1} = V_{P1} \in [1.7; 2.7] \text{ V} \quad \text{care acoperă intervalul } [2; 2.5] \text{ V}$$

R_4, R_{16}, R_{33} - protecție la suprasarcină (la 0.5 A)

Q7 intră în conducție când $V_{BE7} = 0,4 \cdot 2 = 0,8V$

$$R_L = 50 \Omega \Rightarrow i_{out} = \frac{V_{out}}{R_L} \in [34; 54] \text{ mA}$$

$$\text{Dar } V_{BE7} = i_{out} \cdot 2 \in [68; 108] \text{ mV}$$

\Rightarrow protecția la supra-sarcină este inactivă

$$V_{EC9} = V_{in} - V_{out} \in \underbrace{[1,3; 2,8]}_{\text{cazuri limită}} \text{ V}$$

$$V_{EC9} = V_{EB9} + V_{CE9} \Rightarrow V_{CE9} \in [0,6; 2,17] \text{ V} \geq V_{DES}$$

$$i_{C9} = i_{out}$$

$$i_{B9} = i_{C8} = \frac{i_{C9}}{\beta} \in [113; 180] \mu\text{A} \Rightarrow \text{neglijabil}$$

$$i_{B8} = \frac{i_{C8}}{\beta} \in [376; 600] \text{ nA} \Rightarrow \text{neglijabil}$$

$$\Rightarrow i_{CS} = i_{C8}$$

$$Q_{10} \text{ blocare} \Rightarrow i_{P2} = \frac{V_{B2}}{R_{17} + R_2 + R_{18}} = 0,414 \text{ mA}$$

$$SET_{P2} = 0,83 \Rightarrow V_{BE10} = i_{P2} \cdot (R_{18} + (1 - 0,83) \cdot R_2) = 0,563 \text{ V} < 0,66 \text{ V}$$

$$V_{in} - V_{EB9} - V_{CB8} = V_{CS}$$

$$V_{CS} = \underbrace{[1,89; 3,4]}_{\text{cazuri limită}} \text{ V}$$

$$\Rightarrow V_{CE1} \in \underbrace{[0,6; 1,8]}_{\text{casuari limiti}} > V_{BE1}$$

$$\left. \begin{aligned} V_{CE7} &= V_{C5} - V_{out} \approx 0,7 \text{ V} \\ V_{CE10} &= V_{C5} - 0 \in [1,89; 3,4] \text{ V} \end{aligned} \right\} \text{ } i_{C7} \text{ e } i_{C10} \text{ neglijabile in PSF}$$

$$i_{D2} = i_{R29} - i_{P1} - i_{P2} \in [6; 8,5] \text{ mA} \geq i_{Zmin} = 5 \text{ mA}$$

$\Rightarrow D2$ - strapungere

Pe baza curenților și ale tensiunilor, voi calcula puterile disipate maxime pentru fiecare componentă pentru a verifica funcționarea în parametri normali ($P = U \cdot i$); în paranteză am scris cazul nefavorabil:

$$P_{D3} = V_{D3} \cdot i_{D3} = 3 \cdot 20 = 60 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 114 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{D2} = V_{D2} \cdot i_{D2} = 2,7 \cdot 8,5 = 23 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 250 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R29} = P_{R34} = U_{R29} \cdot i_{R29} = 0,9 \cdot 9 = 8,1 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{P1} = U_{P1} \cdot i_{P1} = 1,94 \mu = 94 \mu \text{W} \quad (V_{im} = 4,5V; SET_{P1} = 0) < 250 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R1} = U_{R1} \cdot i_{R1} = 2,4 \cdot 110 \mu = 264 \mu \text{W} \quad (SET_{P1} = 1) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R28} = U_{R28} \cdot i_{R28} = 0,3 \cdot 110 \mu = 33 \mu \text{W} \quad (SET_{P1} = 1) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R5} = U_{R5} \cdot i_{R5} = 3,5 \cdot 3,5 = 12,3 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R8} = U_{R8} \cdot i_{R8} = 0,4 \cdot 3,5 = 1,4 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R20} = U_{R20} \cdot i_{R20} = 0,3 \cdot 14 = 4,2 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R10} = P_{R11} = U_{R10} \cdot i_{R10} = 0,3 \cdot 6,4 = 2 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5V) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R17} = U_{R17} \cdot i_{R17} = 0,4 \cdot 420 \mu = 168 \mu \text{W} < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{P2} = U_{P2} \cdot i_{P2} = 2 \cdot 420 \mu = 840 \mu \text{W} < 250 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R3} = U_{R3} \cdot i_{R3} = 0,12 \cdot 420 \mu = 84 \mu \text{W} < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R16} = P_{R33} = U_{R16} \cdot i_{R16} = 0,06 \cdot 55 = 3,3 \text{ mW} \quad (SET_{P1} = 1) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R26} = P_{R27} = U_{R26} \cdot i_{R26} = 2,7 \cdot 27 = 72,9 \text{ mW} \quad (SET_{P1} = 1) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{R32} = U_{R32} \cdot i_{R32} = 1,3 \cdot 19 = 24,7 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}) < 125 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q4} = V_{CE4} \cdot i_{C4} = 0,66 \cdot 3,4 = 2,2 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}) < 200 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q3} = V_{CE3} \cdot i_{C3} = 1,4 \cdot 1,4 = 2,4 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}; SETP_1 = 1) < 200 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q2} = V_{CE2} \cdot i_{C2} = 2,6 \cdot 7 = 18,2 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}; SETP_1 = 0) < 200 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q1} = V_{CE1} \cdot i_{C1} = 1,4 \cdot 7 = 9,8 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}; SETP_1 = 1) < 200 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q6} = V_{CE6} \cdot i_{C6} = 0,66 \cdot 7 = 4,62 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}) < 310 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q5} = V_{CE5} \cdot i_{C5} = 1,8 \cdot 7 = 12,6 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}; SETP_1 = 0) < 310 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q9} = V_{CE9} \cdot i_{C9} = 2,7 \cdot 34 = 91,8 \text{ mW} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}; SETP_1 = 0) < 310 \text{ mW (datasheet)}$$

$$P_{Q8} = V_{CE8} \cdot i_{C8} = 2 \cdot 0,113 = 226 \mu\text{W} \quad (V_{im} = 4,5 \text{ V}; SETP_1 = 0) < 200 \text{ mW (datasheet)}$$

Puterile sunt verificate pentru ca la protectia de $0-100^\circ\text{C}$ să nu depășească normele. Toți curenții prin transistoari și tensiunile V_{CE} sunt mai mici decât valorile maxime din datasheet, astfel nicio componentă nu va fi limitată.

Layout

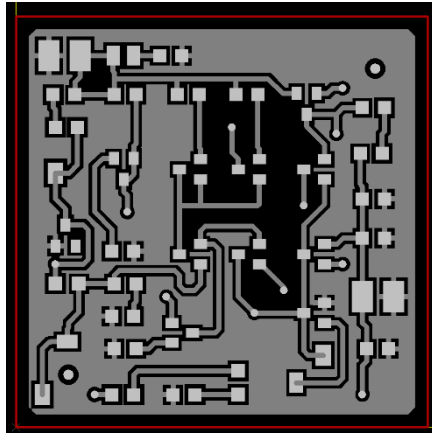


Fig. 37 Layer electric TOP

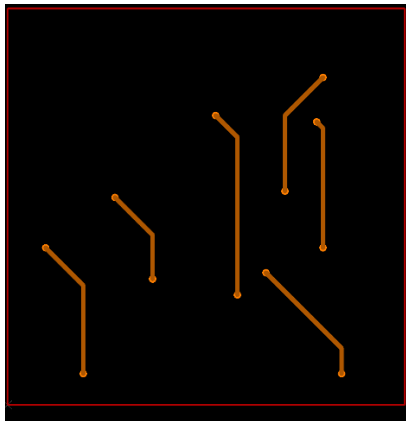


Fig. 38 Layer electric BOTTOM

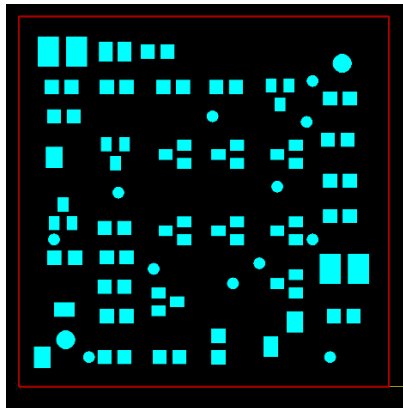


Fig. 39 Layer neelectric Solder Mask Top

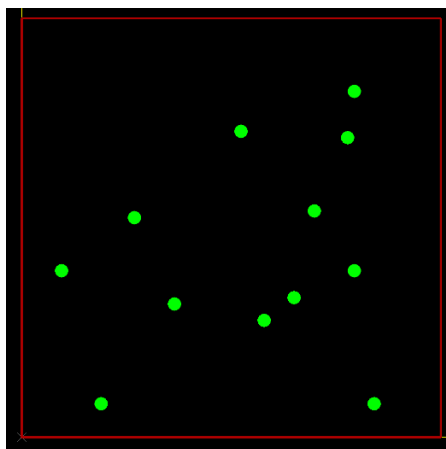


Fig. 40 Layer neeletic Solder Mask
Bottom

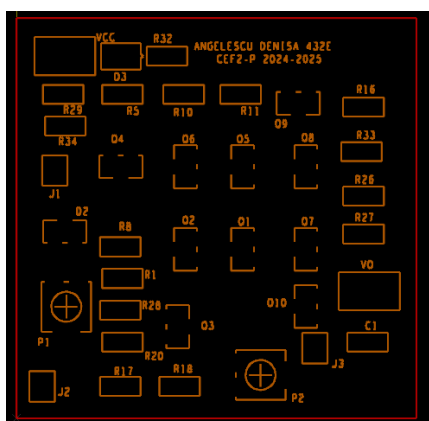


Fig. 41 Layer neelectric Silk Screen Top

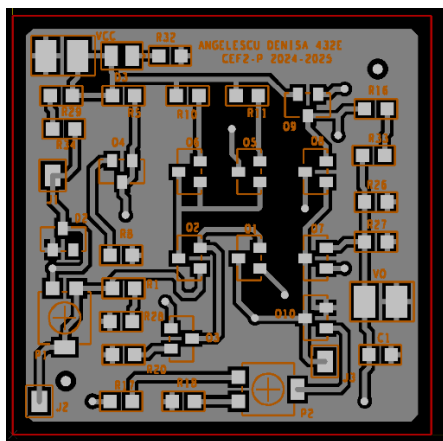


Fig. 42 TOP + SSTOP

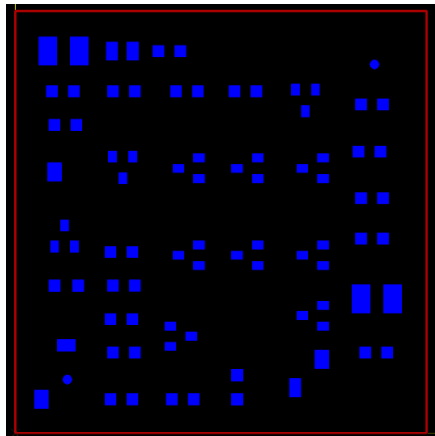


Fig. 43 Layer neelectric Solder Paste Mask Top

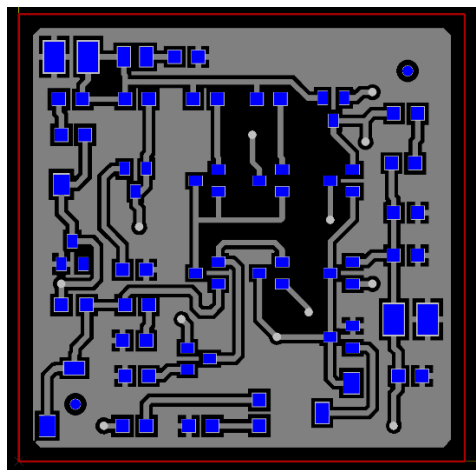


Fig. 44 TOP + SPTOP

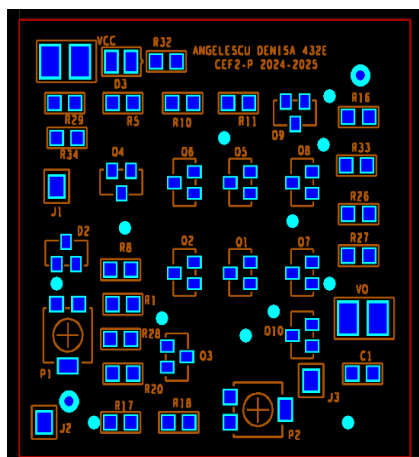


Fig. 45 SSTOP + SPTOP + SMTOP

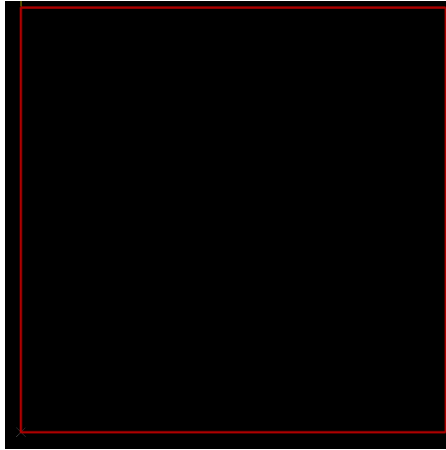


Fig. 46 Layer neelectric Board Outline

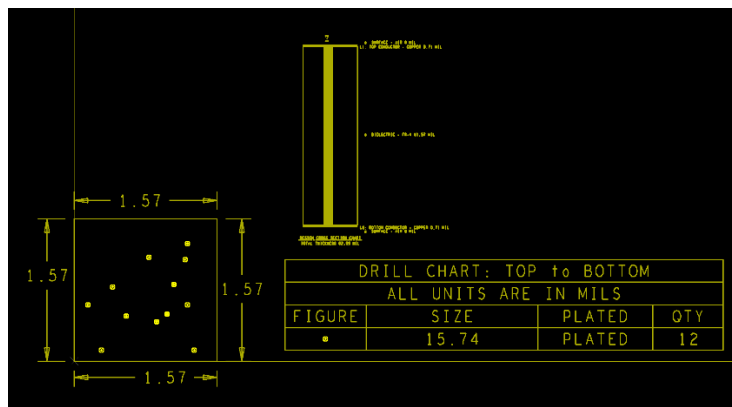


Fig. 47

Fabrication Drawing

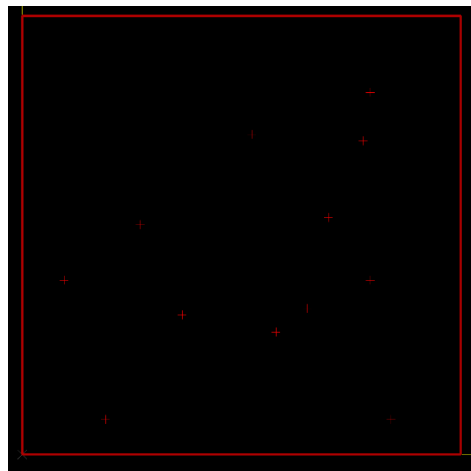


Fig. 48 DRILL

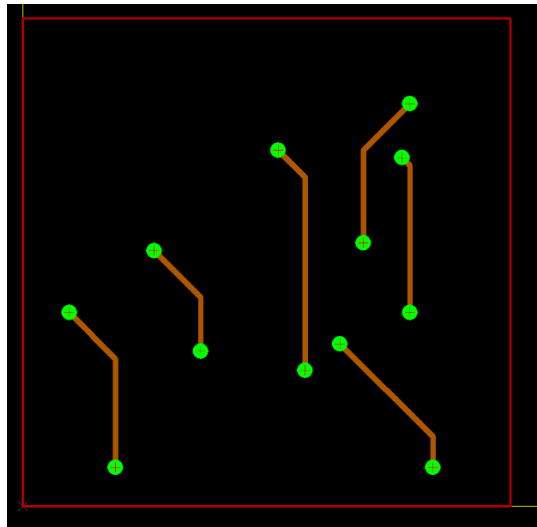


Fig. 49 SMBOT + DRILL +
BOTTOM

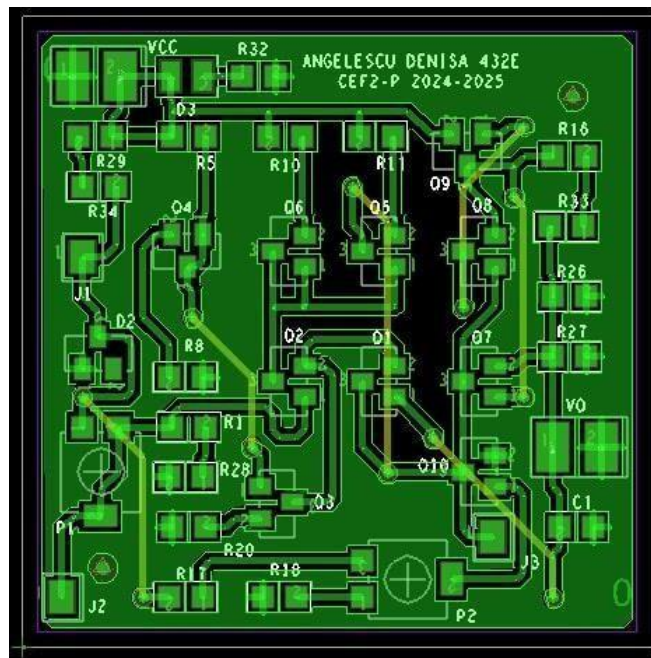


Fig. 50 Layout

Componente

Nr. Crt.	Total	Denumire	Valoare
1	1	C1	100n
2	1	D2	BZX84-C2V7
3	1	D3	LED
4	1	P1	10k
5	1	P2	5k
6	7	Q1,Q2,Q3,Q4,Q7,Q8,Q10	QBC846B
7	3	Q5,Q6,Q9	QBC807-25
8	1	R1	22k
9	2	R5,R17	1k
10	5	R8,R26,R27,R29,R34	100
11	2	R10,R11	33
12	2	R16,R33	1
13	1	R18	510
14	1	R20	22
15	1	R28	2k7
16	1	R32	68

Bibliografie

1. G. Brezeanu, F. Drăghici, *Circuite electronice fundamentale*, Ed. Niculescu, București, 2013;
2. G. Brezeanu, F. Draghici, F. Mitu, G. Dilimot, *Circuite electronice fundamentale - probleme*, Editura Rosetti Educational, Bucuresti, editia II–2008;
3. G. Brezeanu, F. Draghici, F. Mitu, G. Dilimot, *Dispozitive electronice - probleme*, Editura Rosetti Educational, Bucuresti, 2009;
4. Sedra Smith, *Microelectronic Circuits – seventh edition*, Editura Oxford University Press
5. Norocel Codreanu, Ciprian Ionescu, Mihaela Pantazică, Alina Marcu, “*Tehnici CAD de realizare a modulelor electronice – suport de curs și laborator*”, Editura Cavallioti, PIM, Iași, Decembrie 2017