

UNIVERSITATEA POLITEHNICA BUCURESTI

Facultatea de Electronica Telecomunicatii si Tehnologia Informatiei

**Proiect Dispozitive și Circuite Electronice
Stabilizator liniar de tensiune**

Student: Roncea Teodor-Virgil

Grupa: 431C

Profesori Coordonatori

s.l. Dr. Ing. Miron Cristea

Dr.Ing. Niculina Drăghici

An universitar: 2023-2024

CUPRINS:

- 1. Date initiale de proiectare**
 - a. Cerinte de proiectare
 - b. Schema bloc a montajului electric
 - c. Schema montajului electric si BOM
- 2. Continut tehnic/stiintific al proiectului**
 - a. Functionalitate blocuri constructive
 - i. Referinta de tensiune auto-polarizata cu startup simplu
 - ii. Sursa de curent constant
 - iii. Amplificator de eroare
 - iv. Element de Reglaj Serie
 - v. Protectie supra-curent
 - vi. Reteaua de reactie negativa
 - b. Dimensionare componente electronice si considerante termice
 - i. Tranzistorul de putere mare
 - ii. Tranzistorii de putere mica
 - iii. Circuitul de protectie supra-curent
 - iv. Reteaua de rezistoare a sarcinii
 - c. PSF
 - i. Manual
 - ii. Simulat
- 3. Simularea montajului electric**
 - a. Variatia tensiunii de iesire in functie de tensiunea de intrare si pozitia potentiometrului
 - b. Adaptarea la rezistenta variabila
 - c. Rejectia riplului (RRR)
 - d. Protectia la supra-curent
 - e. Deriva termica a tensiunii de iesire
 - f. Amplificarea in bucla deschisa a circuitului
- 4. Concluzii**
 - a. Comparatie intre parametrii de proiectare si cei obtinuti
 - b. Revizii finale pentru buna functionare a PCB-ului
- 5. Bibliografie**

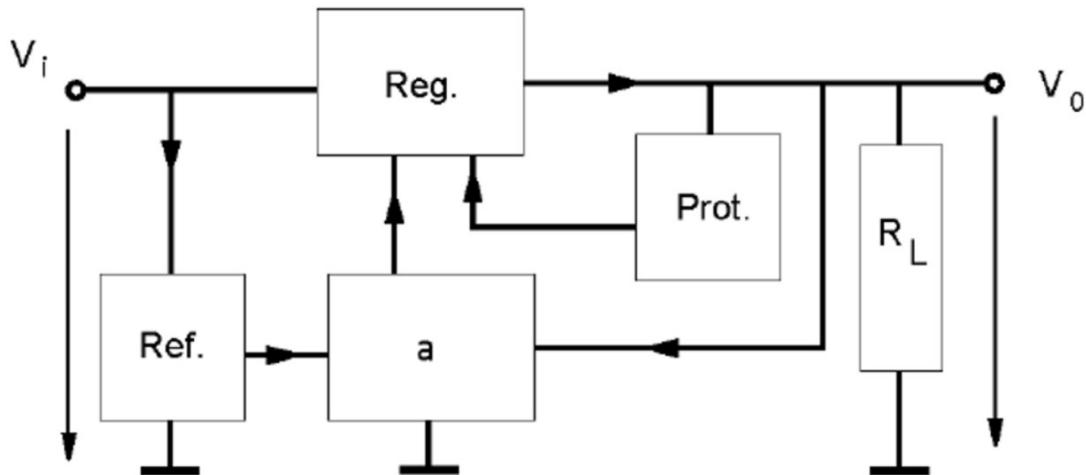
1. DATE INITIALE DE PROIECTARE

a. Cerinte de proiectare

Se proiectează un stabilizator de tensiune cu următoarele caracteristici:

- $N=18$
- Tensiune de ieșire reglabilă în intervalul: $0.5N-0.8N$ [V] $\rightarrow 9V - 14.4V$
- Element de reglaj serie
- Sarcina la ieșire: $50N \Omega \rightarrow 900 \Omega$
- Deriva termică $<2mV/\text{grad C}$
- Protecție la suprasarcină prin limitarea curentului maxim la $0.4A$
- Tensiunea de intrare în intervalul: $25V$
- Amplificarea în tensiune minimă (în buclă deschisă) a amplificatorului de eroare: minim 100
- Domeniul temperaturilor de funcționare: $0C - 70C$

b. Schema bloc a montajului electric



Schema bloc a unui stabilizator de tensiune, unde avem reprezentate următoarele blocuri:

Reg. – Elementul de Reglaj Serie

Ref. – Referinta de Tensiune

a – Amplificator de Eroare

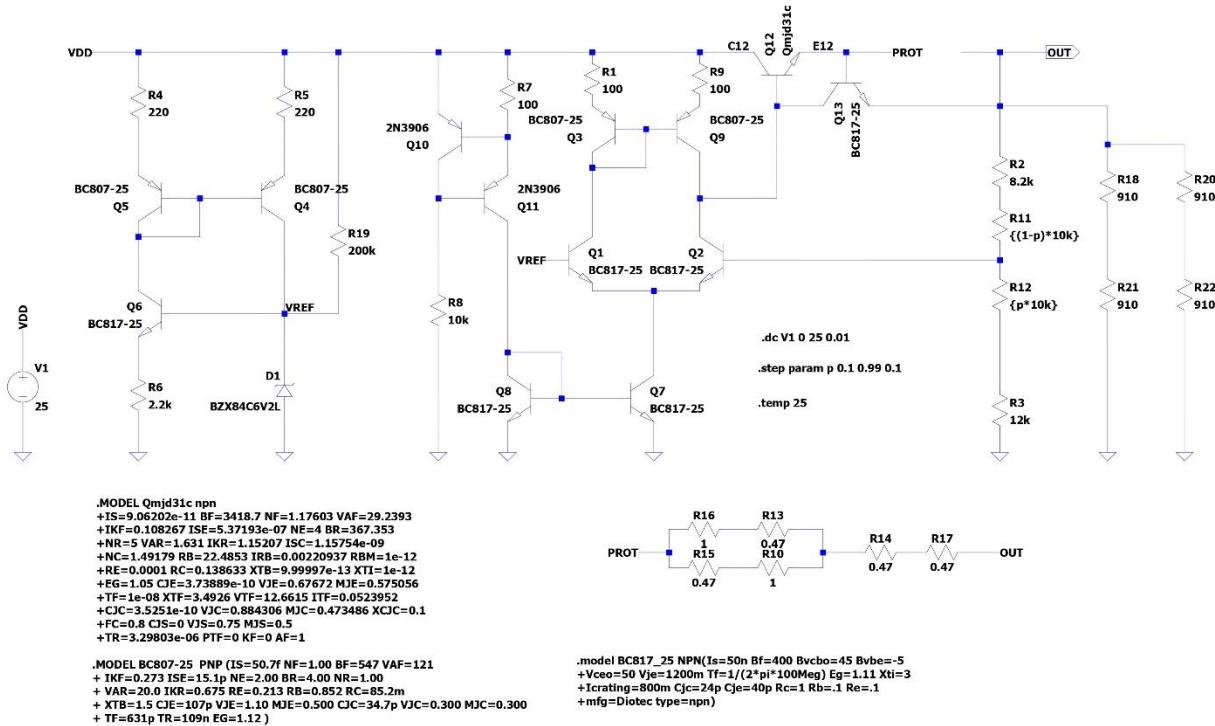
Prot. – Protectie supra-curent

RL – rezistenta de sarcina

Stabilizatorul liniar de tensiune este numit astfel pentru ca excesul de tensiune (diferența dintre V_{in} și V_{out}) este disipată sub formă de căldură în mediul. Un stabilizator liniar de tensiune este centrat pe un amplificator de eroare, care compara o fractiune a tensiunii de ieșire cu tensiunea de referință, semnalul produs la ieșirea amplificatorului de eroare este astfel folosit pentru a controla Elementul Reglaj Serie (ERS). Ne putem gandi la

ERS ca o rezistenta variabila, controlata de tensiunea sau curentul de iesire din amplificatorul de eroare. Blocul de protectie asigura protectia la suprasarcina prin limitarea curentului la o valoare maxima.

C. Schema montajului electric



--- C:\Users\Virgil\Desktop\LDO_OP.asc ---

Pentru aceasta schema a circuitului, Ltspice a generat un fisier de tip BOM, cu mentionea ca R11 si R12 formeaza in realitate o singura componenta, un potentiometru de 10K.

--- Bill of Materials ---

Ref.	Part No.	Description
D1	BZX84C6V2L	diode
Q1	BC817-25	bipolar transistor
Q2	BC817-25	bipolar transistor
Q3	BC807-25	bipolar transistor
Q4	BC807-25	bipolar transistor
Q5	BC807-25	bipolar transistor
Q6	BC817-25	bipolar transistor
Q7	BC817-25	bipolar transistor
Q8	BC817-25	bipolar transistor
Q9	BC807-25	bipolar transistor
Q10	2N3906	bipolar transistor
Q11	2N3906	bipolar transistor
Q12	Qmjd31c	bipolar transistor

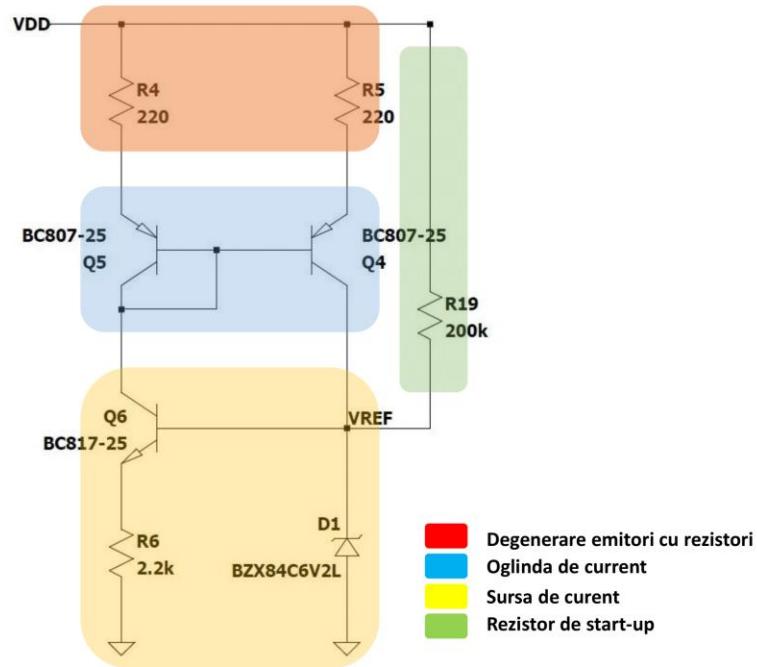
Q13	BC817-25	bipolar transistor
R1	--	resistor, 100
R2	--	resistor, 8.2K
R3	--	resistor, 12K
R4	--	resistor, 220
R5	--	resistor, 220
R6	--	resistor, 2.2K
R7	--	resistor, 100
R8	--	resistor, 10K
R9	--	resistor, 100
R10	--	resistor, 1
R11	--	resistor, 0
R12	--	resistor, 0
R13	--	resistor, 470m
R14	--	resistor, 470m
R15	--	resistor, 470m
R16	--	resistor, 1
R17	--	resistor, 470m
R18	--	resistor, 910
R19	--	resistor, 200K
R20	--	resistor, 910
R21	--	resistor, 910
R22	--	resistor, 910

2. CONTINUT TEHNIC AL PROIECTULUI

a. Functionalitatea blocurilor structurale

Referinta de tensiune auto-polarizata cu startup simplu

Referinta noastra de tensiune se bazeaza pe o sursa de curent autopolarizata care alimenteaza o dioda zener, care la randul ei stabilizeaza curentul prin sursa de curent constant a referintei.



R19 poate parca inutil, dar este foarte necesar. Referintele autopolarizate au doua stari stabile:

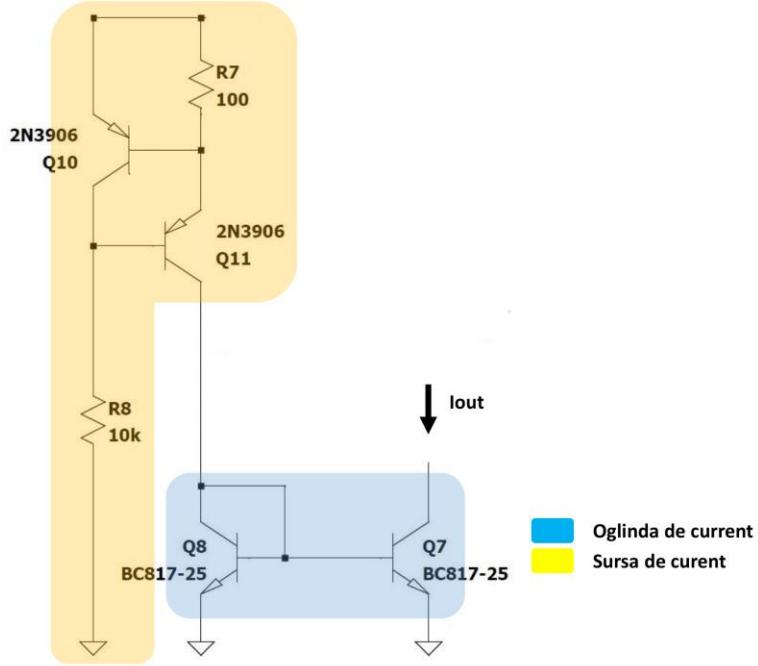
- Curentii sunt nuli
- Curentii sunt nenuli

Daca omitem rezistorul R19 (de startup) circuitul si sistemul de ecuatii care il guverneaza se vor initializa din conditia de zero ($V_{ref} = 0$, $I_{ref} = 0$) si circuitul nu va depasi aceasta conditie initiala. R19 asigura un curent mic care "initializeaza" dioda zener si scoate sistemul din solutia nula.

R4 si R5 (degenerare in emitor) sunt folositi pentru a imbunatatii echivalenta intre curentul de referinta si curentul de polarizare al diodei zener.

Sursa de curent constant

Perechea diferentială a amplificatorului de eroare este alimentată de o sursă de curent constant. Acest lucru este necesar, în primul rand, pentru a reduce dependența punctului stationar de funcționare al AE de tensiunea de alimentare, tensiunea de ieșire etc.

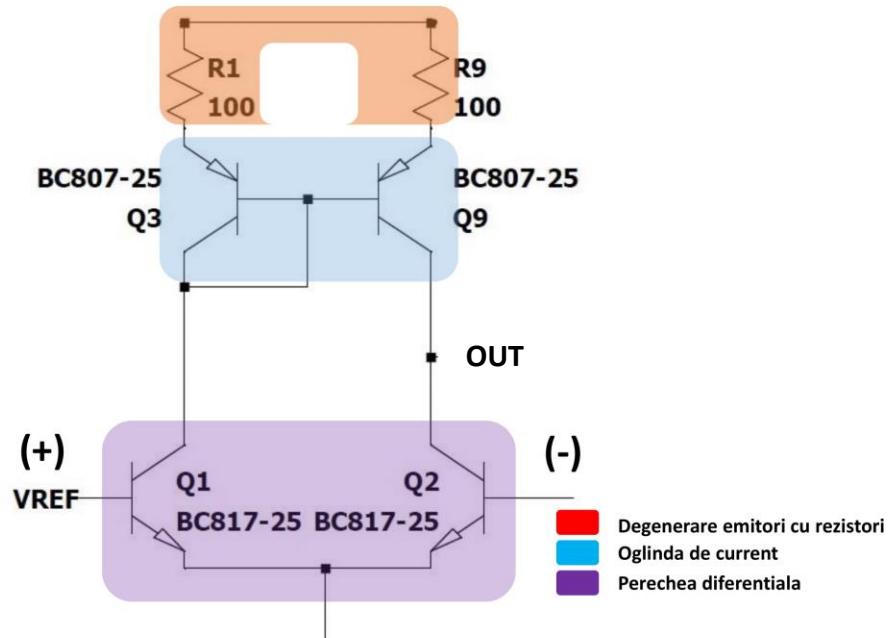


Sursa de curent din stanga produce un curent de referinta care este copiat sub forma lui I_{out} de catre oglinda simpla de curent din coltul dreapta-jos.

I_{out} este suma curentilor de polarizare a tranzistorilor din perechea diferentială. Scopul fundamental al acestui bloc functional este să forțeze echilibrul curentilor de polarizare.

Amplificator de Eroare

Amplificatorul de eroare este alcătuit la baza dintr-o pereche diferențială ce convertește un semnal de intrare diferențial într-un curent de ieșire (sau o tensiune, depinde cum privesti lucrurile). Acest tip de amplificator mai poarte și numele de Amplificator de Transconductanță.



Oglinda de curent cu degenerare în emitor are scopul de a echilibra curentii din cele două ramuri ale circuitului. Potrivirea între curentii de polarizare ai lui Q1 și Q2 nu o să fie mereu optimă. De asemenea, un avantaj al oglinzelor de curent este ca măreste rezistența de ieșire a circuitului. Amplificarea în tensiune a circuitului este practic $G_m * R_{out}$, unde G_m este transconductanța amplificatorului de eroare. Mai jos putem vedea reprezentarea tip diport a blocului funcțional prezentat în acest capitol.

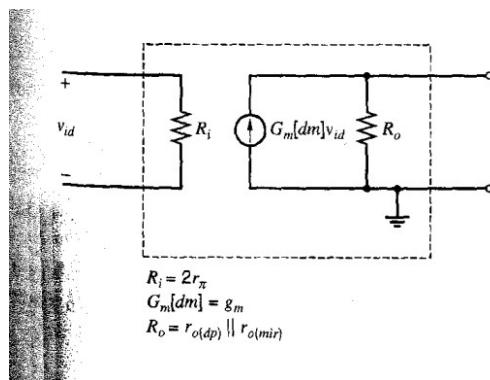


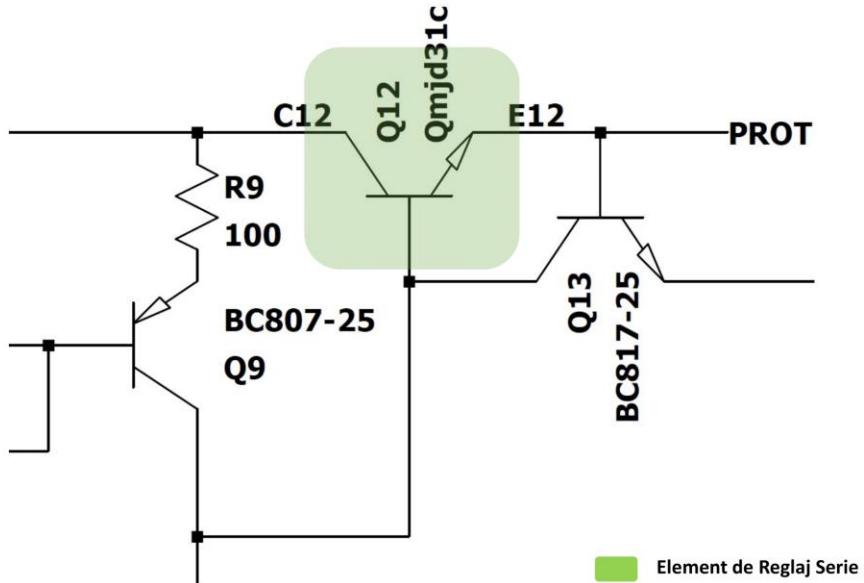
Figure 4.28 Two-port representation of small-signal properties of differential pair with current-mirror load. The effects of asymmetrical input resistance have been neglected.

Din “Analysis and Design of Analog Integrated Circuits” de Gray, Hurst, Lewis și Meyer

Elementul de Reglaj Serie va primi curentul de control din nodul inscris în OUT. Evident, curentul de control o să fie nenul și va introduce un dezechilibru în echilibrul curentilor de polarizare.

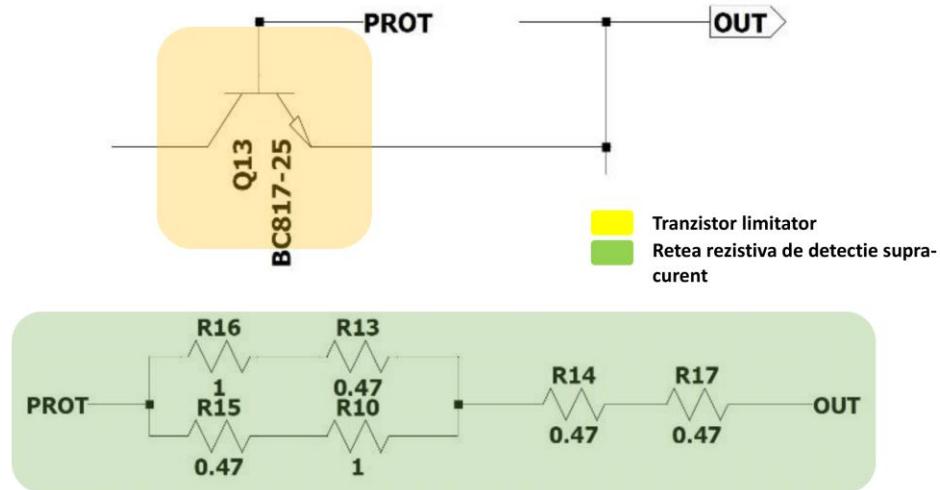
In termeni practici, tensiunea de iesire a stabilizatorului de tensiune o sa fie afectata de un dc offset. Acest dc offset nu doar ca este de ordinul zecilor de milivolti, dar creste cu tensiunea de iesire. O alta sursa de eroare o constituie curentul nenul de polarizare al lui Q2, conectat la divizorul de tensiune format de reteau de feedback.

Element Reglaj Serie



Elementul de Reglaj Serie este un tranzistor npn de putere care impreuna cu rezistenta sa din emitor (rezistentele retelei de feedback negativ, rezistenta de sarcina etc.) formeaza un amplificator colector comun, un buffer. Practic, intreg circuitul este un amplificator neinversor cu “current boosting” realizat da un tranzistor de putere.

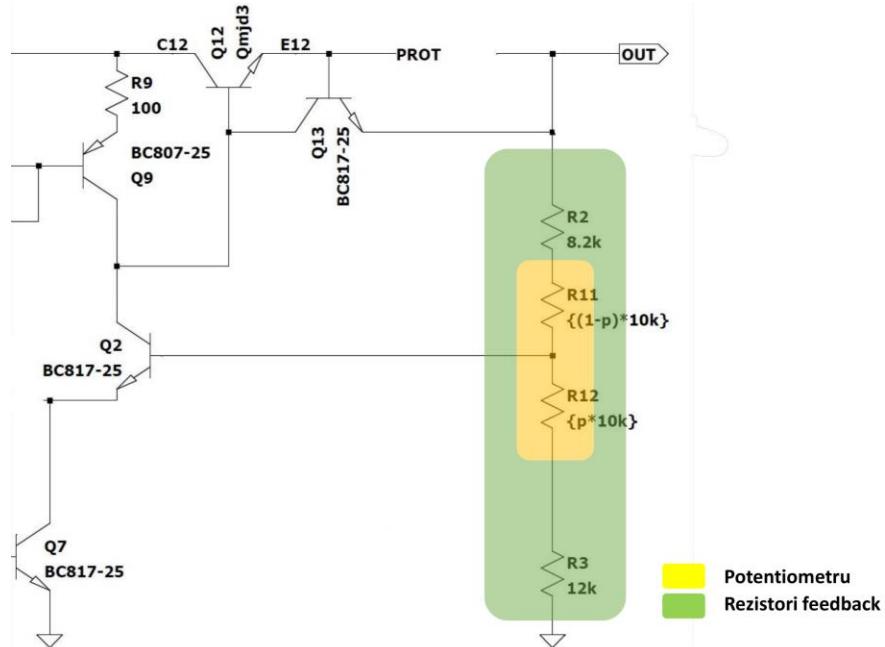
Protectia la supra-current



Blocul functional reprezentat schematic mai sus are scopul de a limita curentul de iesire la un prag maxim, atunci cand iesirile circuitului sunt scurtcircuitate.

Tranzistorul Q13 se deschide atunci cand caderea de tensiune intre baza si emitor atinge aproximativ 600 de milivolti. Cand devine activ, tranzistorul va trage o parte din curentul oferit de perechea diferentiala, flamanzind ERS-ul de curentul de control necesar. Astfel, $I_{out(max)} = V_{be13} / (R_{prot})$ este curentul maxim permisibil.

Reteaua de feedback negativ (RRN)

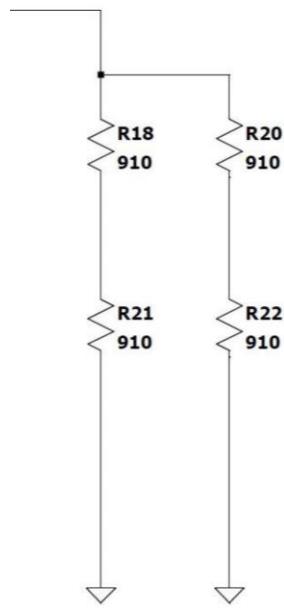


Reteaua de Reactie (feedback) Negativa este formata de R2, R3 si un potentiometru, reprezentat pentru simulari in aceasta schema electrica drept doua rezistoare cu valori complementare. Potentiometrul este utilizat pentru a varia tensiunea de iesire.

Formula pentru tensiunea de iesire (dictata de reteaua de feedback) este:

$$V_{out} = V_{ref} * \frac{(1 + (R2 + (1-p) * Rp))}{(R1 + p * Rp)}$$

Rezistenta de sarcina



Ultimul element al acestui circuit este rezistenta de sarcina maxima pentru care stabilizatorul este proiectat sa functioneze. In cazul nostru, cerintele de proiectare stipuleaza o rezistenta maxima de 900 ohmi.

b. Dimensionarea componentelor electronice si considerente termice

Tranzistorul de putere mare

O componenta esentiala a acestui stabilizator de tensiune o constituie Elementul Reglaj Serie (ERS), acesta fiind realizat dintr-un tranzistor bipolar de putere, de tip NPN. Modelul tranzistorului este MJD31CG, producator ONSEMI. In fisa tehnica a tranzistorului identificam urmatorii parametrii electrici si termici relevanti:

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Max	Unit
Collector-Emitter Voltage MJD31, MJD32 MJD31C, MJD32C	V_{CEO}	40 100	Vdc
Collector-Base Voltage MJD31, MJD32 MJD31C, MJD32C	V_{CB}	40 100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	3.0	Adc
Collector Current – Peak	I_{CM}	5.0	Adc
Base Current	I_B	1.0	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	15 0.12	W W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.56 0.012	W W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
ESD – Human Body Model	HBM	3B	V
ESD – Machine Model	MM	C	V

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	8.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient*	$R_{\theta JA}$	80	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Lead Temperature for Soldering Purposes	T_L	260	$^\circ\text{C}$

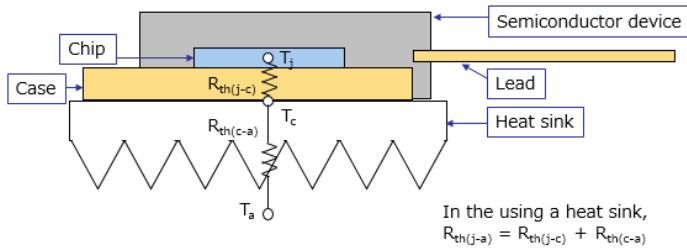
*These ratings are applicable when surface mounted on the minimum pad sizes recommended.

Observam ca parametrii electrici sunt la prima vedere potriviti cerintelor de proiectare.

Cel mai mult ne preocupa puterea disipata pe tranzistor in timpul operatiei si efectul acestia asupra temperaturii jonctiunii de siliciu.

Un model termic simplificat al pachetului DPAK este prezentat mai jos:

As an example TO-220 (cross-section)



$R_{th(j-c)}$: Thermal resistance, junction to case

$R_{th(j-a)}$: Thermal resistance, junction to ambient

$R_{th(c-a)}$: Thermal resistance, case to ambient

T_j : Junction temperature

T_c : Case temperature

T_a : Ambient temperature

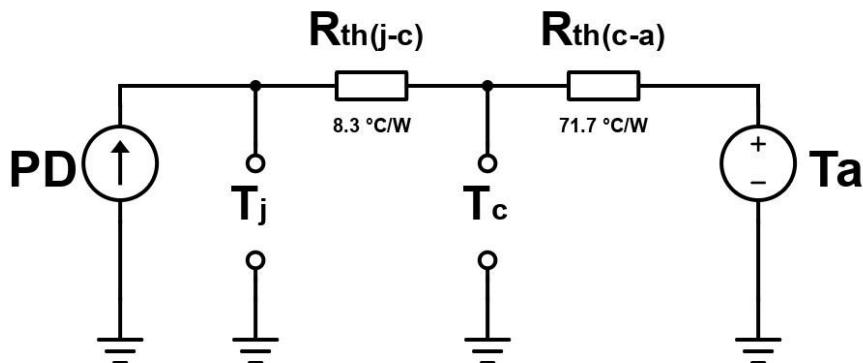
From: <https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/faq/common/what-do-the-thermal-resistance-suffixes-in-rthj-crthj.html>

In cazul nostru, radiatorul este inlocuit de placuta de circuite si de traseele aferente de cupru. Este important de mentionat faptul ca dintre toti parametrii de mai sus, doar rezistenta termica jonctiune-pachet este cunoscuta de catre producator in prealabil.

Aici intampinam o problema interesanta: tranzistorul nu va putea niciodata sa reziste la scurtcircuit, chiar si cu limitatorul de curent integrat. Cu toate acestea, stabilizatorul de tensiune va alimenta rezistenta de sarcina fara probleme

Dimensionare termica cand circuitul este incarcat cu o rezistenta de sarcina de 910 ohmi:

Pentru circuitul nostru urmatorul model termic (simplificat) se poate utiliza pentru a estima temperatura la care jonctiunea ajunge in timpul folosirii uzuale a circuitului.



Puterea maxima disipabila de catre tranzistorul de putere este calculata astfel:

$$P_d(\max) = (T_j(\max) - T_a) / R_{th}(j-a)$$

$$P_d(\max) = (150-25)/80 = 1.5625W @ T_a = 25C$$

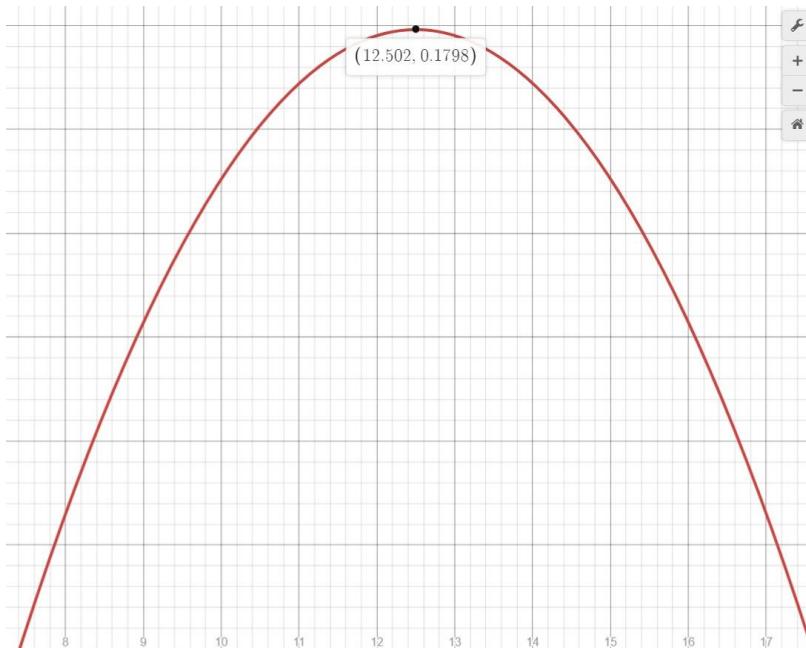
$T_j(\max)$ este temperatura maxima pe care jonctiunea semiconductoare o poate atinge fara sa apara efecte ireversibile

$$P_d = V_{ce} * I_c + V_{be} * I_b = I_c * (V_{ce} + V_{be} / \beta)$$

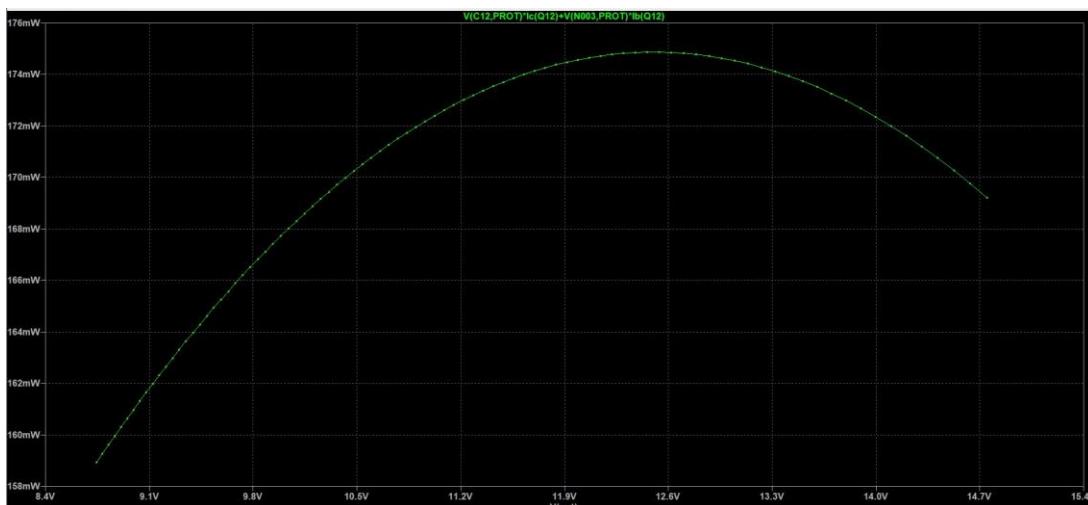
$$I_c = V_{out} / R_L + V_{out} / (R_f1 + R_f2 + R_p) = V_{out} * (1/R_L + 1/(R_f1 + R_f2 + R_p))$$

$$P_d = V_{out} * (1/R_L + 1/(R_f1+R_f2+R_p)) * ((25-V_{out}) + 0.6/200)$$

Daca luam V_{out} ca variabila putem reprezenta variația puterii disipate cu V_{out} astfel:



Puterea maxima disipata este atinsa atunci cand tensiunea de iesire este aproximativ 12.5V, lucru care se poate confirma si cu simulatorul:



$$P_d(op) = 0.18W < P_d(max) = 1.56W$$

$$T_j = T_a + R_{th}(j-a) * P_d$$

$$T_j = 25 + 80 * 0.18 = 39.4C < T_j(max) = 150C$$

In concluzie, pentru acest scop tranzistorul de putere este bine dimensionat.

Dimensionare termica cand circuitul este scurtcircuitat

Cand circuitul este scurtcircuitat, tensiunea pe tranzistorul de putere creste considerabil de la $V_{sup} - V_{out}$ la V_{sup} si puterea disipata este mult mai mare.

$$P_d = V_{sup} * I_{out} + V_{be} * I_b = I_{out} * (V_{sup} + V_{be} / \beta)$$

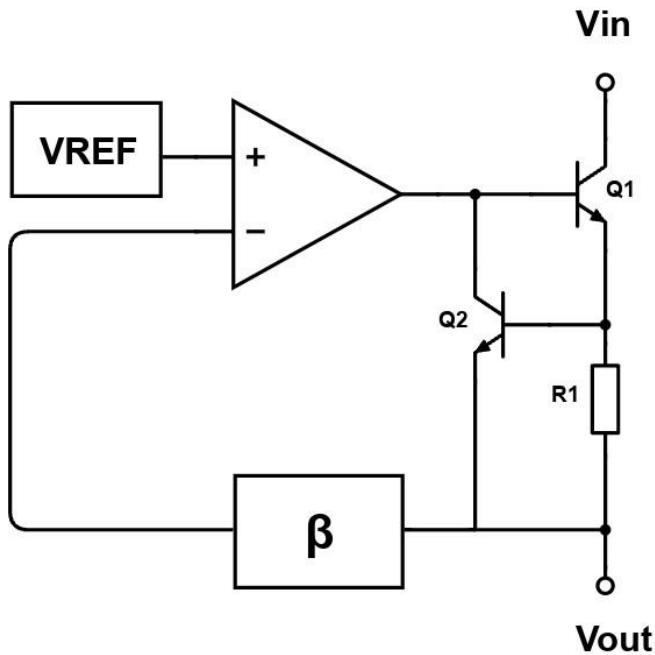
Teoretic I_{out} e limitat pe la 0.4A de circuitul de protectie si avem

$$P_d = 0.4 * (25+0.7/200) = 10W$$

$$T_j = 25 + 80 * 9.9 = 817C \gg T_j(max) = 150C$$

Tranzistorul nu va rezista la conditia de scurtcircuit. Spatiul limitat nu permite montarea unui radiator, iar suprafata de racire necesara ar fi prea mare pentru dimensiunile PCB-ului.

Dimensionarea tranzistorului din cadrul limitatorul de curent



Curentul prin tranzistorul de putere Q1 este limitat de catre Q2 la $I_{out} = V_{be2} / R_1$, deci pentru Q2 vom defini astfel puterea disipata:

$$P_d = (V_{b1} - V_{out}) * I_{c2} + R_1 * I_b * I_b$$

Cand circuitul functioneaza normal, I_{c2} este zero, iar $R_1 * I_{out} * I_{out}$ o sa fie de ordinul microwattilor. Temperatura interna a tranzistorul o sa fie practic aceeasi ca cea din exterior.

Daca intram in protectie avem:

$$P_d = V_{b1} * I_{c2} + R_1 * I_b * I_b = (I_{ae} - I_{out} / \beta) * V_{b1} + R_1 * I_b * I_b$$

I_{ae} este curentul de iesire din amplificatorul de eroare si este estimativ 6.5-7mA in configuratia actuala (vezi Cap. 2.a.). $V_{b1} = V_{be2} + V_{be3} = 2 * 0.6 = 1.2V$

$$P_d = (0.007 - 0.4/200) * 1.2 + 1.675 * ((0.007 - 0.4/200) / 200)^2 = 6mW$$

In realitate, betaurile tranzistoarelor vor avea valori destul de diferite de cele folosite aici, iar V_{b1} va fi si el mai mare de 1.2V. Puterea disipata este totusi prea mica ca sa afecteze semnificativ disipatia termica, chiar si cu o eroare de 50% puterea disipata nu va depasi 10mW.

$$T_j = 25 + 10m * 420 = 29.2C < T_j(\max) = 150$$

Tranzistorii de putere mica

Folosim tranzistori bipolari BC817-25 si BC807-25, acestia prezinta specificatii similare:

R_{th(j-a)} de 420C/W

Beta(typ) = 250

Cel mai simplu este sa studiem PSF al circuitului si sa luam cea mai mare putere disipata prezenta in circuit. Pentru blocurile functionale care nu alcatuiesc nucleul amplificatorului de eroare scurcitare circuitului nu aduce schimbari semnificative balansului puterilor.

Cea mai mare putere disipata de catre oricare tranzistor de putere mica este atinsa de Q11 in timpul functionarii normale: 142.8mW

$$T_j = 25 + 142.8 * 420 / 1000 = 84.976C < T_j(\max) = 150C$$

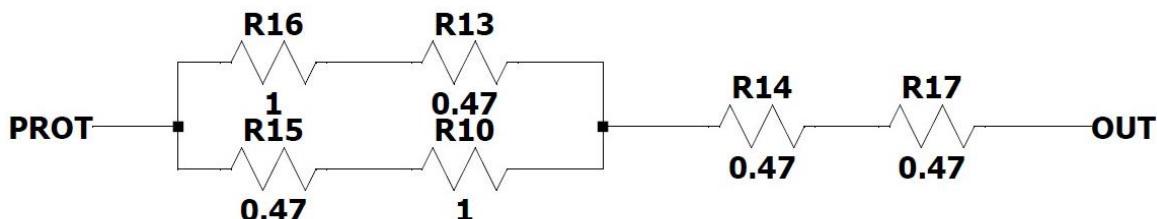
Majoritatea tranzistoarelor nu vor disipa in timpul functionarii circuitului (conditie de sc sau functionare normala) mai mult de 50mW (vezi Cap. 2.c).

Reteaua de detectie supra-current a circuitului limitator de curent

Pentru a implementa circuitul de limitare a curentului maxim de iesire, descris in capitolele anterioare, este nevoie de un rezistor de detectie cu valoarea data de ecuatia $0.6V/0.4A = (\text{app}) 1.5\text{ohm}$. In realitate valoarea trebuie ajustata pentru valori mai mari ale caderii de tensiune baza-emitor a tranzistorului limitator.

Designul final la care am ajuns dupa mai multe iteratii este o retea de rezistoare ce formeaza o rezistenta echivalenta $R_e = 1.675\text{ohmi}$. Configuratia a fost aleasa pentru a limita puterea disipata la maxim 125mW.

Pentru un curent de 0.4A, puterea disipata este de forma $0.16 * R \text{ Watt}$.



$$P(R16) = P(R10) = (I_{out}(\max) / 2)^2 * 1 = 0.04W < 125mW$$

$$P(R15) = P(R13) = (I_{out}(\max) / 2)^2 * 0.47 = 0.04 * 0.47 = 0.0188W < 125mW$$

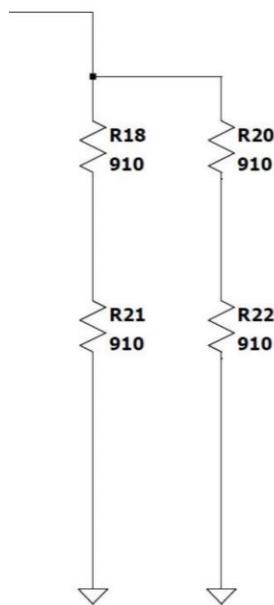
$$P(R14) = P(R17) = I_{out}(\max)^2 * 0.47 = 0.0752W < 125mW$$

Dimensionarea retelei de detectie este satisfacatoare.

Rezistenta de sarcina

Rezistenta de sarcina dorita este 900 ohmi, cea mai apropiata valoare din seria E24 este 910 ohmi (+/- 5%). Tensiunea maxima de iesire a stabilizatorului poate sa fie luata la limita superioara (cu o marja de siguranta) ca fiind 15V.

$$P(R_s) = V_{out}^2 / R_s = 15^2 / 910 = 0.247 W > P_d(\max) = 125mW$$



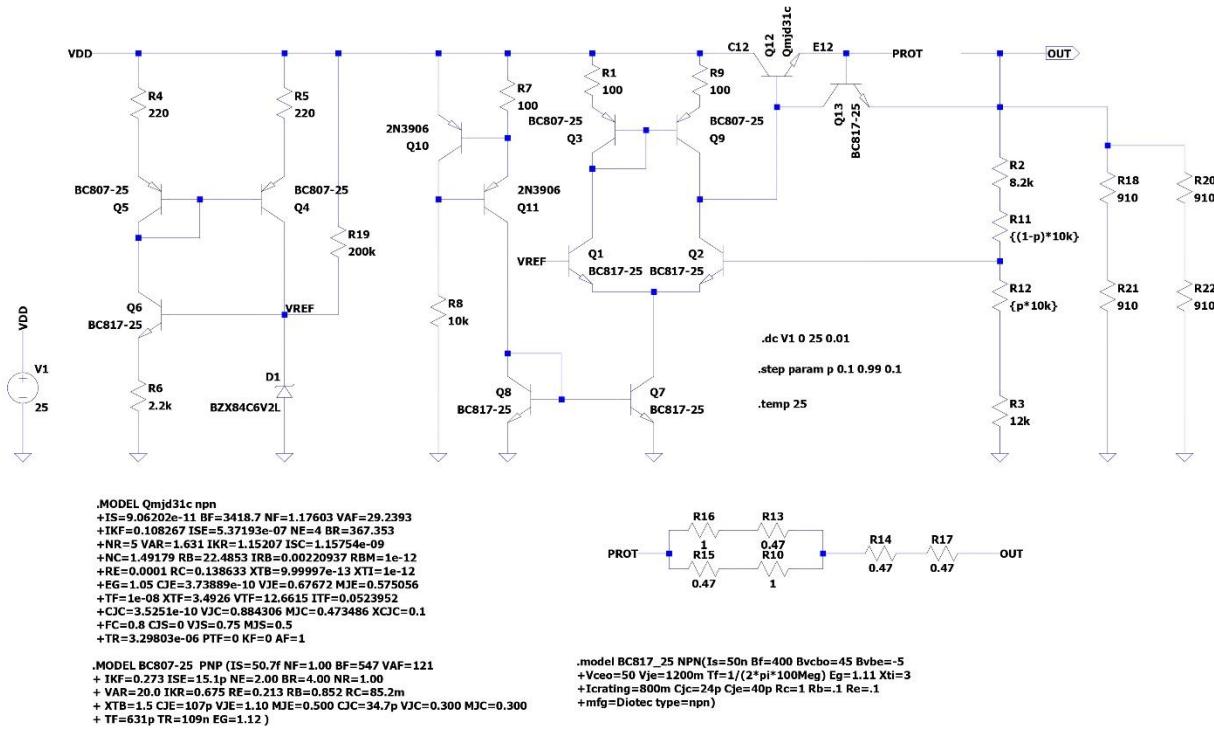
Cea mai simpla metoda de a reduce puterea disipata pe rezistenta de sarcina este prezentata mai sus. Rezistenta de sarcina echivalenta o sa fie aproximativ 910 de ohmi, iar puterea pe fiecare rezistor din aceasta retea o sa fie o patrime din puterea disipata initial:

$$P(R18) = 15^2 / 1820 / 2 = 0.0618W < P_d(\max) = 125mW$$

C. PSF

i. Manual

Punctul stationar de functionare se va determina pentru urmatoarea schema a circuitului, realizata in Ltspice:



PSF determinat manual

- a) Referință de tensiune auto polarizată cu start-up simplu.

$$I(R_6) = \frac{V_T - V_{BE6}}{R_6} = \frac{5,8}{2,2} = 2,54 \text{ mA.}$$

$$V_{DD} - I(R_6) \cdot R_4 - V_{BE5} = I(R_6) \cdot R_6 = V_{CE6}$$

$$25 - 2,54 \cdot 220 - 0,6 = 2,54 \cdot 2,2K = V_{CE6}.$$

$$(V_{CE6} = 13,253 \text{ V})$$

$$V_{CE6} > V_{BE6} \Rightarrow Q_6 \text{ e în RAN}$$

$$V_{CE5} = V_{BE5} \text{ (Q}_5\text{ în configurație tip-diode)} \Rightarrow \\ \Rightarrow Q_5 \text{ e în RAN.}$$

$$V_{DD} = I(R_{13}) \cdot R_{13} + V_{BE2} \Rightarrow$$

$$I(R_{13}) = \frac{V_{DD} - V(R_7)}{R_{13}} = 0,094 \text{ mA} = 94 \mu\text{A}$$

Deși Q₅ formează oglindă de cursură, deci

$$I_C(Q_4) = I_C(Q_5) \Rightarrow$$

$$V_{CE5} = V_{DD} - I_C(Q_5) \cdot R_5 - V_{REF}.$$

$$= 25 - 220 \cdot 2,54 - 92 = 18,241 \text{ V} > V_{BE5} \Rightarrow$$

$\Rightarrow Q_4 \text{ e în RAN}$

h) Sursa de curent constant.

$$I(R_7) = \frac{V_{BE10}}{R_7} = \frac{0,6}{100} = \underline{\underline{0,006 \text{ mA}}}.$$

$$\begin{aligned} V_{CE10} &= V_{DD} - (V_{DD} - V_{BE10} - V_{BE11}) \\ &= 25 - (25 - 0,6 - 0,6) \\ &= \underline{\underline{1,2 \text{ V.}}} \rightarrow V_{BE10} \Rightarrow Q_{10} \text{ în RAN.} \end{aligned}$$

$$I(R_8) = \frac{(V_{DD} - V_{BE10} - V_{BE11})}{R_8} = \frac{25 - 1,2}{10k}$$

$$I(R_8) = \frac{23,8}{10k} = \underline{\underline{2,38 \text{ mA}}}.$$

$$Q_8 \text{ conectat ca tip dioda} \Rightarrow V_{CE8} = V_{BE8}$$

$$\begin{aligned} V_{CE11} &= V_{DD} - I(R_7) \cdot R_7 - 0,6 \\ &= 25 - 100 \cdot 0,6 - 0,6 = 25 - 1,2 = \underline{\underline{23,8 \text{ V}}} \end{aligned}$$

$$V_{CE11} > V_{BE11} \Rightarrow Q_{11} \text{ în RAN.}$$

$$Q_8 \text{ e în RAN pt că } V_{BE8} = V_{CE8}.$$

Q_7 și să fie analizat supuse și cu amplificatorul diferențial.

h) Sursa de curent constant.

$$I(R_7) = \frac{V_{BE10}}{R_7} = \frac{0,6}{100} = \underline{\underline{0,006 \text{ mA}}}.$$

$$\begin{aligned} V_{CE10} &= V_{DD} - (V_{DD} - V_{BE10} - V_{BE11}) \\ &= 25 - (25 - 0,6 - 0,6) \\ &= \underline{\underline{1,2 \text{ V.}}} \rightarrow V_{BE10} \Rightarrow Q_{10} \text{ în RAN.} \end{aligned}$$

$$I(R_8) = \frac{(V_{DD} - V_{BE10} - V_{BE11})}{R_8} = \frac{25 - 1,2}{10k}$$

$$I(R_8) = \frac{23,8}{10k} = \underline{\underline{2,38 \text{ mA}}}.$$

$$Q_8 \text{ conectat ca tip dioda} \Rightarrow V_{CE8} = V_{BE8}$$

$$\begin{aligned} V_{CE11} &= V_{DD} - I(R_7) \cdot R_7 - 0,6 \\ &= 25 - 100 \cdot 0,6 - 0,6 = 25 - 1,2 = \underline{\underline{23,8 \text{ V}}} \end{aligned}$$

$$V_{CE11} > V_{BE11} \Rightarrow Q_{11} \text{ în RAN.}$$

$$Q_8 \text{ e în RAN pt că } V_{BE8} = V_{CE8}.$$

Q_7 și să fie analizat supuse și cu amplificatorul diferențial.

c) Amplificatorul de ieșire

$$V_{REF} - V_{BE1} = V_{CE1} \Rightarrow V_{CE1} = 8,2 - 0,6 = 7,6 \text{ V}$$

$$V_{CE1} > V_{BE1} \Rightarrow Q_1 \text{ în RAN.}$$

$$V_{DD} - I(R_L)R_L - V_{BE3} - V_{CE1} = V_{CE2}$$

$$V_{CE1} = 25 - 3m \cdot 100 - 0,6 - 5,6$$

$$= 25 - 0,3 - 6,2 = 25 - 6,5$$

$$= 18,5 \text{ V} > V_{BE1} \Rightarrow Q_1 \text{ în RAN}$$

$$V_{DD} - I(R_S) \cdot R_S - V_{CEg} = V_{out} + V_{BE12}$$

Presupunem: $V_{out} = 15 \text{ V}$ (caz limită superior)

$$\rightarrow V_{CEg} = V_{out} + V_{BE12} - V_{DD} + I(R_S) \cdot R_S$$

$$V_{CEg} = V_{DD} - I(R_S) \cdot R_S - V_{BE12} - V_{out}$$

$$= 25 - 0,3 - 0,6 - 15$$

$$= 9,1 \text{ V.} > V_{BE1} \Rightarrow Q_2 \text{ în RAN.}$$

$$V_{CE2} = V_{out} + V_{BE12} - V_{CE1}$$

$$= 15 + 0,6 - 5,6 = 10 \text{ V} > V_{BE2} \Rightarrow Q_2 \text{ în RAN.}$$

$$V_{BE13} = I_C(Q_{in}) \cdot R_{load} = \left(\frac{V_{out}}{R_2 + R_p + R_3} + \frac{V_{out}}{R_{13}} \right) \cdot R_{load}$$

$$= \left(\frac{15}{8,2 \text{ k} + 10 \text{ k} + 12 \text{ k}} + \frac{15}{9 \text{ k}} \right) \cdot 2,675 = 28 \text{ mV.}$$

$V_{BE13} > 0,6 \text{ V} \Rightarrow Q_{in} \text{ e în înfierare, deci nu avem}$

Vream curent de colectană lui Q₃

d) Bilanțul Puterilor pe urmă transistoriale
 OBS Toate sunt în
 de putere mică. mările specificate.

TR.	V_{CE} [V]	I_C [mA]	V_{BE} [V]	ΣB [mA]	P_D [mW]	T_J [°C]
Q ₆	13,253	2,54			(46,37)	84,57
Q ₅	0,6	2,54	0,6	0,02.	1,53	
Q ₄	13,241.	2,54			(46,34)	84,56
Q ₁₀	1,2	2,38		0,00952	2,86	
Q ₁₁	23,9	6			(142,9)	84,976
Q ₈	0,6	0,6.	0,6	0,024	3,61	
Q ₇	5,6	6			33,61.	
Q ₁	13,5	3			(55,5)	43,32.
Q ₂	10	3			30	
Q ₃	0,6	3	0,6	0,012	1,8	
Q ₉	9,1	3			27,3	
Q ₁₂	N/A	N/A	N/A.		N/A.	
Q ₁₃	15,6	0	0	0	0	

Dacă circuitul este scurt circuitat se întâmplă următoarele :

Q_2 este în stare

Q_1, Q_3 și Q_2 sunt în stare de curățare și nu circulă curent.

V_{CE1} rămâne la fel, $V_{CE1} = 18,5$.

$$V_{BE3} = V_{CE3} = 9,6 \text{ V.}$$

$$\begin{aligned} V_{CEg} &= V_{DP} - I_C(Q_3) R_g - 2 \cdot V_{BE13} \\ &= 25 - 6 \cdot 100 - 1,2 \\ &= 23,2 \text{ V.} \end{aligned}$$

$$V_{BEg} = 0,6 \text{ V.}$$

TR	V_{CE} [V]	I_C [mA]	P_D [mW]	T_j [C°]	
Q_1	18,5	6	III	(71,62)	$< T_j(\max) = 15^\circ$
Q_2	-4,4	0	0	25	
Q_3	9,6	6	3,6	26,51	
Q_3	23,2	6	139,2	(83,46)	$< T_j(\max) = 15^\circ$

OBS :

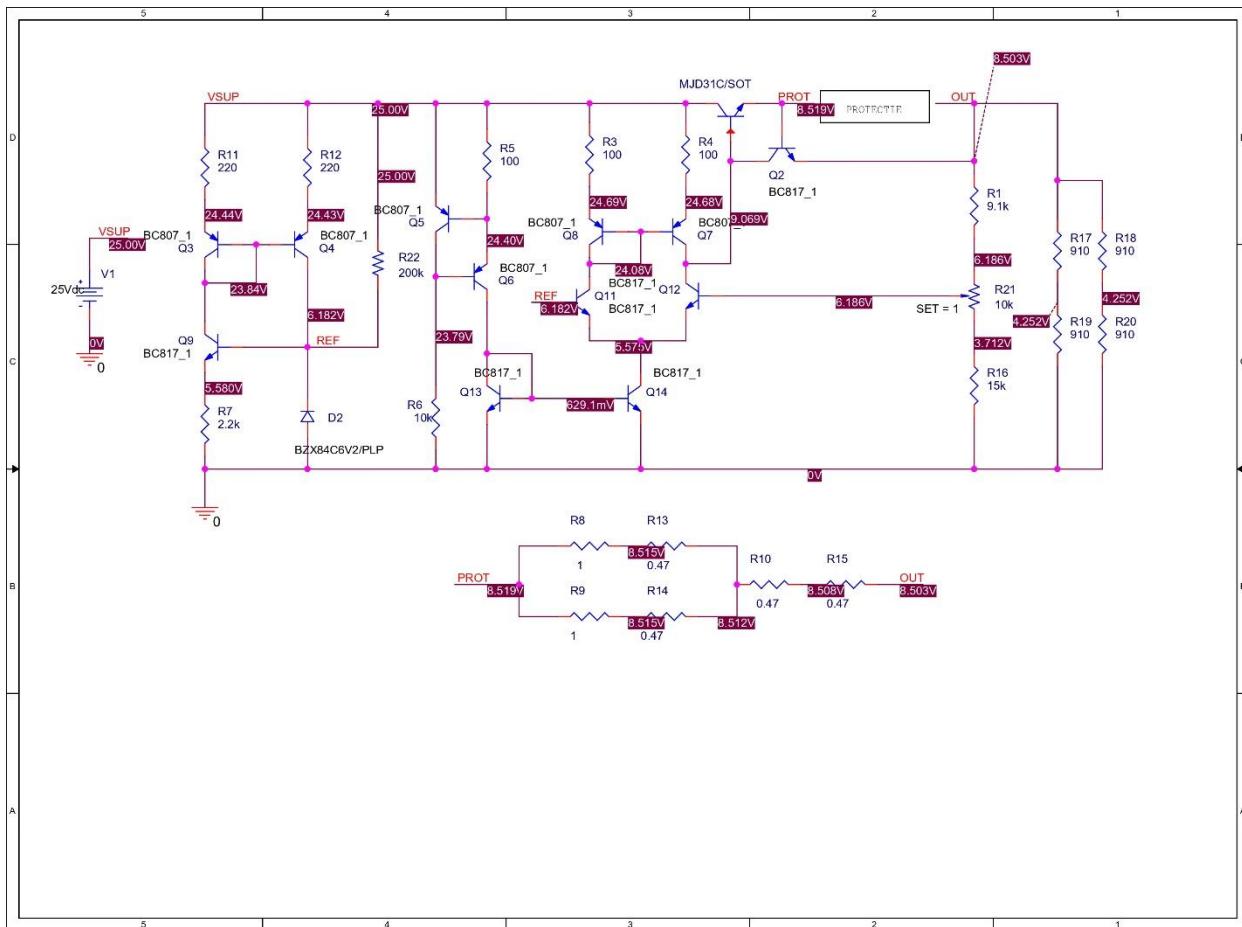
Analyzează pentru ERS și limitările de
curent este indicat în capitolul despre dimensiunile
tehnice a circuitului.

Observatie: Tranzistorul de putere este analizat mai in detaliu in capitolul de dimensionare termica.

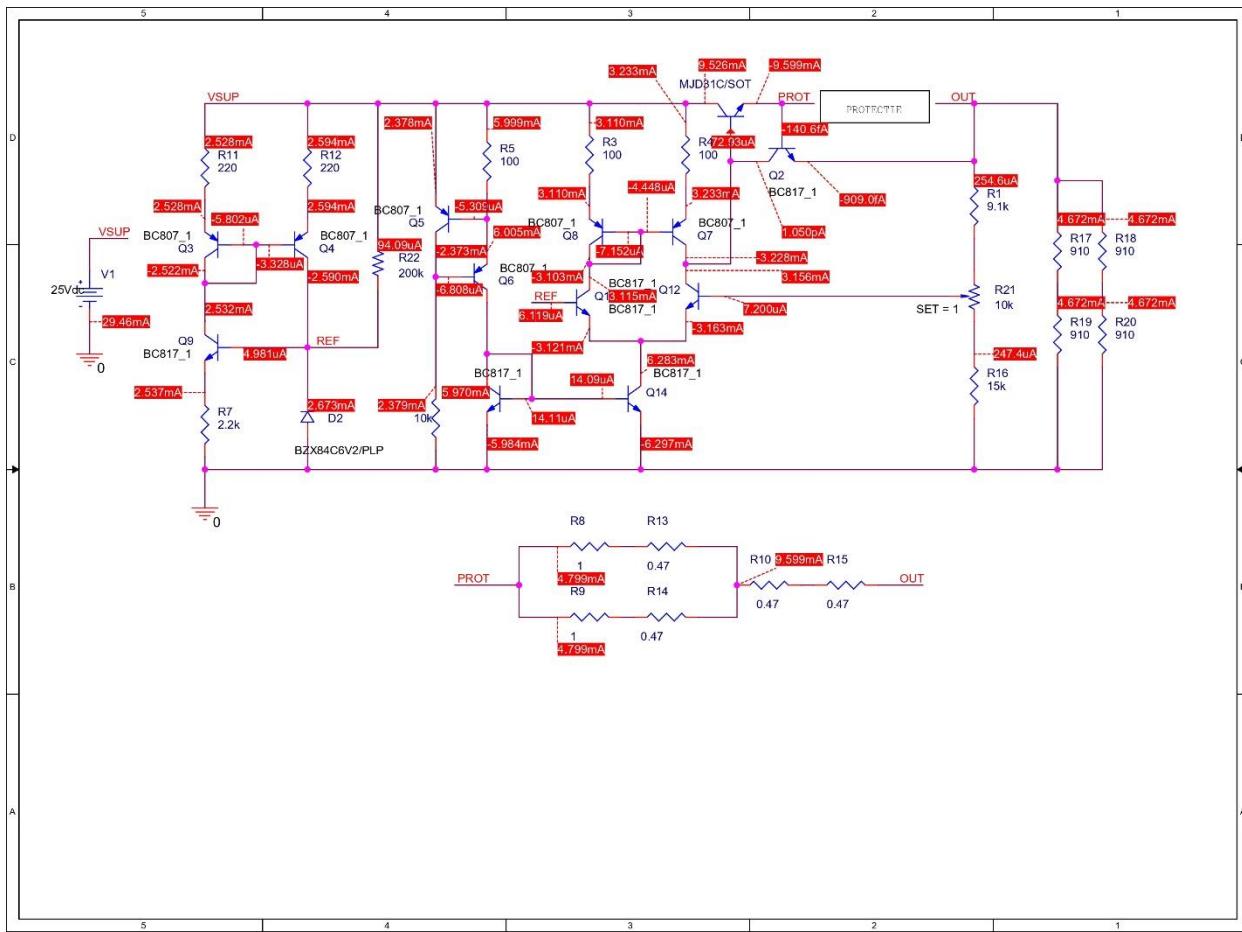
ii. Cu simulatorul

PSF determinat cu simulatorul Pspice

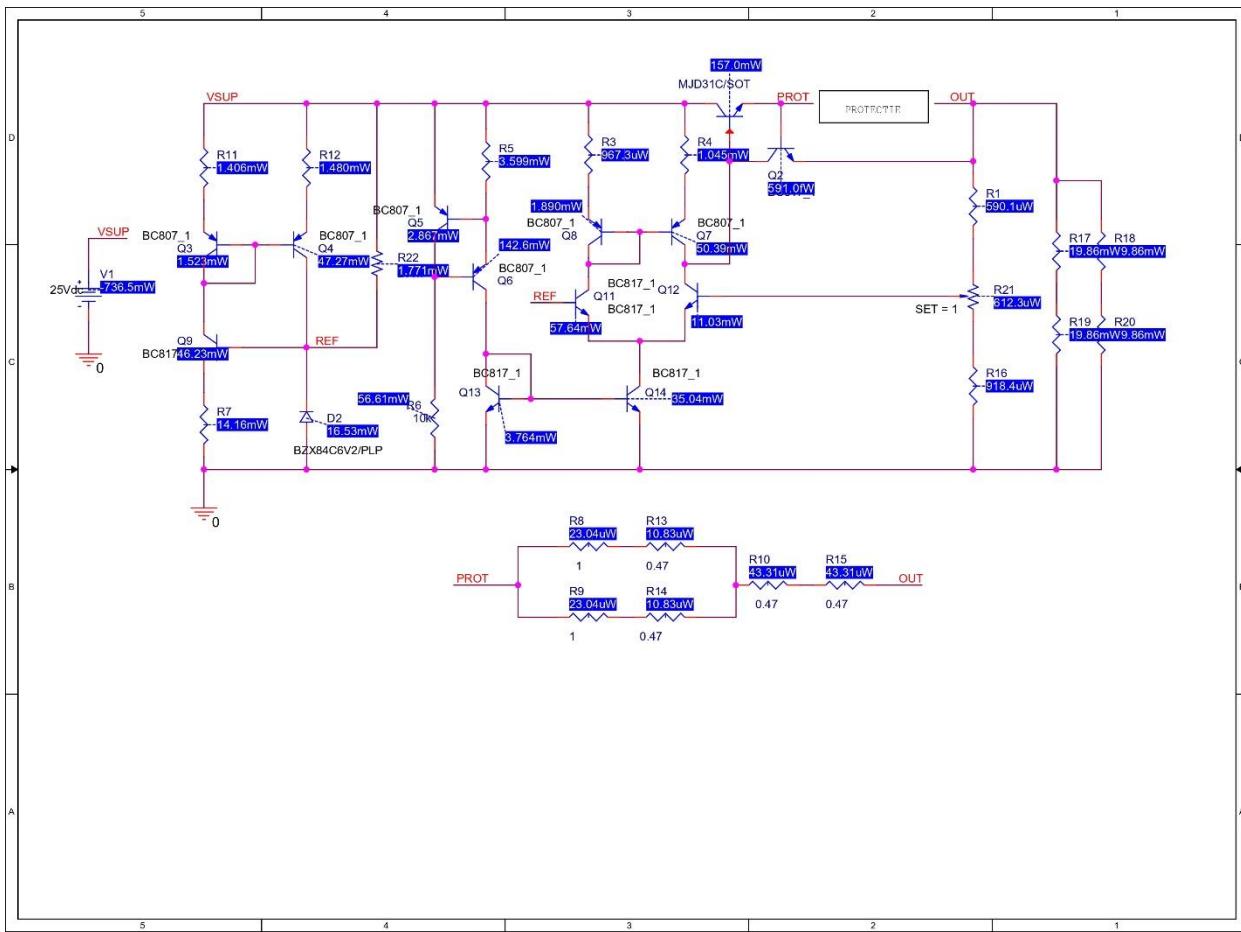
Tensiuni, Vin = 25VDC, SET=1, RL = 910ohm



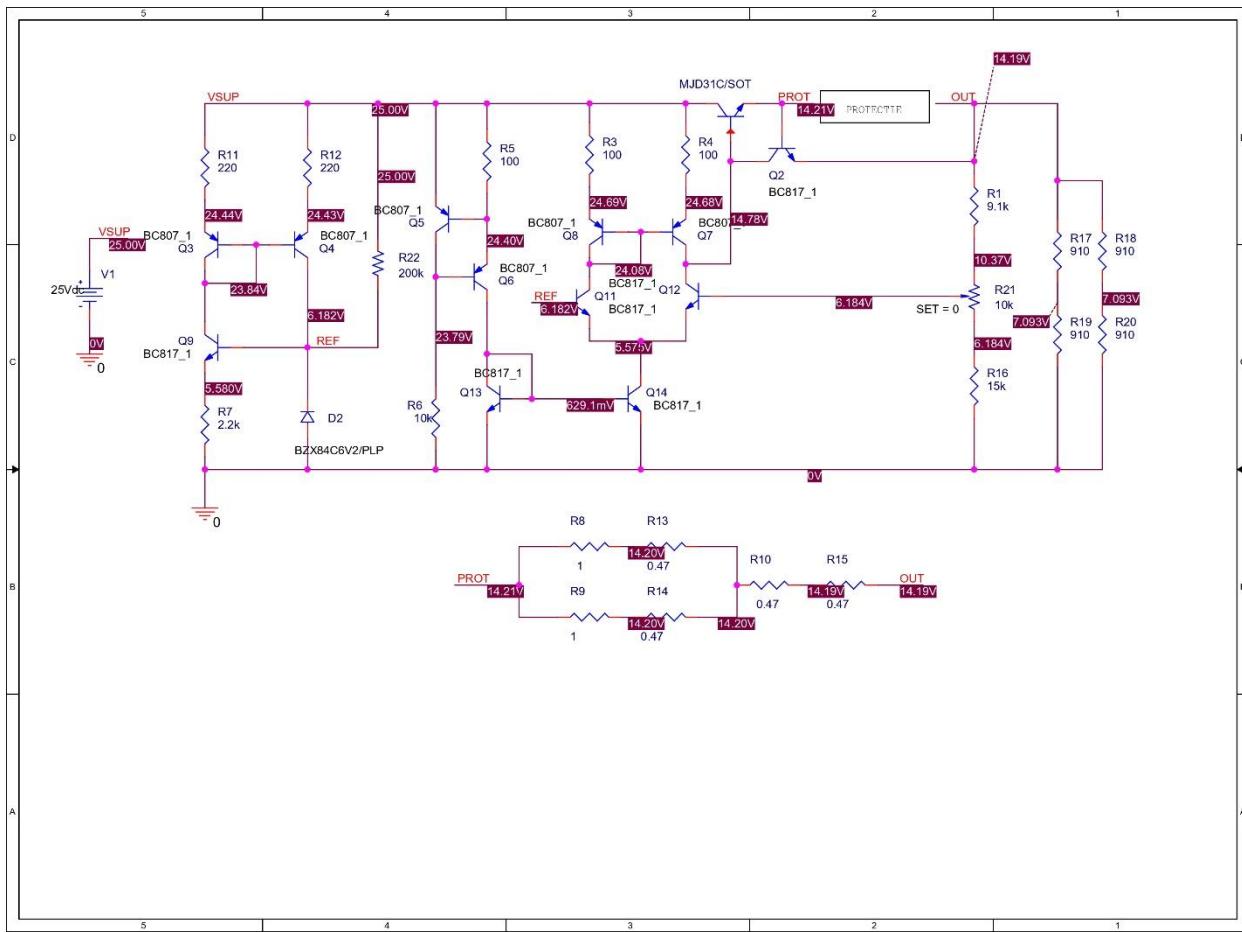
Curenti, Vin = 25VDC, SET=1, RL =910ohm



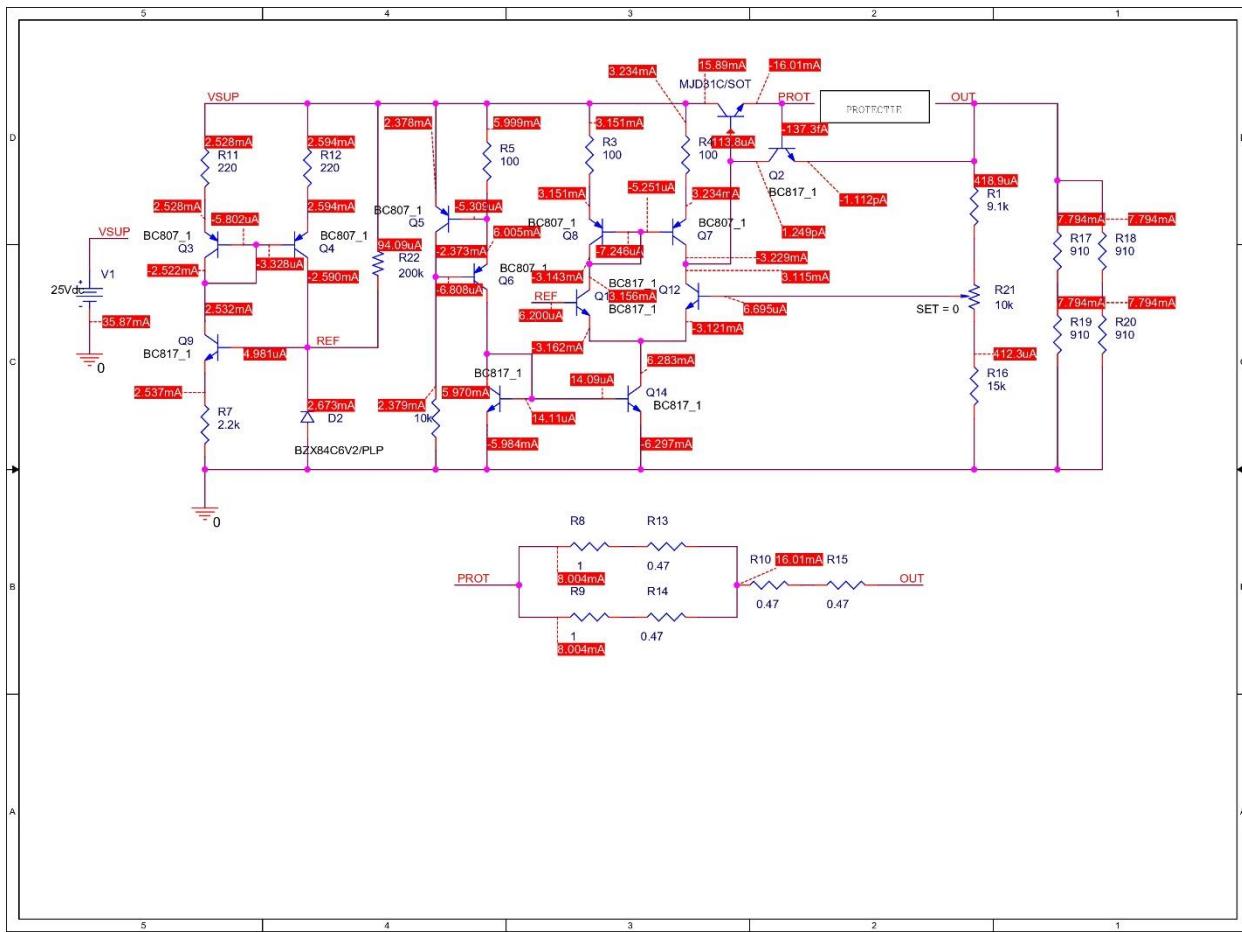
Puteri, Vin = 25VDC, SET=1, RL =910ohm



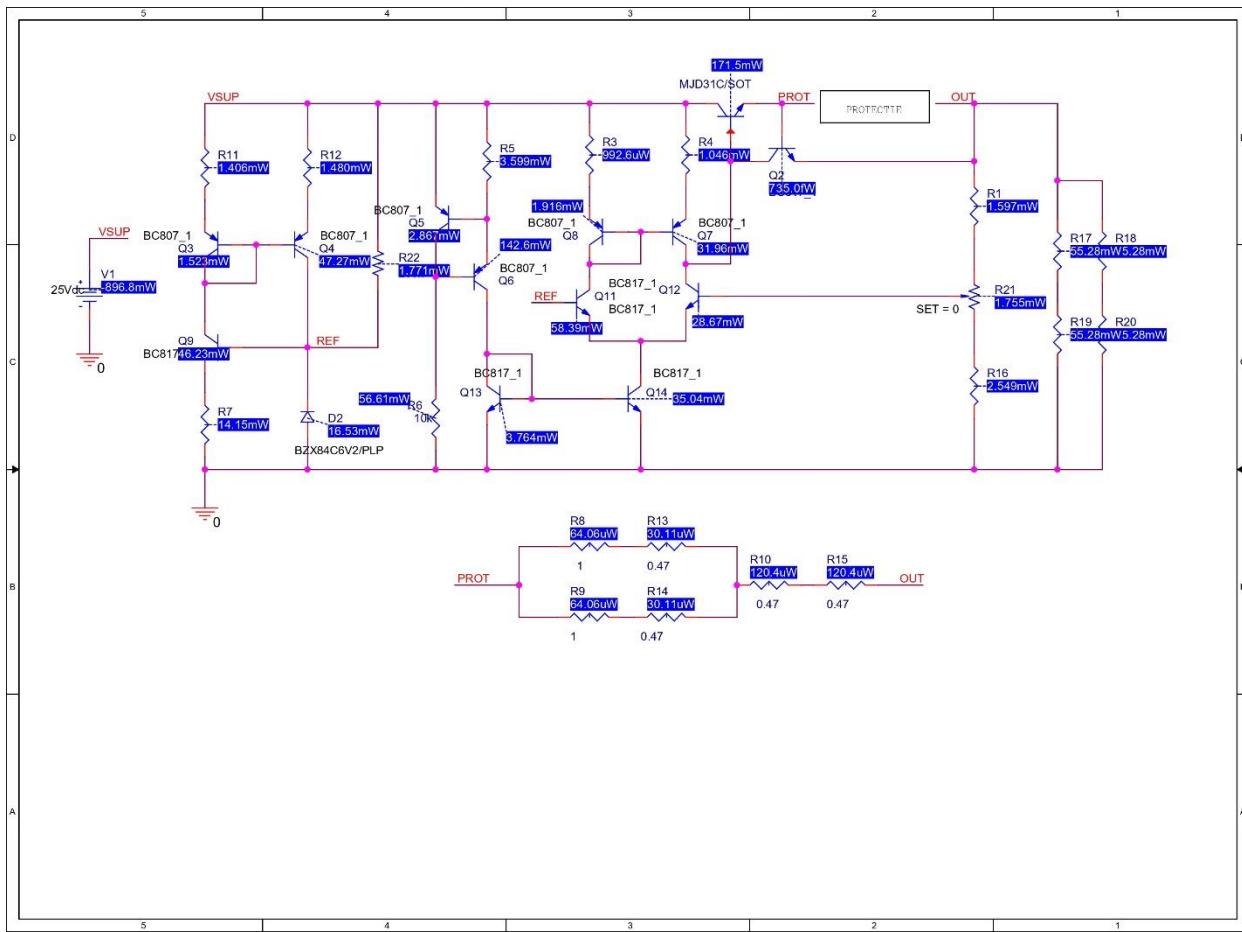
Tensiuni, Vin = 25VDC, SET=0, RL =910ohm



Curenti, Vin = 25VDC, SET=0, RL =910ohm



Puteri, Vin = 25VDC, SET=0, RL =910ohm

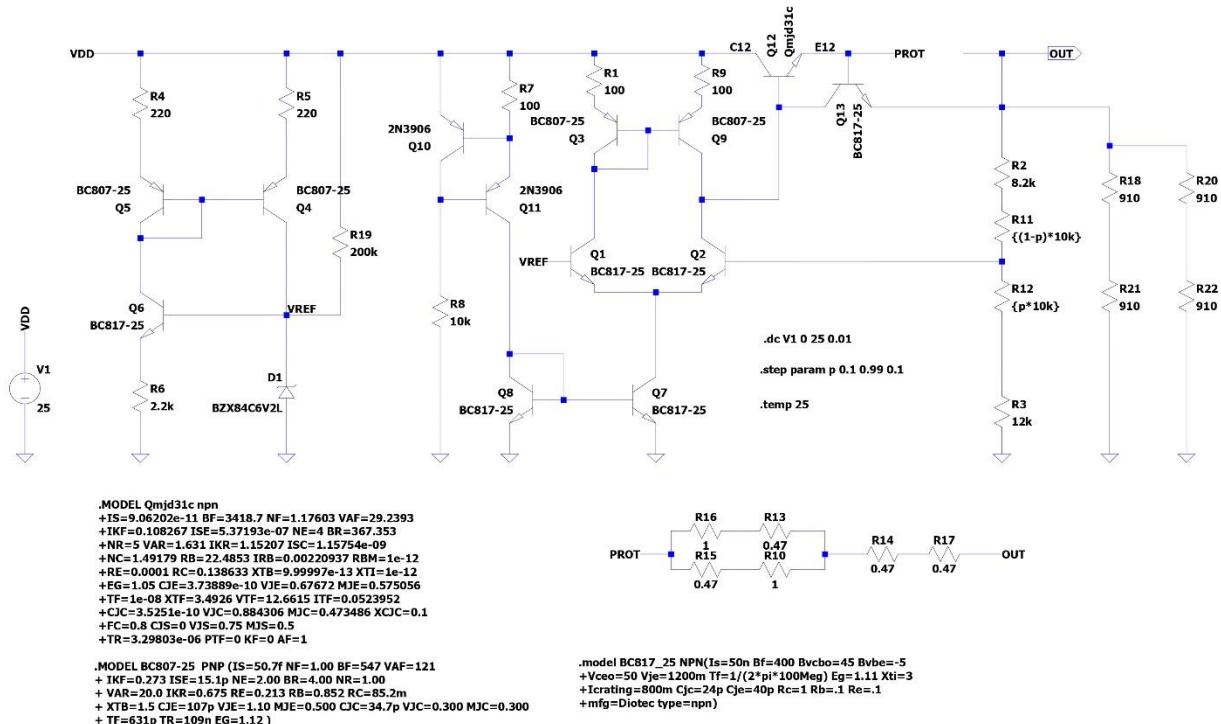


3. SIMULAREA MONTAJULUI ELECTRIC

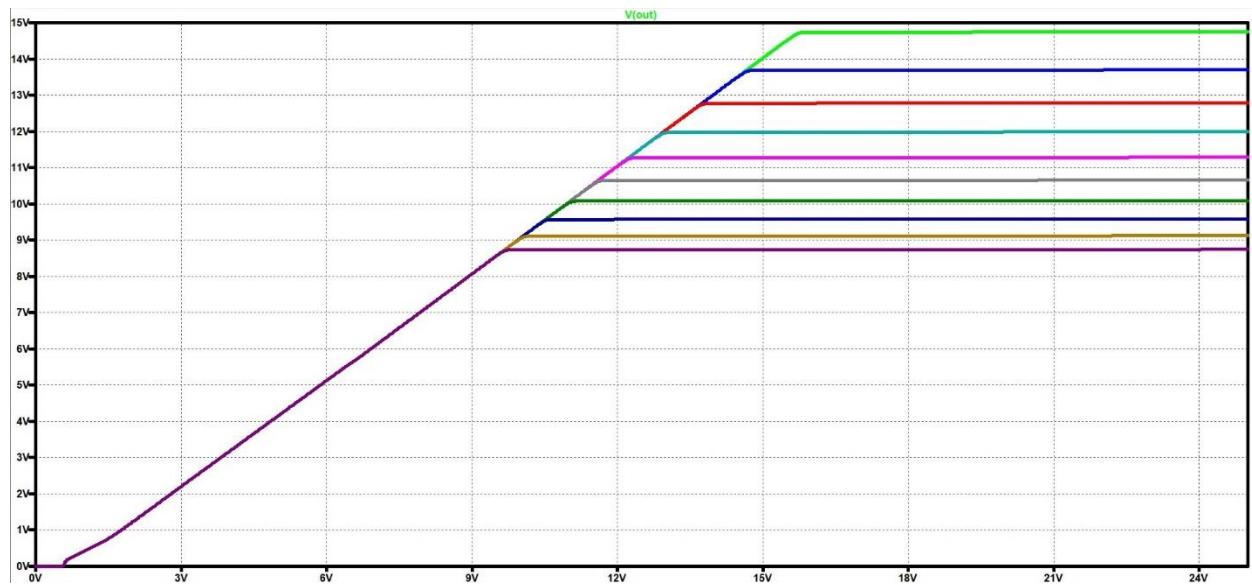
In acest capitol vom analiza comportamentul circuitului proiectat cu ajutorul simulatoarelor Ltspice si Pspice.

Functia de transfer in Curent Continuu a stabilizatorului

Mai jos este prezentat comportamentul stabilizatorului in functie de tensiunea de intrare primita si de pozitia wiperului potentiometrului.



Schema utilizata pentru simulare, impreuna cu modelele pentru tranzistori si directivele de simulare

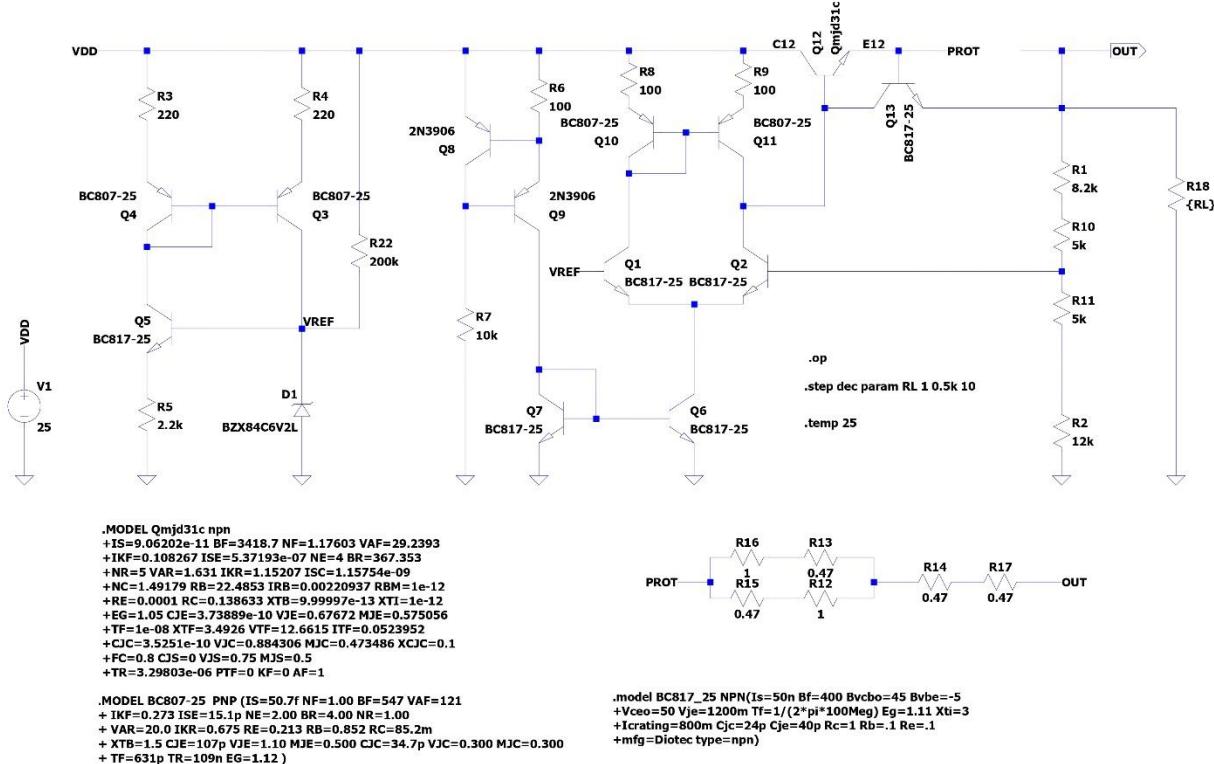


In imaginea de mai sus este prezentata functia de transfer $V_{out} = f(V_{in})$ pentru diferite tensiuni de iesire dorite. Se observa din grafic ca stabilizatorul va stabiliza in mod real tensiunea de la o anumita tensiune incolo, aceasta tensiune este dictata de de tensiunea de iesire dorita si de $V_{ce(min)}$ care trebuie sa cada pe tranzistorul de putere.

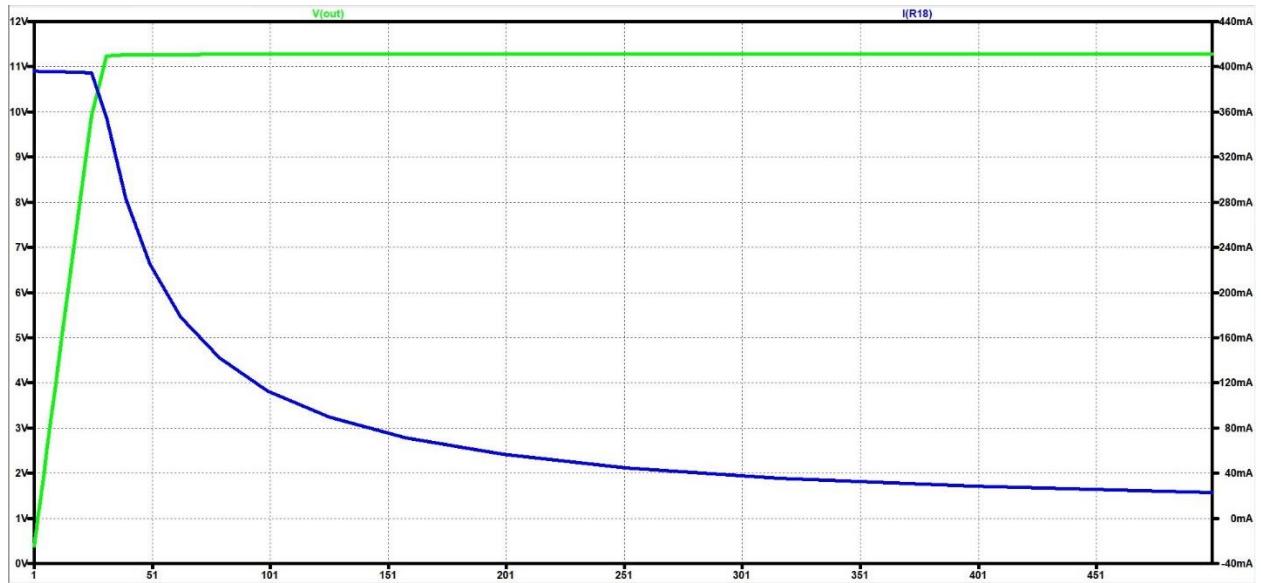
Se observa ca putem atinge ambele cote dictate de catre cerintele de proiectare: 9V si 14.4V.

Abilitatea de a comoda rezistente de sarcina variabile

Stabilizatorul de tensiune trebuie sa acomodeze diferite rezistente de sarcina, fara a altera semnificativ valoarea tensiunii de iesire.



Schema utilizata pentru simulare, impreuna cu modelele pentru tranzistori si directivile de simulare

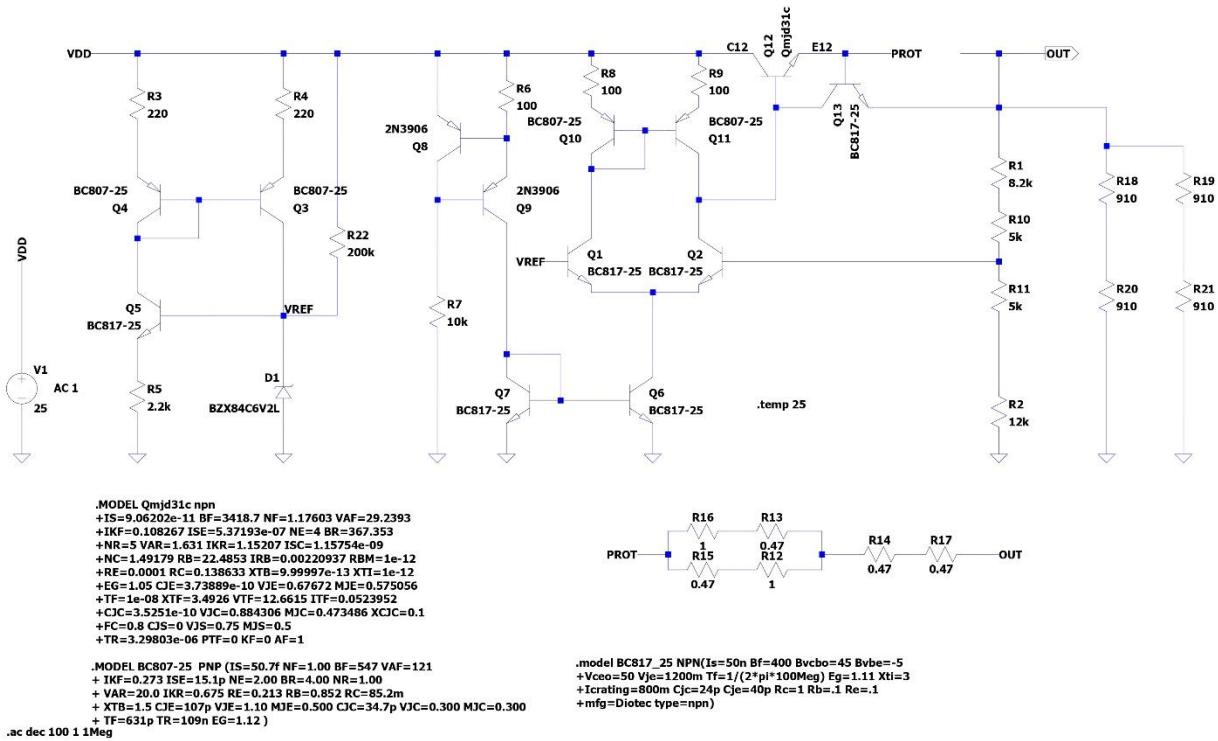


In imaginea de mai sus sunt prezentate doua functionalitati importante ale stabilizatorului: protectia la supracentru si acomodarea rezistentei de sarcina variabila. De la o anumita valoare a rezistentei de sarcina in jos, circuitul nu va mai asigura o stabilizare eficace si calitativa a tensiunii de iesire, iar cresterea curentului din sarcina va impune activarea mecanismului de protectie la supra-current.

Rejectia riplului sursei de alimentare

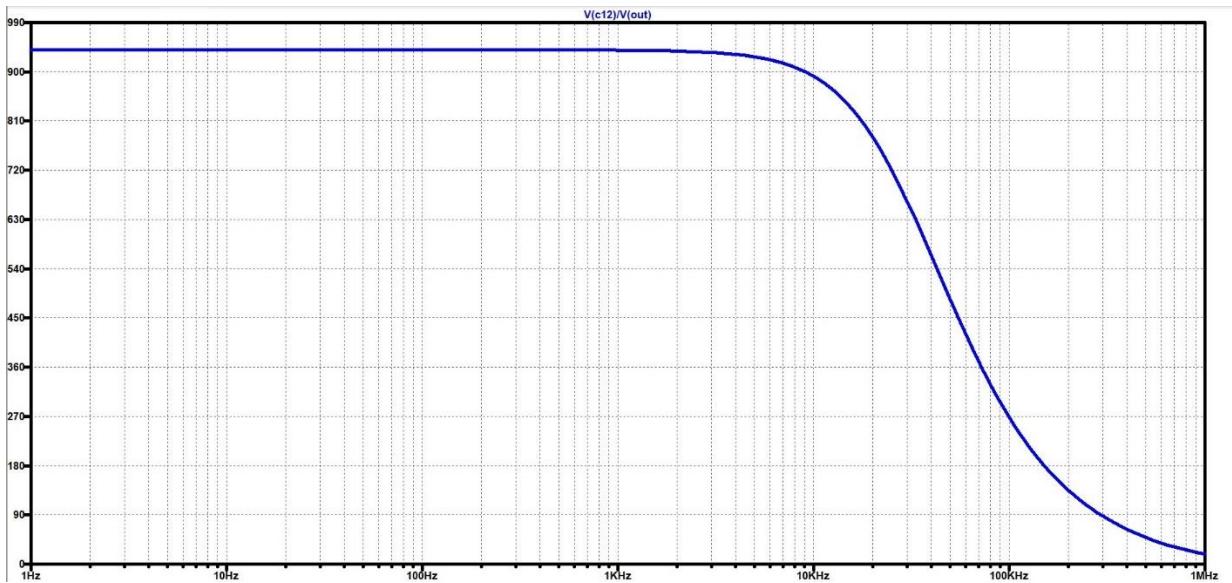
Orice sursa de tensiune CC prezinta un riplu de curent alternativ nedorit. Perturbatiile introduse de sursa de alimentare trebuie suprimate pentru a nu obtine o tensiune de iesire stabila.

In acest context se poate introduce parametrul RRR (Ripple Rejection Ratio), definit ca $RRR = A(\text{riplu, in}) / A(\text{riplu, out})$. RRR depinde de frecventa perturbatiei de la bornele de intrare ale circuitului si nu este constanta. Cu cat RRR(w) este mai mic, cu atat tensiunea de iesire va prezenta un riplu de o amplitudine mai mare.



--- C:\Users\Virgil\Desktop\RRR.asc ---

Schema utilizata pentru simulare, impreuna cu modelele pentru tranzistori si directivele de simulare

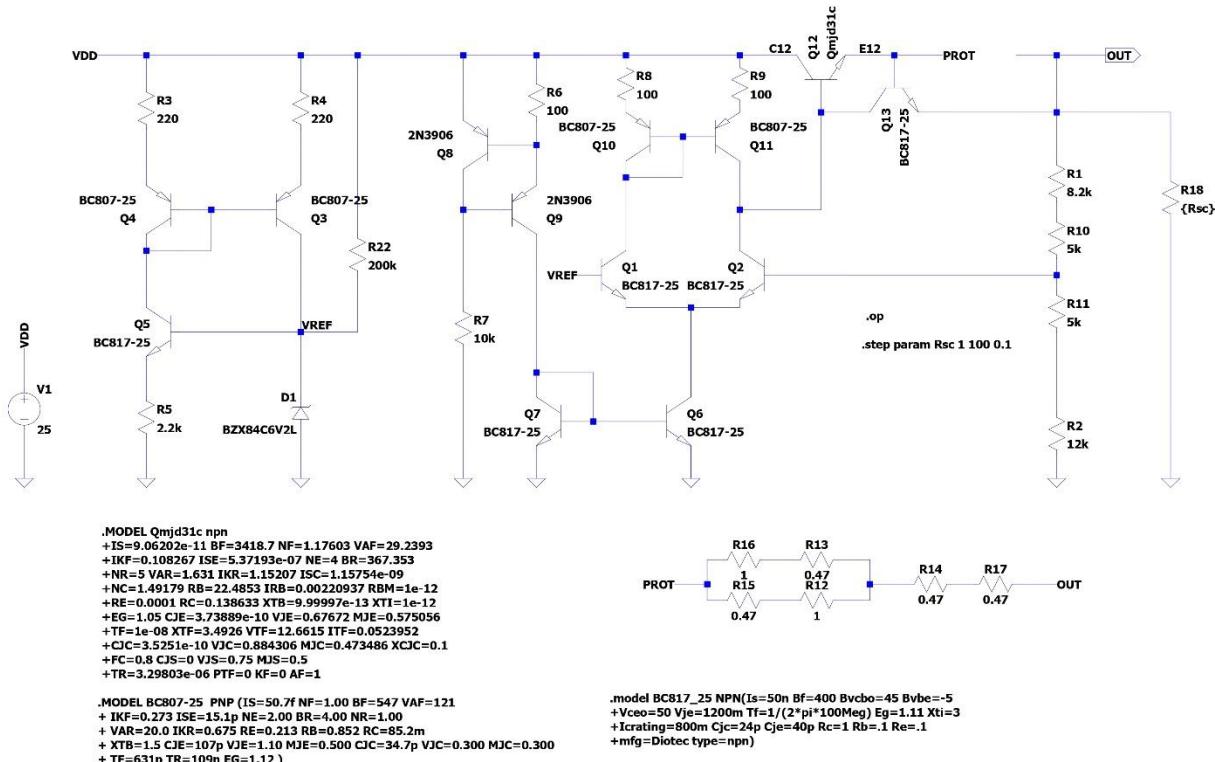


In imaginea de mai sus putem observa RRR ca functie a frecventei, cu mentiunea ca cea mai buna rejectie a riplului are loc pentru frecventa mici din gama audio. In aceasta gama de frecventa se incadreaza si frecventa

CA de la priza: 50/60Hz. RRR stabilizatorului poate sa fie crescut pe o gama mai larga de frecvențe prin adaugarea unor condensatoare externe circuitului la intrare si iesire.

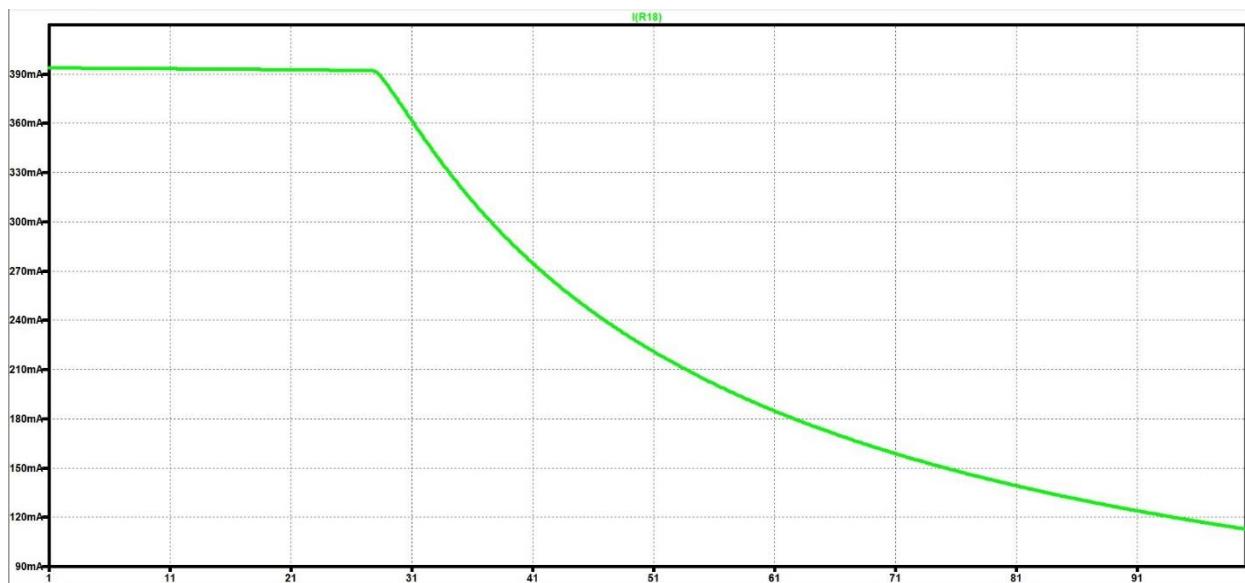
Protectia la supra-curent

Pentru a creste gradul de fiabilitate al circuitului vom introduce o protectie la scurtcircuit care sa limiteze puterea disipata in circuit cand bornele de iesire sunt scurtcircuitate de o rezistenta foarte mica.



--- C:\Users\Virgil\Desktop\SC_FAILURE.asc ---

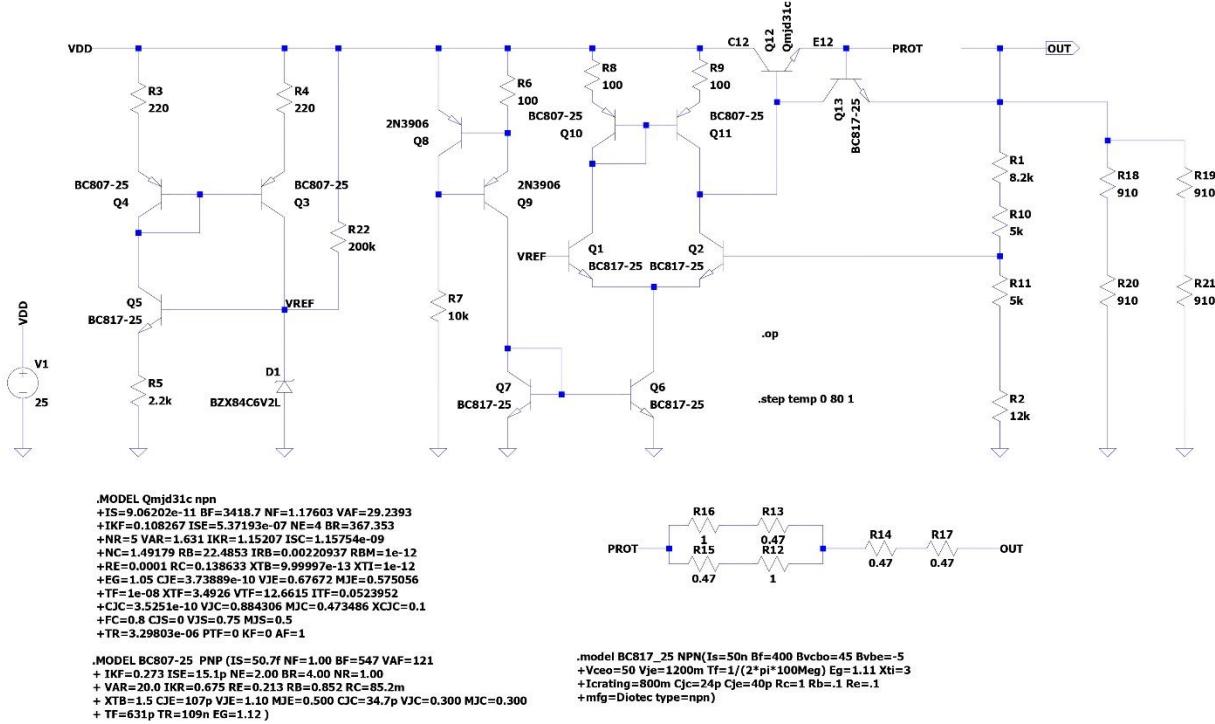
Schema utilizata pentru simulare, impreuna cu modelele pentru tranzistori si directivele de simulare



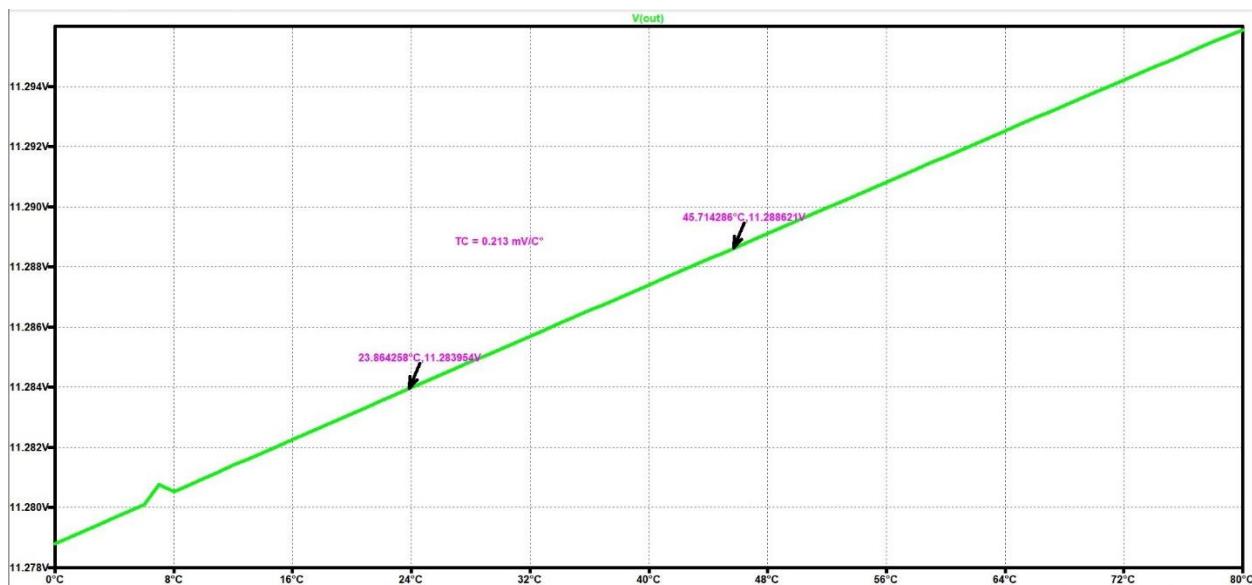
In imaginea de mai sus se prezinta evolutia curentului de iesire in functie de valoarea rezistentei de sarcina. Se observa clar plafonul generat de circuitul de protectie care comuta curentul prin sarcina la o valoare constanta cand acesta atinge o cota maxima.

Deriva termica

Toate componentele ce formeaza acest circuit au asociate diferiti coeficienti termici. Pentru rezistoare coeficientul termic este destul de mic (100-150ppm), iar TC-urile asociate tranzistoarelor si diodelor vor domina variația tensiunii de ieșire cu temperatura.



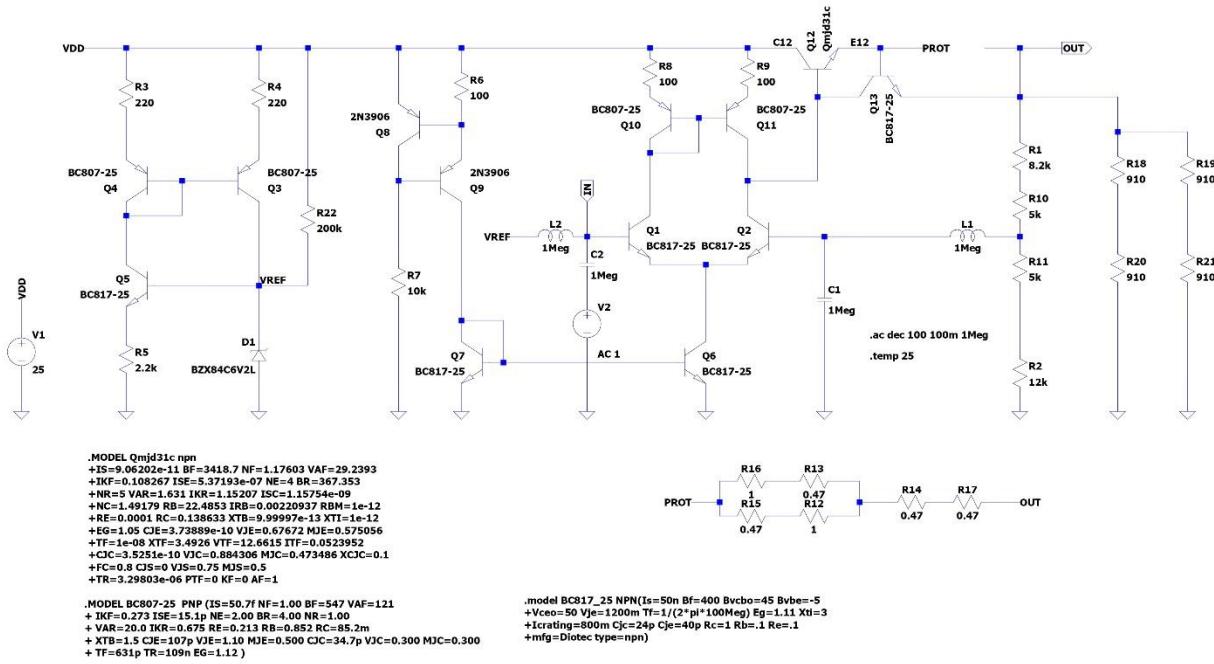
Schema utilizata pentru simulare, impreuna cu modelele pentru tranzistori si directivele de simulare



In figura de mai sus se poate observa deriva tensiunii de iesire cu temperatura ambientala. Am selectat doua puncte de pe aceasta caracteristica $V_{out}(T)$, astfel ca panta acestei drepte reprezinta valoarea coeficientului termic al tensiunii de iesire: $\text{slope} = dV_{out}/dT = 0.213\text{mV/C}$. Coeficientul termic al tensiunii de iesire este sub 2mV/C , deci se respecta cerintele proiectare.

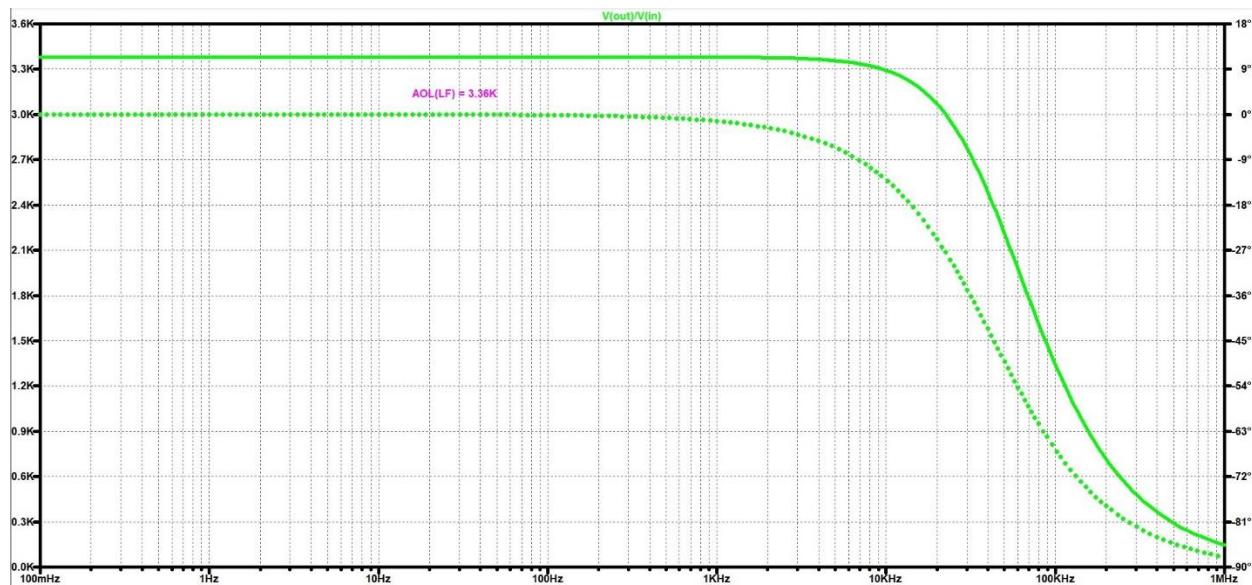
Amplificarea in Bucla Deschisa

Buna functionare a oricarui stabilizator de tensiune depinde de magnitudinea amplificarii in bucla deschisa a acestuia. Parametrii de rejectie ai riplului, de adaptare la sarcina variabila si altii depend direct de amplificarea in bucla deschisa AOL.



--- C:\Users\Virgil\Desktop\OPEN_LOOP.asc ---

Schema utilizata pentru simulare, impreuna cu modelele pentru tranzistori si directivele de simulare



In figura de mai sus putem observa ca pentru frecvente joase si medii amplificarea in bucla deschisa are o valoare destul de mare, aproximativ 3360.

Amplificarea in bucla deschisa se poate determina si mai precis, daca consideram si impedanta echivalenta care incarca terminalul inversor al amplificatorului de eroare.

4. CONCLUZII

a. Comparatie intre parametrii de proiectare si cei obtinuti

Parametru	Cerinta de proiectare	Rezultate reale
Gama tensiuni de iesire	9V – 14.4V	8.75V – 14.75V
Sarcina minima de iesire	900 ohm	910 ohm
Deriva termica	< 2 mV/C	0.213 mV/C
Amplificarea minima in bucla deschisa	100	3360 @ 1Khz
Tensiunea de alimentare	N/A	25V
Rejectia riplului	N/A	940 @ 100Hz
Curent maxim de iesire	0.4A	0.39A @ Ta = 25C

b. Revizii finale pentru buna functionare a circuitului

Intre momentul realizarii PCB-ului aferent acestui proiect si predarea documentatiiei finale am identificat niste neajunsuri ale circuitului si le-am remediat. Astfel, urmatoarele schimbari trebuie facute pe placuta:

- Alegem Rf1 = 8.2K
- Alegem Rf2 = 12k
- Adaugam o rezistenta mare (200k) pentru startupul referintei de tensiune auto-polarizata

Observatie: simularile si schemele din Orcad Capture au fost realizate anterior schimbarilor mentionate mai sus, deci pot exista anumite diferente minore.

5. BIBLIOGRAFIE

- <https://www.infineon.com/dgdl/smdpack.pdf?fileId=db3a304330f6860601311905ea1d4599>
- <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND8215-D.PDF>
- https://www.rohm.com/electronics-basics/transistors/tr_what7
- https://www.ti.com/lit/an/sloa020a/sloa020a.pdf?ts=1705283216769&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- <https://www.ti.com/lit/an/slyt202/slyt202.pdf>
- <https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:1073421/FULLTEXT01.pdf>