

## Cuprins

1. Tema proiectului. ....	2
1.1. Aspecte specifice. ....	2
2. Prezentarea principiului de funcționare. ....	3
3. Schema OrCAD (fără protecție la scurtcircuit). ....	3
3.1. Elemente de proiectare. ....	4
3.2. Performanțe. Aspecte teoretice. ....	6
3.3. Coeficientul de stabilizare (simulare PSpice). ....	7
4. Schema OrCAD cu protecție la scurtcircuit. ....	9
4.1. Principiul de funcționare al circuitului de protecție. ....	10
4.2. Studiul coeficientului de stabilizare. ....	11
5. Grafice rezistențe de ieșire. Comparații. ....	13
5.1. Analiza tensiunii stabilizate funcție de curentul prin sarcină. ....	14
6. Grafice simulare scurtcircuit pe ieșire. Comparații. ....	15
7. Conectarea pe intrarea stabilizatorului a unui redresor monoalternanță. Analiză de timp. ....	16
8. Concluzii. ....	18
9. Lista de componente. ....	18
10. Bibliografie. ....	18

### 1. Tema proiectului.

Proiectarea și simularea (OrCAD) unui stabilizator de tensiune cu parametrii  $V_{in} = 10 - 15V$  (amplitudinea variabilă a semnalului de intrare);  $V_{out}$  (amplitudinea stabilizată a semnalului de ieșire) = 10V;  $P_s = 3W$  (puterea pe rezistența de sarcină); Precizie = 5%.

#### 1.1. Aspecte specifice.

Din cerințele temei de proiect se observă că avem constrângerea  $v_{I,min} \approx v_O$ . Din acest considerent:

- s-a evitat implementarea unei scheme cu element de reglare paralel (datorită căderii de tensiune pe rezistența de balast).
- nu s-a adoptat soluția cu element regulator serie de tip NPN (pe borna + a ieșirii), evitându-se astfel căderea de tensiune BE (care la tranzistoarele de medie putere poate fi  $0.75V \div 0.9V$ ).

Întrucât nu putem avea o cădere nulă de tensiune pe stabilizator (ceea ce ar presupune un randament de 100% al acestuia), pentru domeniul  $v_{I,min}$  s-a urmărit încadrarea în precizia de 5% admisă de tema de proiect. Prin urmare se propune schema de stabilizator de tensiune prezentată la pg. 2 [fig.1](#). cu regulator serie de tip PNP.

Ca o primă observație importantă trebuie remarcat că în zona  $v_{I,min}$  regulatorul serie PNP va funcționa în regim de saturație unde ne așteptăm la căderi  $v_{CE1}$  de  $0.2 \div 0.3V$ , deci aparent ne putem încadra în precizia de 5% [ $9.5 \div 10.5$ ]V.

## 2. Prezentarea principiului de funcționare.

Schema OrCAD este prezentată la pg.2 [fig.1](#): Stabilizator liniar cu reacție de tip amplificator de eroare, cu regulator serie.

Tranzistorul Q1 are rol de element regulator serie. Amplificatorul de eroare (de tip transconductanță) este bazat pe tranzistoarele Q3 și Q2. De remarcat că în amplificatorul de eroare s-au folosit 2 tranzistoare NPN astfel încât faza reacției să compenseze efectele "perturbației" (variația  $v_I$  respectiv  $i_O$ ) asupra tensiunii de ieșire  $v_O$ .

Dioda Zener lucrează în zona de străpungere astfel încât  $v_Z$  are o valoare aproximativ constantă, egală cu tensiunea nominală de străpungere a diodei  $V_Z$  (parametru de catalog).  $R_Z$  are rol de polarizare a diodei Zener. Se va alege  $i[R_Z] \gg i_{C2}$  astfel încât  $i[R_Z] \approx i_Z$ . Astfel variațiile curentului  $i_{C2}$  nu vor afecta semnificativ  $v_Z$ .

Cu ajutorul semireglabilului P se va fixa tensiunea la ieșirea stabilizatorului. Pentru a ataca în tensiune intrarea reacției ( $v_{B3}$ ), curentul prin divizorul rezistiv ( $i_D$ ) trebuie să fie  $\gg i_{B3}$ .

Funcționarea schemei: pentru tensiunea  $V_O = 10V$  fixată din semireglabilul P, tranzistorul regulator serie Q1 anulează tendințele de variație ale tensiunii  $v_O$  atunci când  $v_I$  sau  $i_O$  variază. Cum  $v_I = v_{CE1} + v_O$ , avem:

- când  $v_I$  crește sau  $i_O$  scade tendința va fi ca  $v_O$  să crească. Aceasta implică succesiv:  $v_{B3} \nearrow \Rightarrow v_{BE3} \nearrow \Rightarrow i_{C3} \nearrow \Rightarrow i_{B2} \searrow \Rightarrow i_{C2} \searrow \Rightarrow i_{B1} \searrow \Rightarrow v_{CE1} \nearrow \Rightarrow v_O \rightarrow$ . Se observă că regulatorul serie preia tendința de creștere  $v_O$ .

- când  $v_I$  scade sau  $i_O$  crește tendința va fi ca  $v_O$  să scadă, cu următoarele consecințe:  $v_{B3} \searrow \Rightarrow v_{BE3} \searrow \Rightarrow i_{C3} \searrow \Rightarrow i_{B2} \nearrow \Rightarrow i_{C2} \nearrow \Rightarrow i_{B1} \nearrow \Rightarrow v_{CE1} \searrow \Rightarrow v_O \rightarrow$ . Se observă din nou că regulatorul serie compensează tendința de scădere  $v_O$  pe sarcină.

## 3. Schema OrCAD (fără protecție la scurtcircuit).

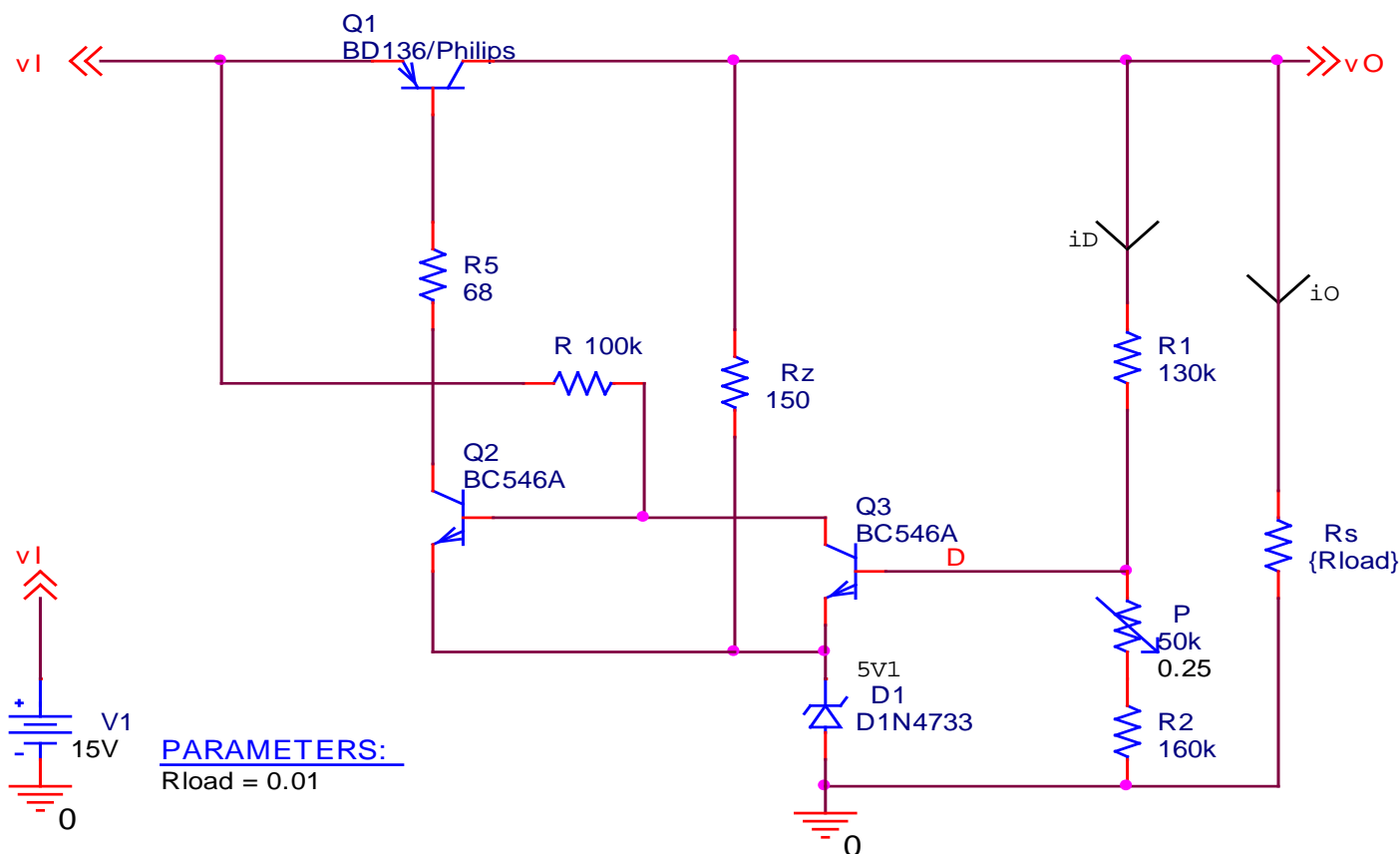


fig.1. Stabilizator liniar cu reacție de tip amplif. de eroare, cu regulator serie, cu protecție la scurtcircuit.  $v_I = [15 \div 10]V$ ,  $v_O = 10V$ ,  $P = 3W$ , precizie 5%.

### 3.1. Elemente de proiectare.

Din datele de proiect rezultă:

$$i_{O,max} = \frac{P}{v_O} = \frac{3}{10} \Rightarrow i_{O,max} = 300mA.$$

$$v_O = V_O \pm 5\% \Rightarrow v_O = [9.5 \div 10.5]V.$$

Puterea maximă sustenabilă pe regulatorul Q1 este:

$$P_{Q1,max} = v_{CE1,max} i_{C1,max} = (v_{I,max} - v_{O,min}) i_{O,max} = (15 - 9.5)0.3 = 1.65W.$$

Se alege ca regulator serie tranzistorul Q1 pnp BD136, cu puterea maximă admisă  $P_{max} = 12.5W$  și  $I_{C1,max} = 1.5A$ . Nu vom impune montarea acestuia pe radiator (admițându-se că va exista o ventilare naturală).

Adăugăm următoarele date:  $\beta_1=50$ ,  $V_{BE1}=0.8V$ ,  $\beta_2=200$ ,  $\beta_3=50$  (va lucra cu  $V_{CE3} \approx 0.65V$  respectiv  $i_{C3}$  de ordinul  $\mu A$ ),  $v_{BE2} = v_{BE3} = 0.65V$ ,  $R_5 = 68\Omega$  (stabilizează funcționarea în temperatură).

Determinarea rezistenței R:  $i_R$  va fi partajat de  $i_{B2}$  și  $i_{C2}$ , curenți prin care se asigură mecanismul de reacție pentru stabilizarea tensiunii  $v_O$ .

$$R = \frac{v_{i,min} - v_{BE2} - V_Z}{i_{B2}}$$

$$\text{și trebuie să impunem } i_{B2} = \frac{i_{O,max}}{\beta_1 \beta_2}, \Rightarrow R = \frac{v_{i,min} - v_{BE2} - V_Z}{i_{O,max}} \beta_1 \beta_2 = \frac{10 - 0.65 - 5.1}{0.3} \cdot 50 \cdot 200 \approx 140k\Omega$$

Alegem  $R=100k\Omega/250mW$ , valoare standardizată.

Valoarea  $R_Z$  a rezistenței de polarizare a diodei Zener: condiția este ca  $I_Z \gg i_{C2}$  pentru ca dioda Zener să rămână în zona de stabilizare.  $\Rightarrow I_Z \gg \frac{i_{O,max}}{\beta_1} = \frac{5 \cdot i_{O,max}}{\beta_1}$

$$\text{Rezultă: } R_Z = \frac{v_O - V_Z}{5 \cdot i_{O,max}} \beta_1 = \frac{10 - 5.1}{5 \cdot 0.3} \cdot 50 = 163\Omega.$$

Se alege valoarea standardizată  $R_Z=150\Omega/250mW$ .

Calculul divizorului rezistiv  $R_1, P, R_2$ : Pentru a obține tensiunea de la intrarea reacției transconductanță, condiția este:  $i_D \gg i_{B3} \Rightarrow i_D = 50 \cdot i_{B3} = \frac{50 \cdot i_{O,max}}{\beta_1 \beta_2 \beta_3} \Rightarrow$

$$R_1 + P + R_2 = \frac{v_O}{50 \cdot i_{O,max}} \beta_1 \beta_2 \beta_3 = \frac{10}{50 \cdot 0.3} \cdot 50 \cdot 200 \cdot 50 \approx 333k\Omega.$$

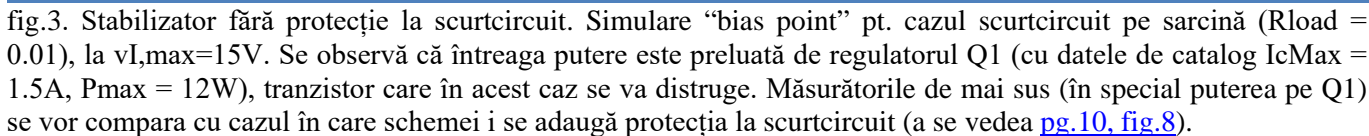
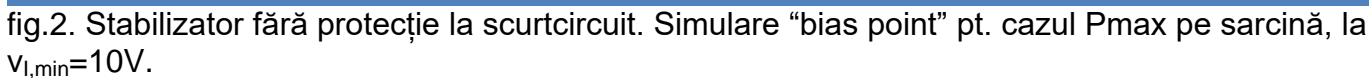
$$\text{Din schemă rezultă: } v_D = V_Z + v_{BE3} = \frac{R_2 + P}{R_1 + R_2 + P} v_O$$

Ca observație, din relația de mai sus rezultă că în condiții normale de funcționare (regulatorul Q1 în RAN), tensiunea de ieșire  $v_O$  depinde exclusiv de  $V_Z + v_{BE3} = \text{constant}$  și de raportul  $(R_1 + R_2 + P)/(R_2 + P)$ . Prin urmare putem alege convenabil valorile pe divizorul rezistiv impunând  $v_O = 10V$  și evident menținând condiția  $i_D \gg i_{B3}$ :

$$\Rightarrow R_2 + P = \frac{(V_Z + v_{BE3})(R_1 + R_2 + P)}{v_O} = \frac{(5.1 + 0.65) \cdot 333k}{10} \Rightarrow R_2 + P \approx 192k\Omega$$

$$\text{Ți } R_1 = R_1 + P + R_2 - P - R_2 \approx 142k\Omega. \text{ Alegem valoarea standard } R_1=130k\Omega/0.25W.$$

De asemenea pentru  $R_2 + P \approx 192k\Omega$  vom avea valorile standard:  $R_2=160k\Omega/0.25W$  și respectiv semireglabilul  $P=50k\Omega/0.25W$ .



### 3.2. Performanțe. Aspecte teoretice.

Pentru a evalua performanțele stabilizatorului de tensiune, facem o scurtă prezentare a acestora.

Tensiunea de ieșire  $v_O$  depinde de tensiunea de intrare  $v_I$ , curentul  $i_O$  consumat de sarcina  $R_S$  și de temperatura de funcționare. Vom studia prin simulare PSpice influența  $v_I$  și  $i_O$  asupra  $v_O$ , deci vom studia funcția  $v_O = v_O(v_I, i_O)$ . Această funcție se poate diferenția și se obține:

$$dv_O = \frac{\partial v_O}{\partial v_I} dv_I + \frac{\partial v_O}{\partial i_O} di_O$$

În practică, pentru variații  $v_I$  și  $i_O$  în domeniul de funcționare normal al stabilizatorului, se poate scrie:

$$\Delta v_O = \frac{1}{S} \Delta v_I - R_o \Delta i_O, \text{ unde:}$$

$$S \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\Delta v_I}{\Delta v_O} | \Delta i_O = 0 \text{ este coeficientul de stabilizare.}$$

$$R_o \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\Delta v_O}{-\Delta i_O} | \Delta v_I = 0 \text{ este rezistența de ieșire.}$$

Se poate defini și un coeficient de stabilizare în sarcină pentru un  $R_L$  de valoare finită. Astfel, în schema echivalentă de semnal mic a stabilizatorului de tensiune, curentul de ieșire  $i_O$  va fi nenul și va depinde de  $R_L$ . Conform fig.4 de mai jos se obține:

$$v_O = \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{v_I}{S}$$

Notând factorul de stabilizare în sarcină cu  $K$ , rezultă:

$$K \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_I}{v_O} | R_L = \text{finit} = \left(1 + \frac{R_o}{R_L}\right) \cdot S.$$

Se observă că pentru  $R_L \rightarrow \infty$ , se obține  $K = S$ . Un stabilizator de tensiune performant are rezistența de ieșire  $R_o$  foarte mică, astfel încât  $R_o \ll R_L$ , caz în care  $K \approx S$ .

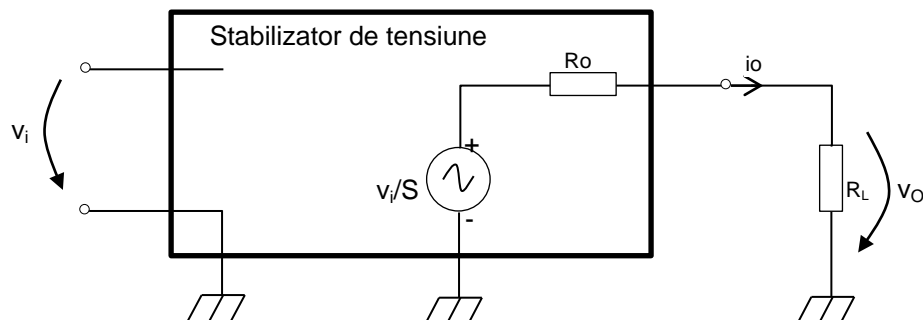


fig.4

În continuare vom face un studiu PSpice al parametrilor de performanță  $S$  și  $R_o$ , respectiv variația acestora în domeniul temei de proiect:  $v_I = [10 \div 15]V$ , respectiv  $P_o = [1 \div 3]W$  ce corespunde unui curent de ieșire  $i_O = [0.1 \div 0.3]A$ .

Pentru studiul  $S$  și  $R_o$  se va folosi funcția PSpice  $D(x)$  – (numerical) derivative.

### 3.3. Coeficientul de stabilizare (simulare PSpice).

Pentru schema din [fig.1](#), variația coeficientului de stabilizare  $K$  (în sarcină) funcție de  $v_I$  este prezentată la pg. 7, [fig.5](#), împreună cu alte elemente relevante (tensiunea și puterea pe sarcină).

Observație: se poate pune întrebarea de ce factorul de stabilizare  $K$  nu este constant, întrebare de altfel plauzibilă și pentru cazul rezistențelor de ieșire  $R_o$  (tratate în paragraful 5). Explicația este aceea că în graficele următoare nu se fac analize de semnal mic. Așa cum se precizează mai sus, pentru  $K$  avem variații  $v_I$  pe intrare de 5V, respectiv pentru  $R_o$  avem o variație de curent prin sarcină de cca. 200mA. Practic stabilizatorul (prin analize de tip DC-sweep) este tranzitat prin puncte statice de funcționare succesive unde sunt calculate derivatele numerice pentru aproximarea  $K$  respectiv  $R_o$ . Analiza se face în întreg domeniul solicitat de tema de proiect.

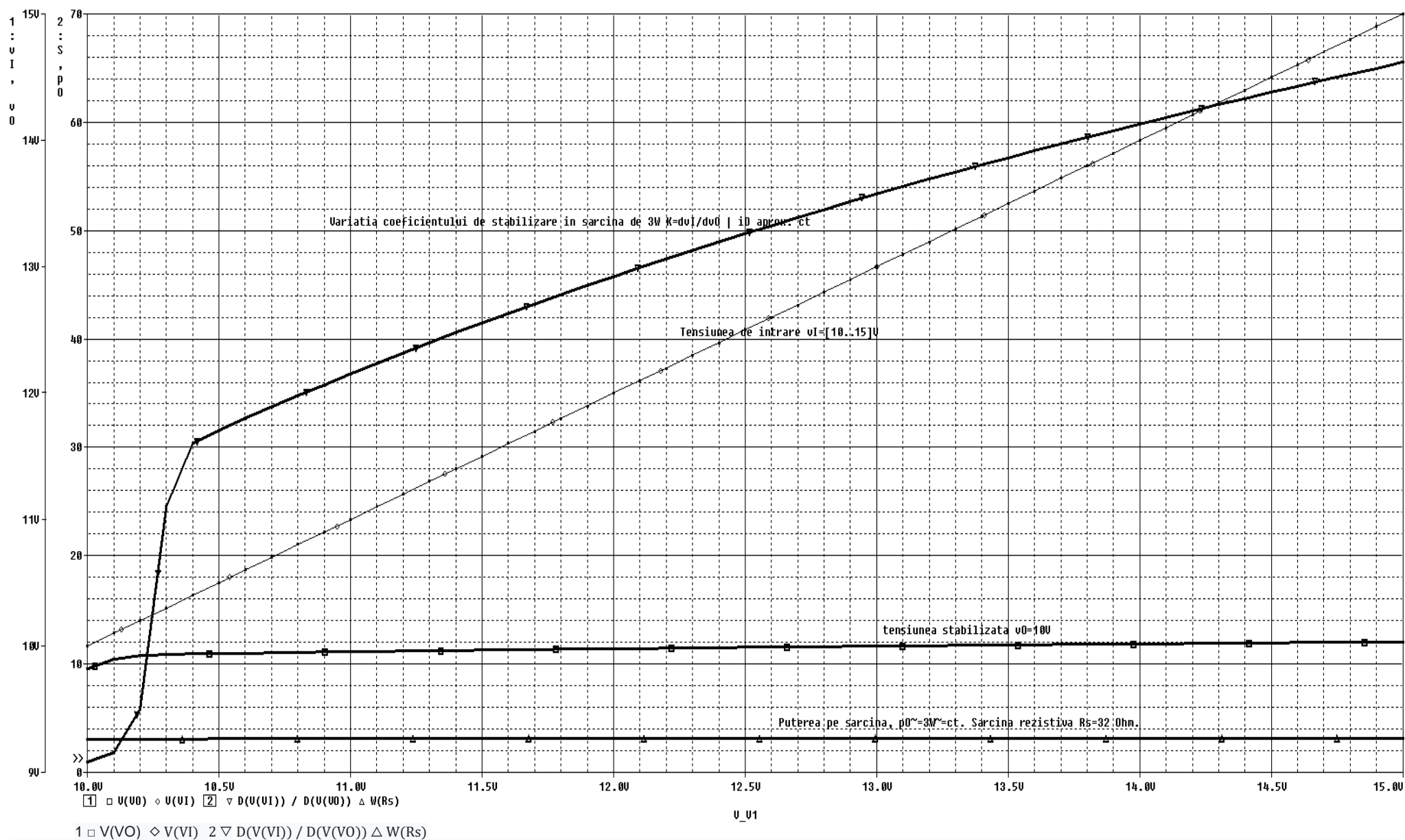


Fig.5.: Analiza sweep\_  $V_I$  stabilizator fără protecție la scurtcircuit. Se observă variația coeficientului de stabilizare (în sarcină)  $K$ , plecând de la 5@ $V_{I,min}$ , peste 45@ $V_I=12V$ , ajungând la cca.67@ $V_{I,max}$ . Valorile mediocre ale lui  $K$  în zona  $V_{I,min}$  sunt consecința faptului că regulatorul Q1 este adus în regim de saturație în această zonă.. Se va compara cu graficul similar de la stabilizator cu circuit de protecție la scurtcircuit (pag.11, [fig. 9](#)).

#### 4. Schema OrCad cu protecție la scurtcircuit.

Aceasta este prezentată în [fig. 6](#) de mai jos și, după cum se observă, prezintă anumite elemente distinctive:

a. "senzorul" de scurtcircuit (R6) este plasat înainte de regulatorul serie (uzual acesta este plasat după regulator). În acest mod, R6 (combinat și cu valoarea redusă a rezistenței acestuia) are o influență mai redusă asupra rezistenței de ieșire  $R_o$  a stabilizatorului.

b. căderea de tensiune pe R6 este "citită" de o combinație de tranzistoare în configurație Darlington.

c. circuitul de protecție nu mai atacă (direct) baza regulatorului serie (metoda uzuală), ci atacă intrarea amplificatorului de eroare, speculând amplificarea acestuia. S-a introdus R7 astfel încât traseul să nu fie compus din secțiuni exclusiv semiconductoare.

Combinația elementelor prezentate mai sus ne permite să micșorăm valoarea rezistenței R6 fără a compromite funcționalitatea montajului. O rezistență R6 de valoare cât mai mică are efect benefic asupra impedanței de ieșire  $R_o$  cât și (în cazul nostru particular) asupra coeficientului de stabilizare în zona  $V_{I,min}$ . Deși nu se exploatează întreg potențialul configurației Darlington (întrucât prin circuitul de protecție avem curenți de valoare foarte mică), totuși protecția se activează la o cădere de tensiune de cca. 0.4V pe R6. Dezavantajul schemei de protecție prezentate este că nu permite LED indicator de scurtcircuit (suprasarcină), curentul maxim  $i_{C5}$  fiind de cca. 19uA.

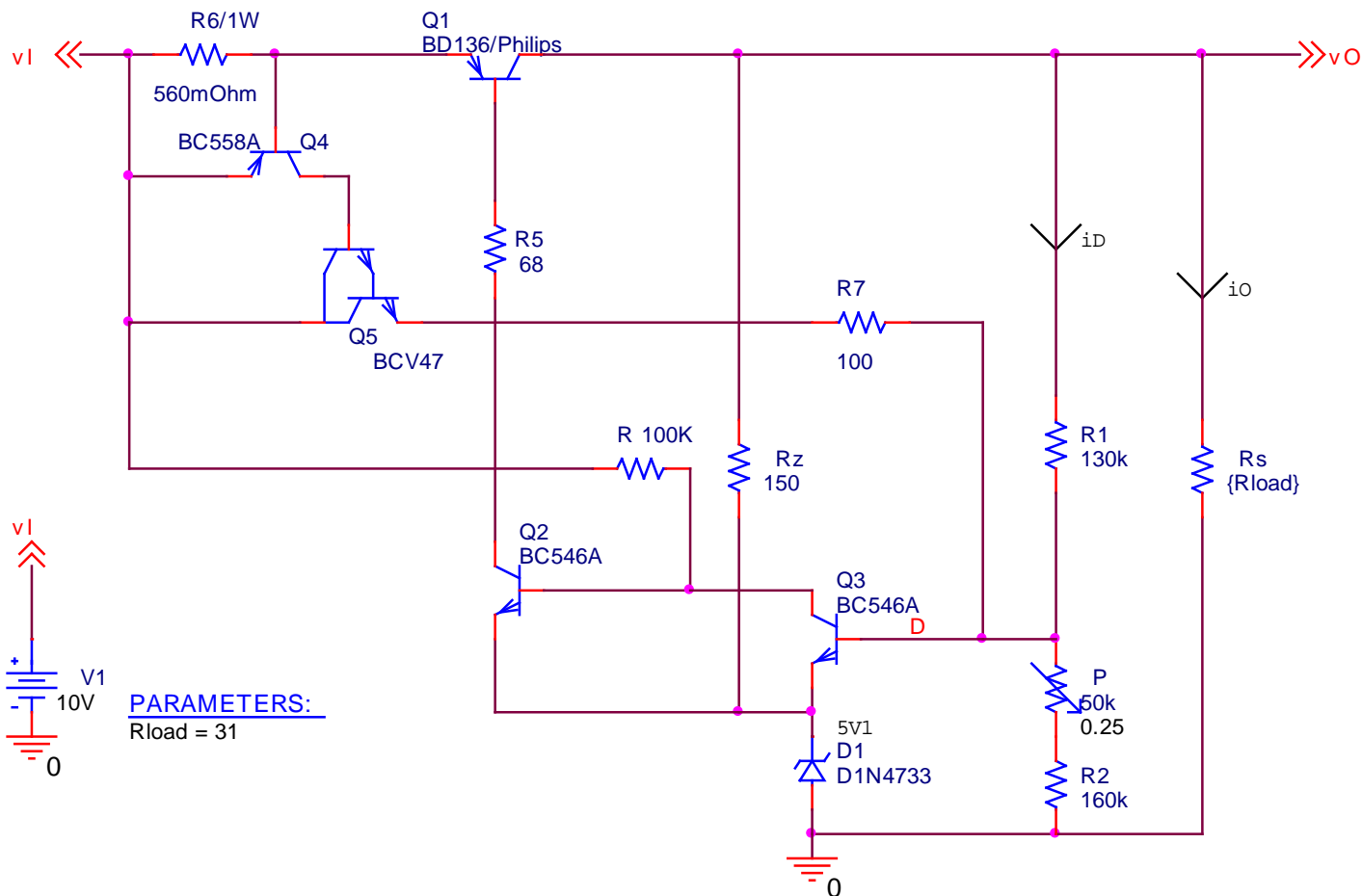


fig.6. Stabilizator linear cu reacție de tip amplif. de eroare, cu regulator serie, cu protecție la scurtcircuit.  $v_I=[15\div10]V$ ,  $v_O=10V$ ,  $P=3W$ , precizie 5%.



#### 4.1. Principiul de funcționare al circuitului de protecție.

La activare (atingerea unui curent  $i_{C1}$  de cca 650mA), circuitul de protecție ”trage în sus” potențialul  $v_{B3}$ , consecința finală fiind reducerea  $i_{B1}$  și respectiv limitarea  $i_{C1}$ . Reacția de amplificarea transconductanță este practic atacată în tensiune, curentul  $i_{C5,max}$  fiind de cca. 19uA (a se vedea [fig.8](#)).

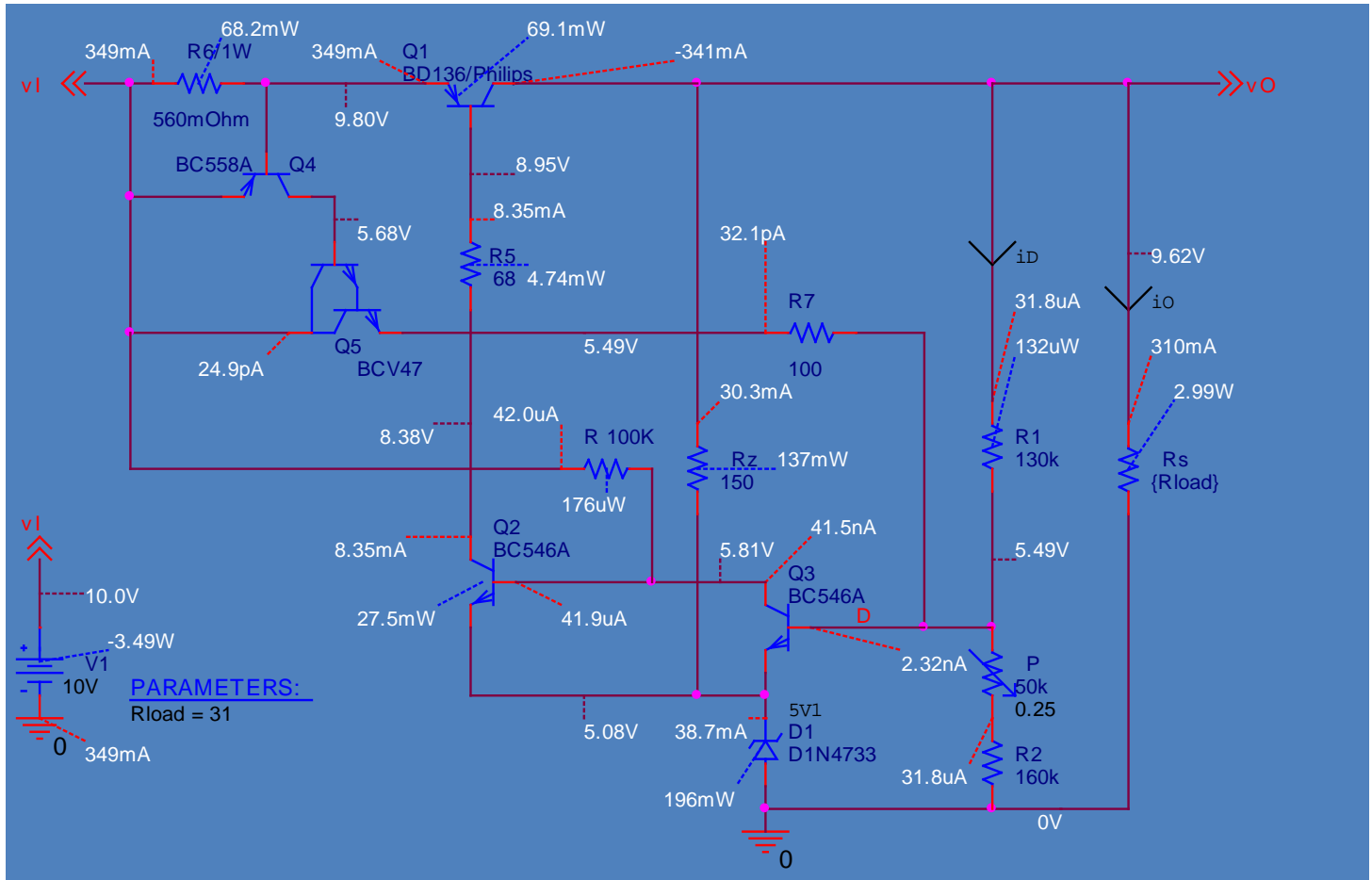
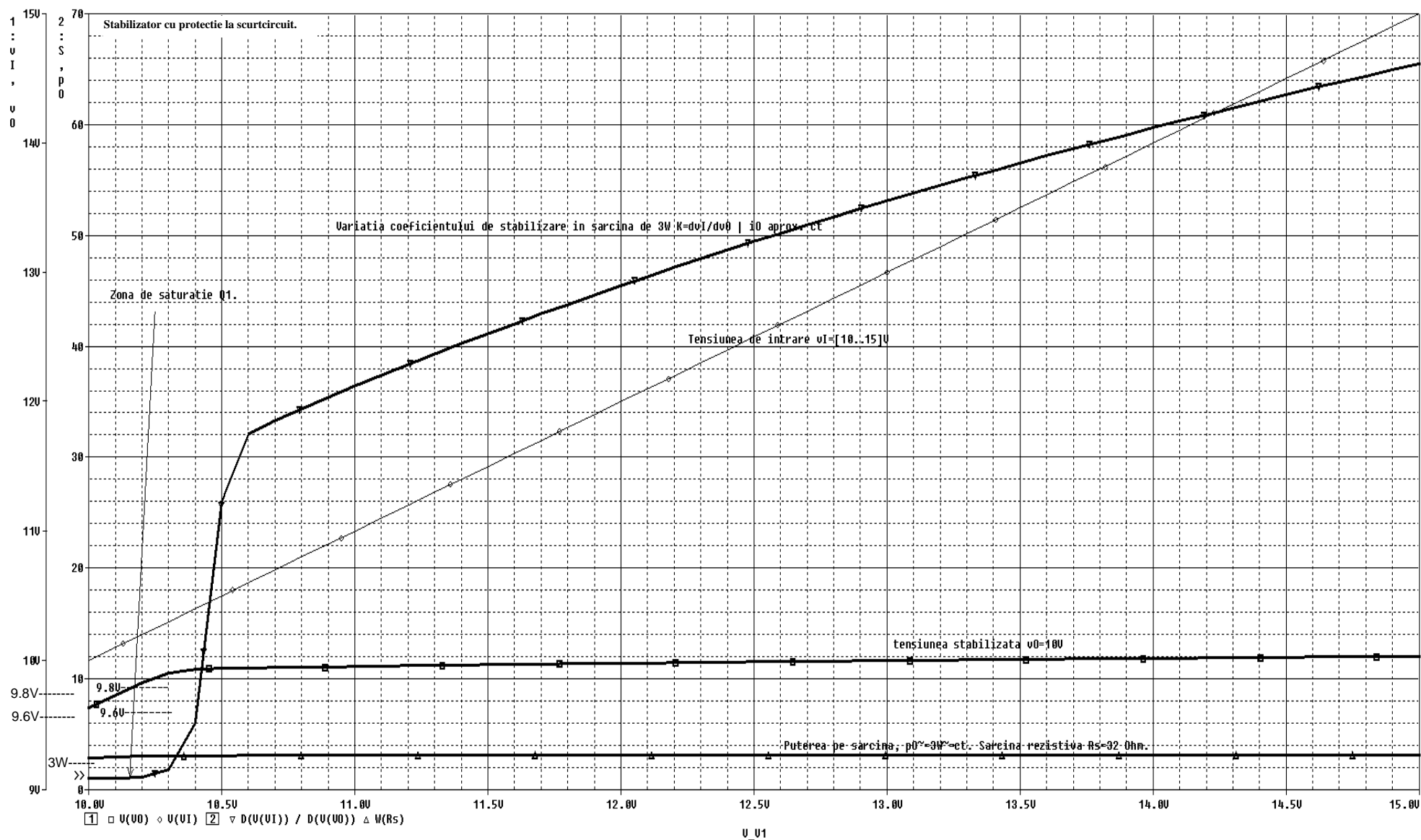


Fig.7. Stabilizator cu protecție la scurtcircuit. Simulare ”bias point” pt. cazul Pmax pe sarcină.

Comparativ cu schema fără protecție ([fig.2](#), pag.4) observăm o degradare cu 180mV (-1.84%) a tensiunii stabilizate, diferența regăsită pe rezistența de detecție scurtcircuit R6/1W. De asemenea remarcăm că pt.  $v_{I,min}=10V$ , Q3 este practic blocat, curentul partajabil  $i_R$  fiind preluat în totalitate pe  $i_{B2}$ .





1  $\square V(VO)$   $\diamond V(VI)$  2  $\nabla D(V(VI)) / D(V(VO))$   $\Delta W(R_S)$ . Pe grafic K este raportul  $D(V(VI)) / D(V(VO))$ .

Fig.9.: Analiza sweep  $v_i$  stabilizator cu circuit de protecție la sc. Se obs. degradarea pronunțată a coeficientului de stabilizare în sarcină (maximă). Avem  $K < 2$  în zona  $v_{I,min}$ , comparativ cu varianta fără circuit de protecție la sc (comparație cu graficul [fig.5](#), pag.7). Practic zona de saturatie Q1 se prelungește cu cca. 200mV, consecința influenței “senzorului” de sc R6. Cu alte cuvinte stabilizarea este relativ precară în zona  $v_{I,min}$  [10..10.3]V, acesta fiind (parțial) prețul plătit pt. a avea protecție la scurtcircuit. R6 accentuează influența zonei de saturatie a regulatorului Q1. În consecință deducem că “senzorul” R6 nu ar avea o influență semnificativă asupra lui K (coeficientului de stabilizare în sarcină) dacă stabilizatorul ar lucra cu  $v_0 < v_{I,min}$  (aspect reliefat si de creșterea semnificativă a lui K după zona  $v_i = 10.4V$ ). Pe de altă parte acest aspect (micșorarea zonei de saturatie Q1) justifică soluția de protecție la scurtcircuit (configurație Darlington cu atacarea circuitului de reacție), aleasă tocmai în ideea de a reduce cât mi mult valoarea “senzorului” de suprasarcină R6.

## 5. Grafice rezistențe de ieșire. Comparații.

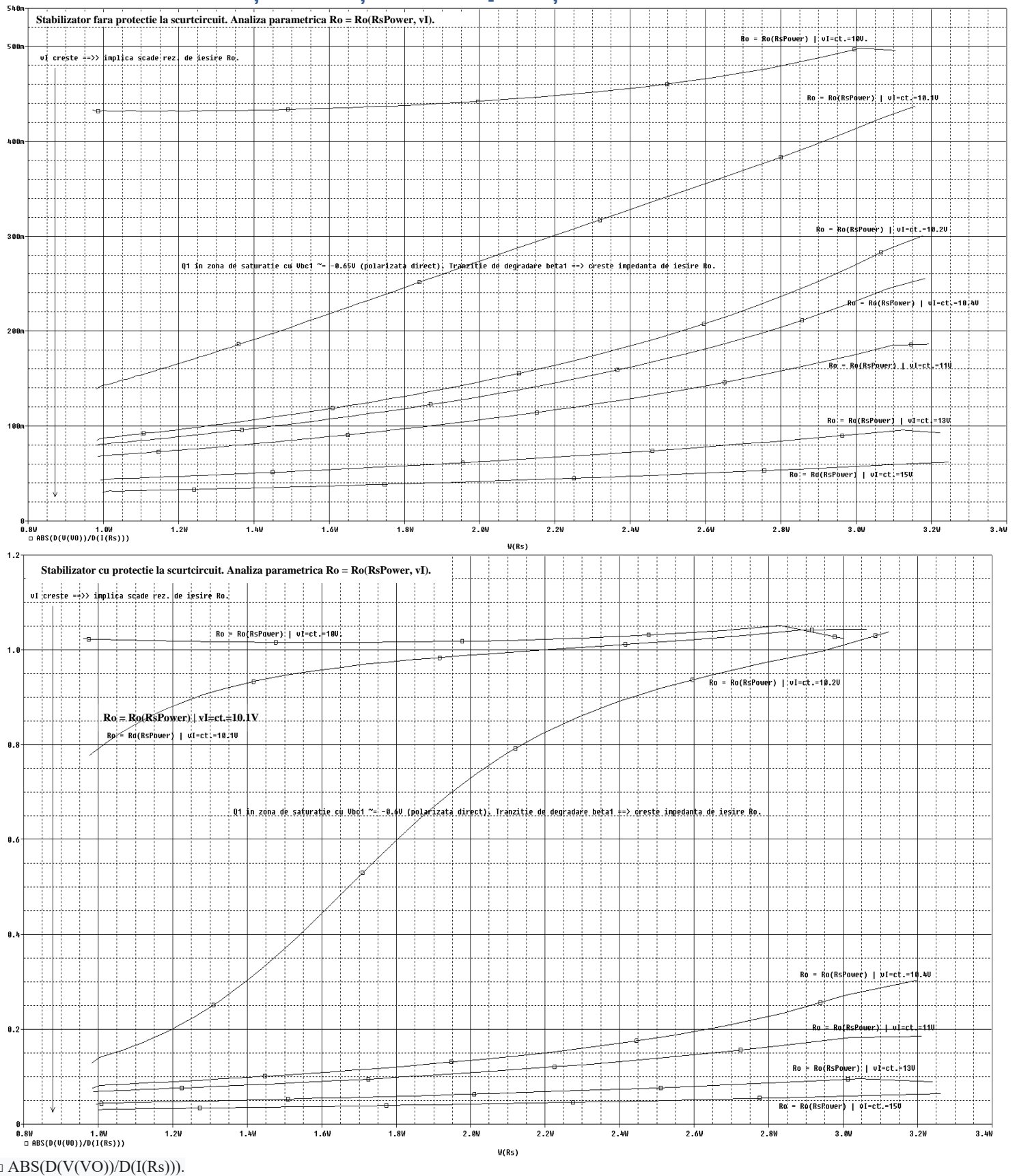
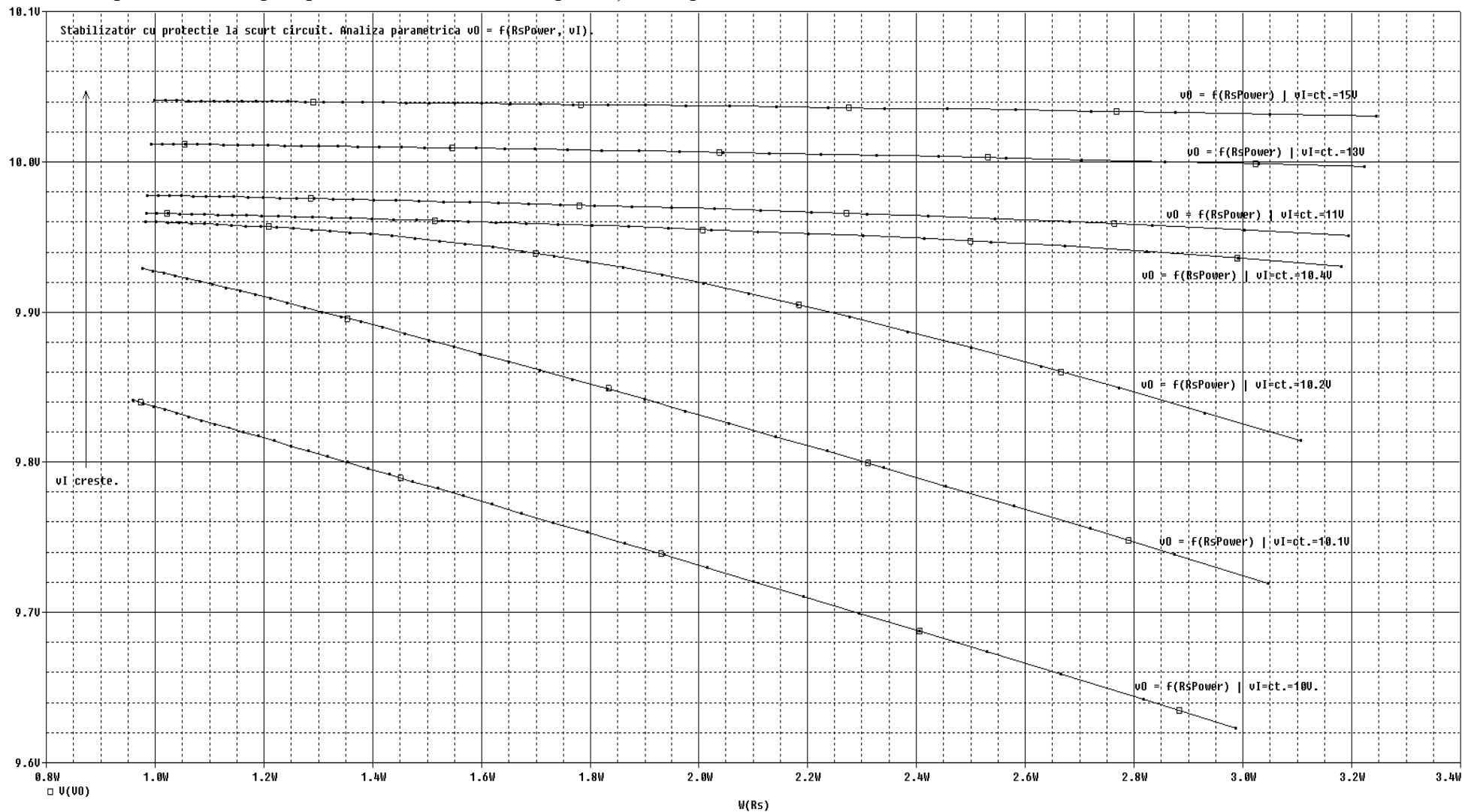


fig.10. Impedanțe de ieșire ( $R_o$ ) – comparație pt. stabilizator fără / cu circuit de protecție la scurtcircuit. Se observă degradarea rezistenței de ieșire  $R_o$  comparativ cu cazul fără protecție la sc pt. cazul Q1 în zona de saturatie (degradarea  $R_o$  este de la cca. 500mOhm la cca. 1.05 Ohm). Pt. cazul Q1 RAN degradarea  $R_o$  este mult mai redusă datorită configurației Q1 de bază comună cu ieșire din colector ("senzorul" de sc  $R_6$  fiind în emitor), cu valori cuprinse între 100mOhm ÷ 200mOhm. De asemenea observăm că pe măsură ce ne depărtăm de saturația Q1 (crește ecartul  $v_i - v_O$ , (deci crește  $v_{CE1}$ ),  $R_o$  scade și tinde să devină constantă în plaja de curent pe sarcină.

## 5.1. Analiza tensiunii stabilizate funcție de curentul prin sarcină.

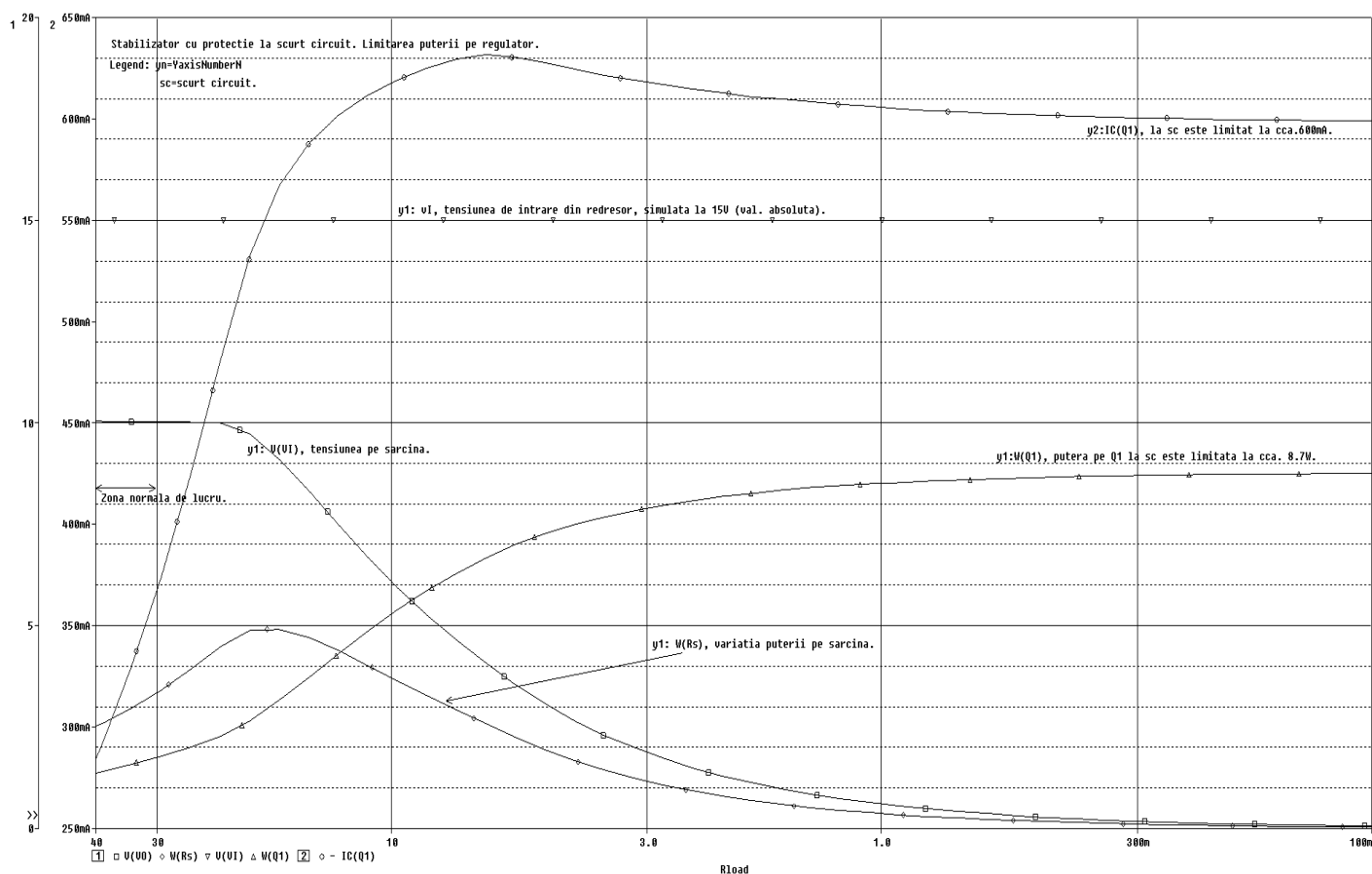
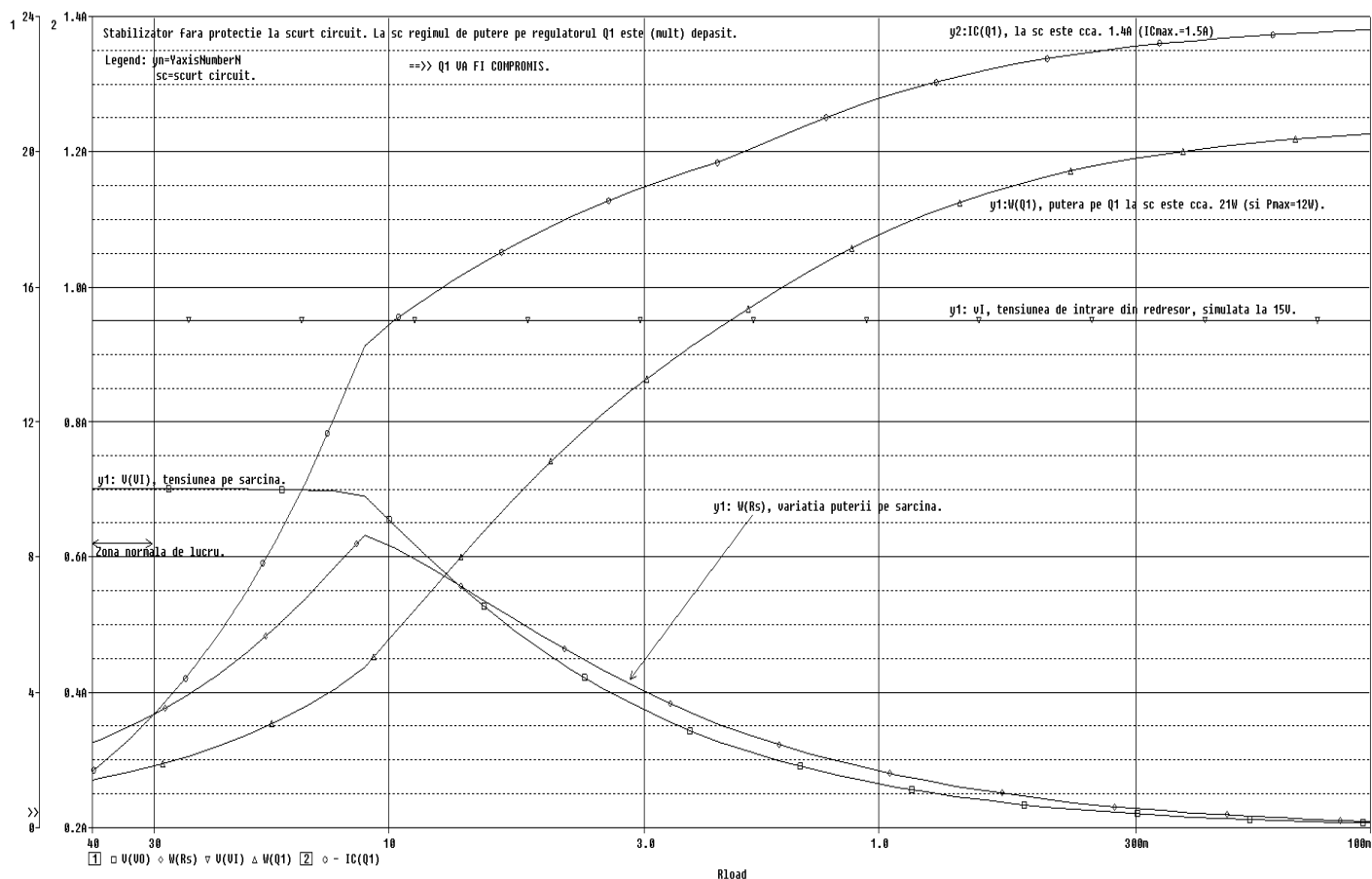
Aceasta este prezentată în fig.11 pentru cazul cu circuit de protecție la suprasarcină.



$\square V(V_O)$ .

fig. 11. Arată consecințele rezistenței de ieșire  $R_o$  asupra  $v_O$  și dependența  $R_o$  de  $v_I$ .  $R_o$  scade (se îmbunătățește) cu cât crește ecartul  $v_I - v_O$ , permițând astfel regulatorului Q1 să lucreze în regiunea activă normală (RAN). Observație: din grafic, variațiile tensiunii stabilizate  $v_O$  pot părea exagerate și aparent sursa nu ar stabili în sarcină. Cu toate acestea, dacă facem un calcul simplu, din grafic rezultă de ex. pt. cazul  $v_I = 10V \approx v_O$  (cazul cel mai defavorabil), că la o creștere a puterii pe sarcină cu 200% (de la 1W la 3W) avem o variație a tensiunii de ieșire  $v_O$  de -2.23% (variație datorată evident rezistenței de ieșire  $R_o$  a sursei de tensiune).

## 6. Grafice simulare scurtcircuit pe ieșire. Comparații.



1.  $\square V(VO)$   $\diamond W(Rs)$   $\nabla V(VI)$   $\triangle W(Q1)$  2.  $\circ -IC(Q1)$

fig.12. Analiză prin variația sarcinii până la scurtcircuit (sc) pe ieșirea sursei. Se compară comportamentul schemei în cele 2 cazuri: fără / respectiv cu protecție la sc. Explicațiile sunt precizate pe grafice.

## 7. Conectarea pe intrarea stabilizatorului a unui redresor monoalternanță. Analiză de timp.

Schema OrCAD este prezentată în fig.13. Redresorul monoalternanță este emulat cu o sursă sinusoidală de 50Hz, o diodă redresoare și un condensator de mare capacitate (întrucât lucrăm pe o sarcină de peste 0.3A).

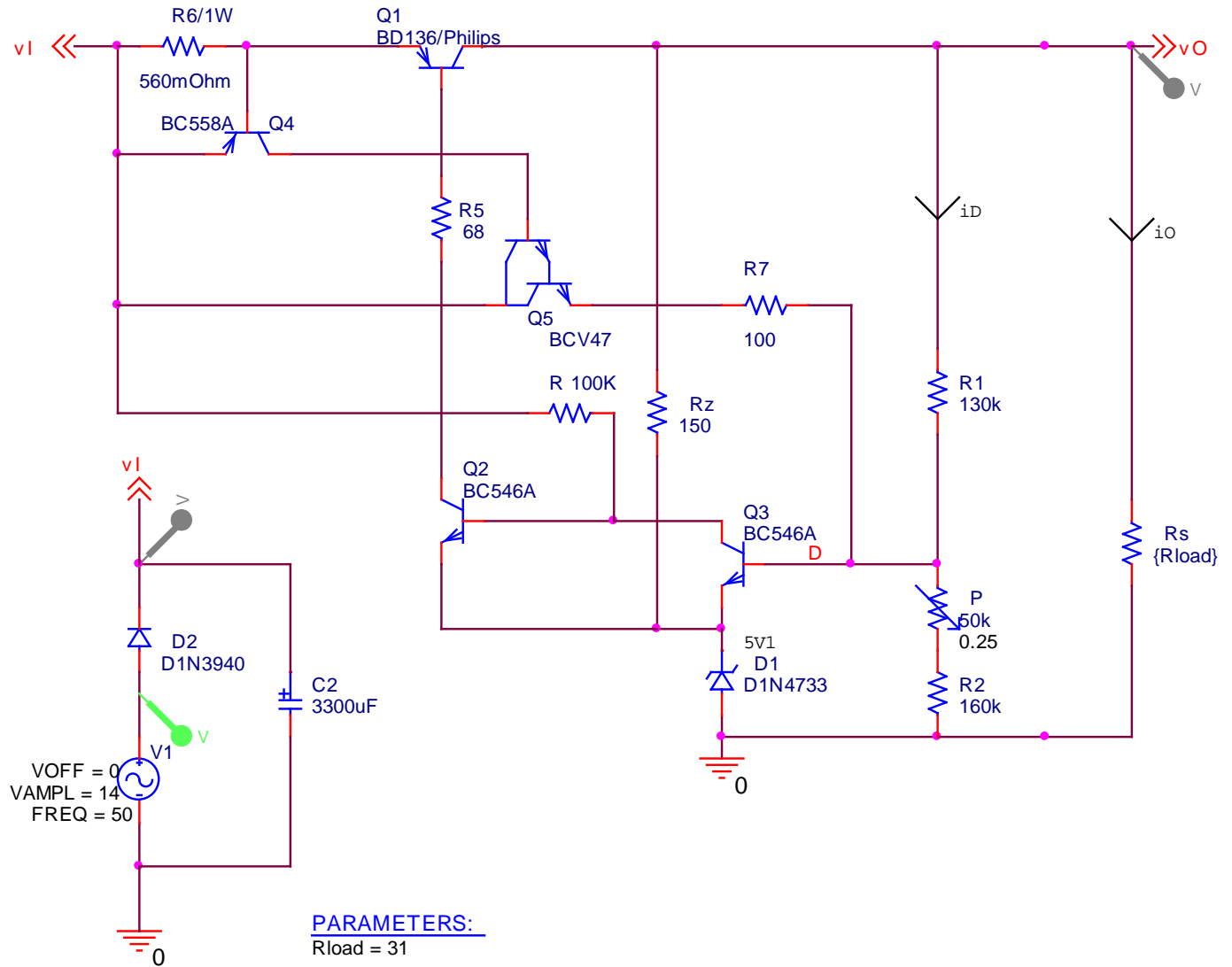


fig.13.

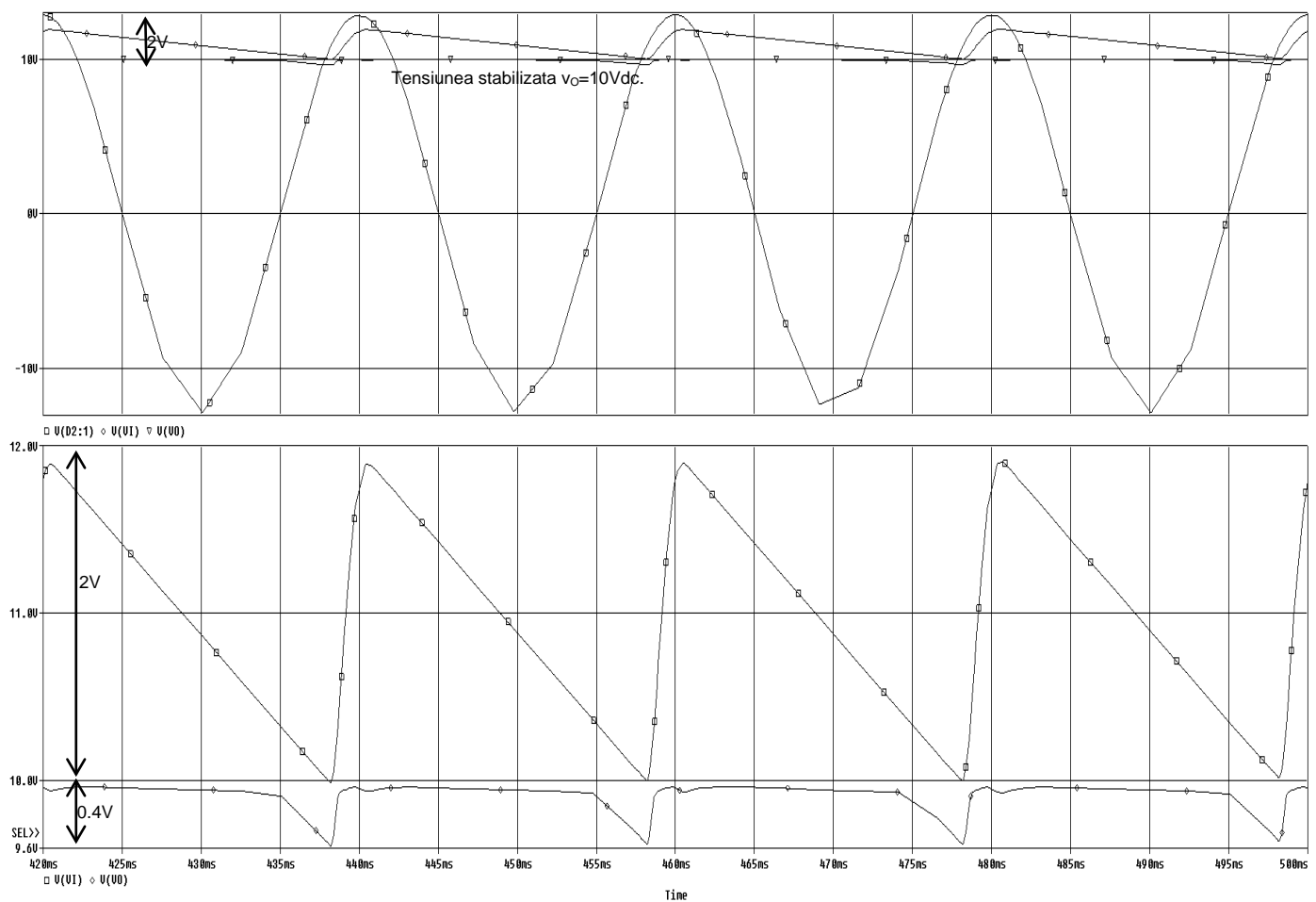


fig.14. Caz limită.  $V_{AMPL}=12.85V$ ,  $W(R_s)=3W$ . Tensiunea redresată variază între  $[11.9 \div 10]V$  atingând  $v_{I,min}$ . Se prezintă pentru a evidenția influența degradării coeficientului de stabilizare (în zona  $v_{I,min}$ ). Se observă că tensiunea stabilizată se menține peste 9.6Vdc. Corelat cu graficul K din [fig.9](#), pg.11.

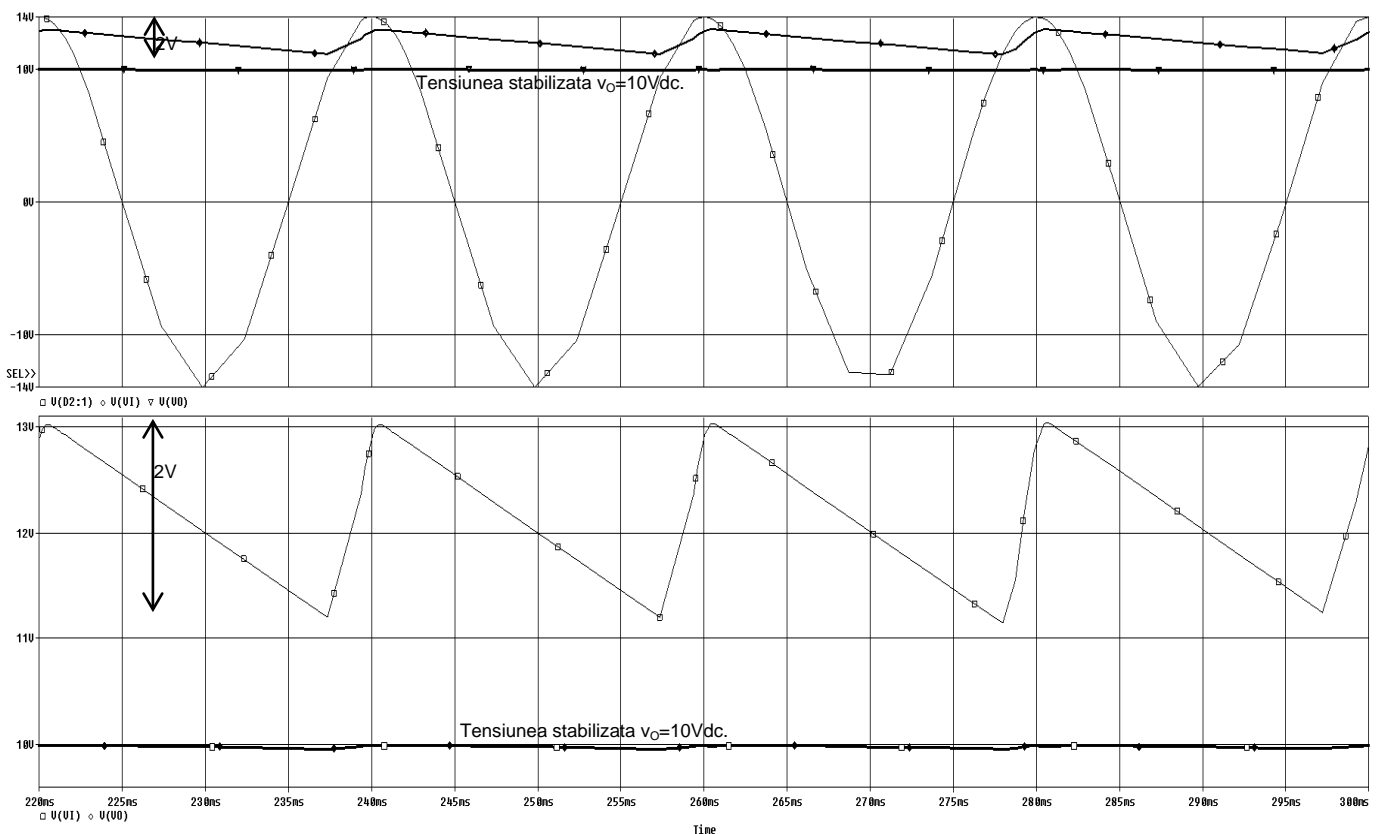


fig.15. Funcționare în regim normal.  $V_{AMPL}=14V$ ,  $W(R_s)=3W$ . Tensiunea redresată variază între  $[13 \div 11.2]V$ . Se observă că pe sarcină tensiunea  $v_O$  este stabilă la 10Vdc.



## 8. Concluzii.

- Stabilizatorul de tensiune proiectat îndeplinește cerințele temei de proiectare.
- Stabilizatorul nu are parametrii de performanță satisfăcători pe zona inferioară a domeniului tensiunii de intrare solicitat prin tema de proiectare. În particular factorul de stabilizare este sub 6 pentru  $v_I < 10.2V$  ( $v_I < 10.4V$  cu protecție).  $R_o$  este între  $[300 \div 500]m\Omega$   $v_I < 10.2V$  ( $[300m\Omega \div 1.05\Omega]$  pentru  $v_I < 10.4V$  cu protecție la suprasarcină). Totuși trebuie precizat că alte soluții practic nu s-ar fi încadrat în cerințele temei de proiectare.
- Stabilizatorul prezintă performanțe bune pentru tensiuni de intrare  $v_I > 10.5V$  cu factorul de stabilizare în sarcină maximă  $K$  în intervalul  $[30 \div 66]$ , respectiv  $R_o$  cca.  $[180m\Omega \div 50m\Omega]$ . Performanțele se îmbunătățesc pe măsură ce crește ecartul  $v_I - v_O$  permițând regulatorului Q1 depărtarea de zona de saturație.

## 9. Lista de componente.

Nr. crt.	Codificare	Descriere
<b>Stabilizator fără protecție la suprasarcină.</b>		
1.	1 x Circuit imprimat.	
2.	1 x BD136	Tranzistor: PNP; 45V; 1,5A; 12W; SOT32, Philips
3.	1 x 1N4733A	Diodă: Zener; PD=1W; $V_z@I_{zt}=5,1V$ ; $I_{zt}=49mA$ , DO41; 10uA, $I_{zk}=1mA$ ; Producator: ONSEMI
4.	2 x BC546A	Tranzistor: NPN; 65V; 0,1A; 500mW; TO92; SEMTECH ELECTRONICS LIMITED
5.	Rezistențe standard:	
6.	1 x 68/0.25W	
7.	1 x 150/0.25W	
8.	1 x 100k/0.25W	
9.	1 x 130k/0.25W	
10.	1 x 160k/0.25W	
11.	1 x 50k/0.25W	semireglabil
<b>Stabilizator cu protecție la suprasarcină.</b>		
12.	1 x BC558A	PNP, uz general.
13.	1 x BC107BP	NPN, uz general, Zetex.
14.	1 x BCV47	NPN; bipolar; Darlington; 60V; 0,5A; 250mW; SOT23; Producator: NEXPERIA
15.	1 x 100/0.25W	Rezistență standard
16.	1 x 560mΩ/1W	Rezistență standard

## 10. Bibliografie.

1. Ștefan SIMION, Introducere în analiza și proiectarea circuitelor electronice fundamentale, Academia Tehnică Militară București, ISBN: 978-606-25-0645-2
2. Ștefan Simion, Iosif Prasoveanu, Doru Jipa, „Dispozitive și circuite electronice”, Editura Academiei Tehnice Militare, 2000