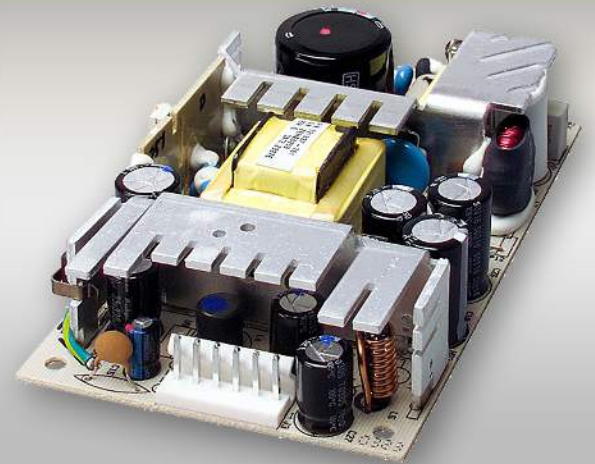


# Stabilizatoare de tensiune. Generalitati



---

# STABILIZATOARE DE TENSIUNE

---

## CUPRINS:

### CAPITOLUL . 1.

1.1 DEFINIȚII.....	pag. 2
1.2 ROLUL STABILIZATORULUI DE TENSIUNE ÎN SISTEMLILE ELECTRONICE.....	pag. 3
1.3 PRINCIPII DE FUNCȚIONARE.....	pag. 4
1.4 PARAMETRII ELECTRICI.....	pag. 5
1.5 CLASIFICAREA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE.....	pag. 7

### CAPITOLUL 2.

2.1 STABILIZATOARE LINIARE.....	pag. 7
2.1.1 STABILIZATOARE PARAMETRICE.....	pag. 7
2.1.2 EXEMPLU DE CALCUL PENTRU STABILIZATOARE PARAMETRICE.....	pag. 12
2.2 STABILIZATOARE DE TENSIUNE ÎN COMUTAȚIE.....	pag. 14
2.2.1 PRINCIPII DE FUNCȚIONARE.....	pag. 15
2.2.2 ELEMENTUL REGULATOR.....	pag. 19
2.2.3 CLASIFICARE.....	pag. 20
2.2.4 ALEGEREA DIODEI D.....	pag.20
2.2.5 SCHEME DE PRINCIPIU.....	pag.21

### CAPITOLUL 3

3.1 SUPRASARCINI POSIBILE.....	pag. 26
3.2 PROTECȚIA LA SUPRASARCINĂ.....	pag. 27
3.2.1 LIMITAREA CURENTULUI DE SCURTCIRCUIT.....	pag. 27
3.2.2. PROTECȚIA PRIN RELEE.....	pag. 33
3.3 PROTECȚIA LA SUPRATENSIUNI.....	pag.37
3.4 PROTECȚIA LA REDUCEREA TENSIUNII.....	pag. 39

### BIBLIOGRAFIE

Funcționarea circuitelor și aparatelor electronice necesită pentru alimentare cu energie surse de tensiune continuă.

Indiferent de tipul sursei de energie folosite, consumatorul trebuie alimentat cu o tensiune și un curent de o anumită mărime, iar această mărime trebuie să fie menținută în limitele determinate de parametrii de funcționare ai circuitului sau dispozitivului respectiv.

Pentru aceasta se utilizează stabilizatoare de tensiune respectiv stabilizatoare de curent.

### 1.1 DEFINIȚII

Aparatul sau dispozitivul electronic care realizează funcția de stabilizare a parametrilor unui semnal poartă numele de stabilizator.

În funcție de tipul mărimii fizice care caracterizează semnalul de intrare, stabilizatoarele pot fi de tensiune (continuă sau alternativă), de curent, de frecvență, etc.

Un stabilizator de tensiune este un cuadripol, care menține tensiunea de ieșire în limite foarte strânse (teoretic constantă), indiferent de variația tensiunii de intrare, a curentului prin sarcină, sau a temperaturii mediului ambiant, în domenii specificate prin standarde sau norme tehnice.

Variația temperaturii mediului ambiant în care funcționează sistemul se considera un semnal de intrare al acestuia.

Stabilizatoarele de tensiune continuă fac parte din structura surselor de alimentare alături de componentele acestora: sursa de tensiune (transformator), blocul redresor și blocul de filtraj.

Construcția lor se poate realiza astfel:

a) una din cele mai simple metode se bazează pe capacitatea unor componente electronice (diode Zener, tuburi cu descărcări în gaze), de a menține într-un domeniu dat (domeniul de stabilizare) tensiunea constantă la bornele lor. Performanțele de stabilizare a tensiunii de ieșire, asigurate de un stabilizator bazat pe acest principiu, sunt strict determinate de caracteristica tensiune-curent a componentei folosite.

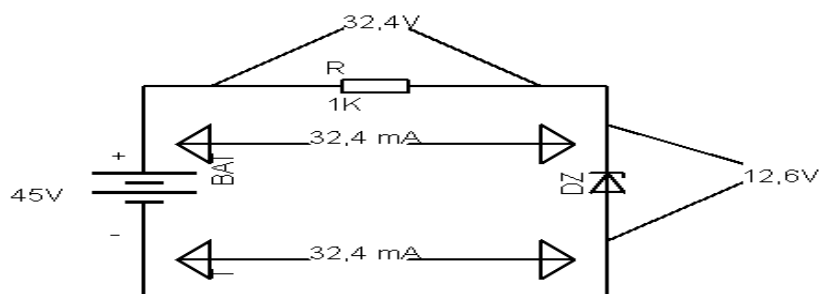


Fig.1.1 Exemplu practic de utilizare a diodei Zener

Vom realiza matematic circuitul prezentat în fig.1.1, determinând toate tensiunile, curenții și puterile disipate, pentru o diodă Zener cu tensiunea de 12,6V și o sursă de tensiune continuă de 45V împreună cu rezistorul de 1.000Ω.

$$P_{\text{rezistor}} = 32,4\text{mA} \times 32,4\text{V} = 1,04\text{W}$$

$$P_{\text{rezistor}} = 32,4\text{mA} \times 12,6\text{V} = 408,24\text{mW}$$

b) o altă metodă de construcție a stabilizatoarelor de tensiune continuă, constă în utilizarea unei scheme electrice de amplificator cu reacție fig.1.2. În acest caz tensiunea de ieșire se menține constantă printr-un proces de reglare automată care se desfășoară în două faze:

-tensiunea de ieșire,  $V_o$ , sau o fracțiune din ea,  $kV_o$  (mărime de reglat), se compară cu o tensiune de referință,  $V_{\text{REF}}$  (mărime de referință), rezultând un semnal de eroare  $\epsilon = V_{\text{REF}} - kV_o$

- semnalul de eroare,  $\Sigma$ , amplificat, comandă elementul regulator (element de execuție) pentru a restabili tensiunea de ieșire la valoarea prescrisă,  $V_0$ .

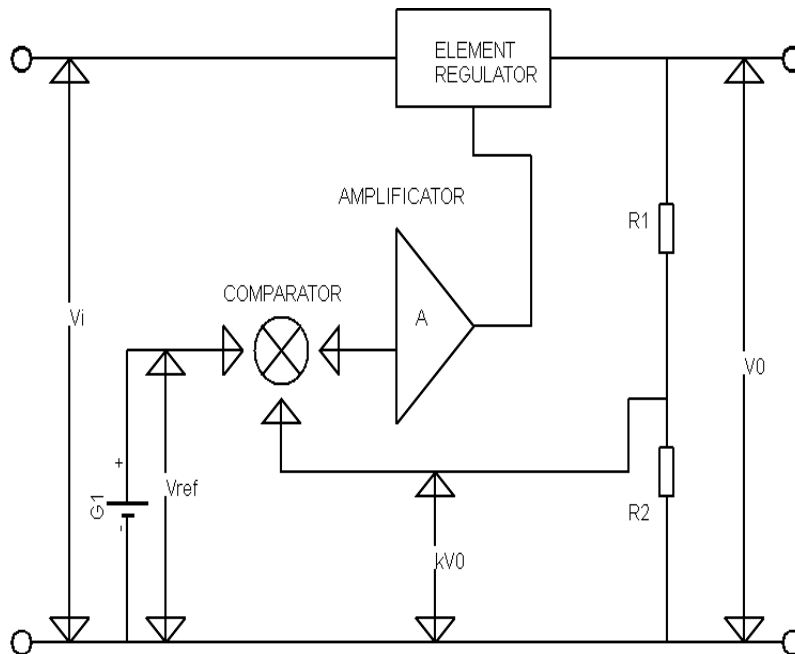


Fig. 1.2 Schema de funcționare a unui stabilizator de tensiune cu reacție.

În literatura de specialitate, stabilizatoarele de tensiune continuă cu reacție se întâlnesc și sub denumirea de *reglatoare de tensiune continuă* (Teoria sistemelor de reglare automată).

Transformarea *aparaturii* stabilizator de tensiune în *dispozitivul* regulator de tensiune s-a extins odată cu proliferarea pe piață a stabilizatoarelor de tensiune continuă integrate.

## 1.2 ROLUL STABILIZATORULUI DE TENSIUNE ÎN SISTEMELE ELECTRONICE

Redresoarele realizează conversia energiei de curent alternativ, furnizată de rețea, în energie de curent continuu solicitată de consumatori. Exceptând consumurile pe care le reclamă instalațiile de putere, sursele de tensiune de curent continuu utilizate la alimentarea aparaturii electronice sunt de putere relativ mici. Majoritatea schemelor necesită fie tensiuni pozitive, fie tensiuni negative de ordinul  $\pm 24V$  și curenți de până la  $5A \dots 10A$ .

Schemele echipate cu amplificatoare operaționale necesită surse de polaritate dublă, valorile cele mai frecvente ale tensiunii de alimentare fiind  $\pm 12V$ ;  $\pm 15V$ . În montajele cu circuite logice de tip TTL tensiunea de alimentare este de  $\pm 5V$ , iar consumul de curent atinge câțiva zeci de amperi, în funcție de complexitatea schemei.

Variațiile relativ mari ale tensiunii rețelei, se transmit și se resimt și în tensiunea obținută la ieșirea redresorului. Pentru a asigura funcționarea normală a unui aparat electronic se impune ca variația tensiunii sursei de alimentare să nu depășească anumite limite, dependente de performanțele aparatului.

Cu cât aparatul electronic este mai sensibil, sau mai precis, cu atât trebuie să fie mai stabilă sursa de alimentare a acestuia; de exemplu, pentru un microscop electronic tensiunea de alimentare nu trebuie să varieze cu mai mult de  $0,005\%$ , în timp ce amplificatoarele de curent continuu și unele aparate de măsurare de mare precizie necesită tensiuni cu o stabilitate superioară cifrei de  $0,0001\%$ .

Stabilizatoarele sunt circuite electronice, care se conectează între sursa de alimentare și consumator, având rolul de a menține constantă tensiunea sau curentul consumatorului în raport cu variațiile tensiunii sursei, ale rezistenței de sarcină, ale temperaturii ambiente și ale altor factori perturbatori.

În principiu, stabilizarea unei tensiuni continue se poate asigura fie "înainte" de redresor, menținând constantă tensiunea alternativă de alimentare (stabilizator de tensiune alternativă), fie după redresor, intercalând între acesta și sarcină un element capabil să preia variațiile de tensiune.



Fig.1.3 Prezentarea stabilizatorului de tensiune continuă în blocul sursei de alimentare

Dacă prima variantă stabilizează numai variațiile tensiunii de rețea, cea de a doua prezintă avantajul că menține constantă tensiunea pe sarcină indiferent de cauzele care tind să o modifice.

### 1.3 PRINCIPII DE FUNCȚIONARE

**Stabilizarea serie** (fig.1.4 a) constă în plasarea elementului regulator în serie cu rezistența de sarcină  $R_s$ . În acest caz, elementul regulator se comportă ca o rezistență variabilă a cărei mărime este controlată de tensiunea de ieșire  $V_o$  prin bornele 2-3, când tensiunea de intrare  $V_i$  crește, tensiunea  $V_o$  de ieșire tinde să urmărească această creștere și acționează asupra elementului regulator, care-și mărește rezistența între bornele 1-2.

Evident, în acest mod creșterea tensiunii la intrare va fi compensată de căderea de tensiune ce se înregistrează între bornele 1-2 și ca atare, tensiunea la ieșire va reveni la valoarea anterioară.

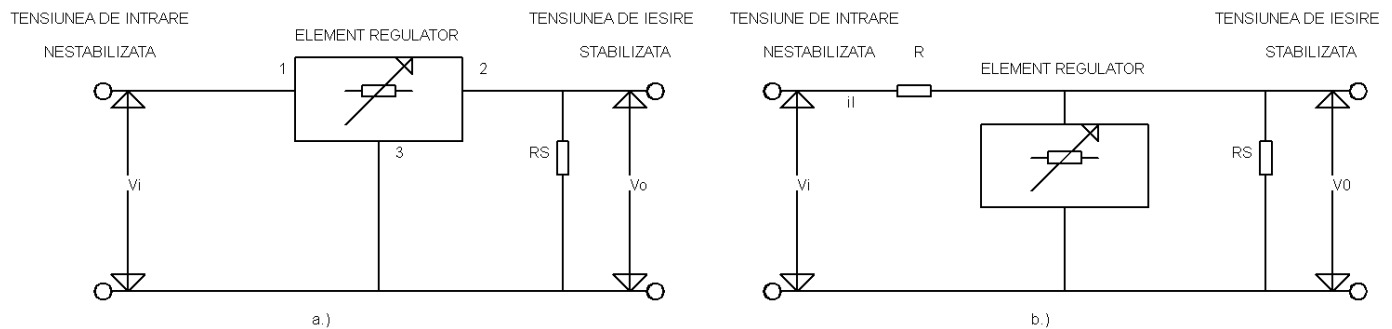


Fig 1.4 Schema de principiu a unui stabilizator de tensiune

a.)cu element regulator serie;

b.)cu element regulator paralel

Odată cu scăderea tensiunii la intrare, rezistența între bornele 1-2 își micșorează valoarea astfel încât tensiunea la ieșire să rămână de asemenea neschimbată. Simbolul rezistor variabil marcat pe schema bloc din fig. 1.4 a) pune în evidență faptul că elementul regulator serie funcționează ca un rezistor variabil în serie cu sarcină ajustându-și mărimea rezistenței în scopul menținerii constante a tensiunii de ieșire.

**Stabilizarea paralel**, constă în plasarea elementului regulator în paralel cu sarcina (fig.1.4 b). Elementul regulator în acest caz este un dispozitiv cu o rezistență dinamică foarte mică în zona de lucru, ceea ce permite ca variațiile curentului care îl străbate să nu producă schimbări neînsemnate ale tensiunii la bornele lui (situație tipică întâlnită în cazul unei diode Zener).

Procesul de stabilizare în acest caz este următorul: odată cu creșterea tensiunii  $V_i$  la intrare, crește și curentul de intrare  $i_i$ . Elementul regulator, având rezistența dinamică foarte mică în comparație cu rezistența de sarcină  $R_s$ , va prelua întreaga variație a curentului de intrare.

Rezistorul  $R$  (de balast) contribuie la realizarea stabilizării preluând variațiile de tensiune de la intrare; în acest mod creșterea tensiunii  $V_i$  va fi compensată de căderea suplimentară de tensiune pe această rezistență. Dacă tensiunea la ieșire va scădea, căderea de tensiune pe rezistorul  $R$  se va micșora cu aceeași valoare.

Efectul de stabilizare se manifestă și în cazul în care variază rezistența de sarcină, iar tensiunea  $V_i$  rămâne constantă. În acest caz căderea de tensiune  $V_r$ , pe rezistorul  $R$  rămâne neschimbată, deoarece creșterea curentului de sarcină se obține pe seama scăderii curentului prin elementul regulator.

Stabilizarea în paralel se bucură de avantajul unei construcții mai simple cât și dacă ieșirea este pusă accidental în scurtcircuit la masă, acesta nu suferă defecțiuni deoarece la bornele sale tensiunea va fi nulă; dacă în aceste condiții sursa de alimentare poate furniza fără distrugere curentul  $V_i/R$  și rezistorul  $R$  poate disipa puterea corespunzătoare acestui curent, elementele componente ale stabilizatorului nu se defectează.

Stabilizarea serie a tensiunii, deși conduce la scheme mai complexe asigură un reglaj mai bun. Acest tip de reglaje, comparativ cu stabilizarea în paralel, are un randament mai mare, în special în cazul curenților mici de sarcină. Punerea în scurtcircuit la masă a ieșirii "stabilizării" serie poate conduce la distrugerea elementului regulator; de aceea pentru evitarea efectelor unui scurtcircuit stabilizatoarele de acest tip sunt prevăzute cu circuite de protecție, care sunt fie limitatoare de curent (limitează intensitatea curentului prin sarcină la o valoare prereglată), fie circuite care deconectează alimentarea, îndată ce a fost depășită o anumită intensitate a curentului prin sarcină.

#### 1.4 PARAMETRII ELECTRICI

Mărimile prezentate se referă în primul rând la stabilizatoarele de tensiune integrate monolitice.

Parametrii unui stabilizator de tensiune continuă se clasifică în două categorii:

- valori limită absolută,
- caracteristici electrice.

**Valori limită absolută**, care descriu încărcarea maximă a stabilizatorului, reprezintă parametrii prin a căror respectare se garantează funcționarea stabilizatorului în conformitate cu specificațiile caracteristicilor electrice.

Valorile limită absolută indicate de obicei de producătorii de circuite stabilizatoare de tensiune sunt:

- tensiunea maximă de intrare,  $V_{iMAX}$ ,
- puterea disipată,  $P_{DMAX}$ ,
- domeniul temperaturii ambiente de funcționare,  $T_{AMAX}, T_{AMIN}$ ,
- domeniul temperaturii de stocare,  $T_{SMAX}, T_{SMIN}$ .

**Caracteristicile electrice**, descriu funcționarea propriu-zisă a stabilizatorului:

a.) limitele de intrare și de ieșire.

- tensiunea de intrare  $V_i$ ,
- tensiunea de ieșire  $V_o$ ,
- diferența de tensiune intrare- ieșire ( $V_i - V_o$ ),
- curentul de vârf la ieșire  $I_{om}$ ,
- curentul de ieșire în scurtcircuit  $I_{sc}$ ,
- curentul consumat în gol  $I_G$ .

b.) precizia cu care se controlează nivelul tensiunii la ieșire în domeniul de variație, la acțiunea unor factori perturbatori variabili (tensiune de intrare, curentul de ieșire, temperatura ambiantă, etc.); în această categorie incluzând:

- **stabilizarea de intrare** (linie),  $K_v$ -reprezintă variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație specificată a tensiunii de intrare, în condițiile menținerii constante a curentului de ieșire și a temperaturii mediului ambiant.

$$K_v = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100 \quad \left| \begin{array}{l} I_o, T - \text{constante} \\ \Delta V_i - \text{specificat} \end{array} \right. \quad [\%]$$

- **stabilizarea de sarcină**,  $K_L$  reprezintă variația procentuală a tensiunii de ieșire pentru o variație specificată a curentului de ieșire în condițiile menținerii constante a tensiunii de intrare și a temperaturii mediului ambiant.

$$K_L = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100 \quad \left| \begin{array}{l} \Delta I_o - \text{specificat} \\ V_i, T - \text{constante} \end{array} \right. \quad [\%]$$

- **coeficientul de temperatură al tensiunii de ieșirii**,  $K_T$  – reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire măsurate la extremitățile domeniului temperaturii ambiante de funcționare și mărimea acestui domeniu, exprimat procentual față de valoarea tensiunii de ieșire măsurate la  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , în condițiile menținerii constante a tensiunii de intrare și a curentului de ieșire.

$$K_T = \frac{V_o[T_{MAX}] - V_o[T_{MIN}]}{T_{MAX} - T_{MIN}} \times \frac{1}{V_o(25^\circ\text{C})} \times 100 \quad [\%/^\circ\text{C}]$$

- **stabilitatea pe termen lung LTS** – reprezintă variația procentuală a tensiunii de ieșire, măsurată după 1.000 de ore de funcționare în condiții de viață accelerată (tensiune de intrare și putere maximă).

$$LTS = \frac{\Delta V_o}{V_o} \times 100 \quad \left| \begin{array}{l} T = 1.000 \text{ ore} \\ V_i, P_D = \text{MAX} \end{array} \right. \quad [\%/1.000 \text{ ore}]$$

Prin construcția stabilizatorului, utilizatorului nu i se permite ajustarea tensiunii de ieșire, în definirea parametrilor de mai sus se renunță la normarea prin  $V_o$ ; în acest caz parametrii menționați devin:

- stabilizarea de intrare  $K'_v = \Delta V_o$ ; [mV]

- stabilizarea de sarcină  $K'_L = \Delta V_o$ ; [mV]

- coeficientul de temperatură al tensiunii de ieșire  $K'_T = \frac{V_o[T_{MAX}] - V_o[T_{MIN}]}{T_{MAX} - T_{MIN}}$ ; [mV/°C]

- **rejecția tensiunii de undulație** (pulsatie), **RR** (Ripple Rejection)- reprezintă raportul exprimat în decibeli (dB) dintr valorile de vârf la vârf ale tensiunii de undulație măsurate la intrare ( $V_{ir}$ ), respectiv la ieșire ( $V_{or}$ ), pentru o frecvență specificată:

$$RR = 20 \lg \frac{V_{ir}}{V_{or}} \quad [\text{dB}]$$

- **tensiunea de zgomot la ieșire**,  $V_n$  reprezintă valoarea eficace a tensiunii de zgomot măsurată la ieșirea stabilizatorului, într-o bandă de frecvență specificată, în condițiile menținerii tensiunii de intrare și a curentului de ieșire la valori constante și a absenței tensiunii de undulație. La acțiunea simultană a tuturor factorilor perturbatori aceasta se poate aproxima astfel:

$$\Delta V_O(t, T) = \frac{V_O[1 \pm 0, T \cong 25^\circ C]}{100} \cdot [Kx + Kl + KT(T - 25^\circ C) + \frac{LTS.t}{1.000 \text{ ore}}]$$

unde  $t$  este timpul măsurat din momentul punerii în funcțiune a stabilizatorului.

Parametrii electrici enumerați sunt comuni pentru majoritatea stabilizatoarelor de tensiune continuă.

## 1.5 CLASIFICAREA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE

În funcție de modul de acționare a elementului regulator distingem:

- stabilizatoare cu acțiune continuă, (stabilizatoare liniare) la care elementul regulator funcționează continuu.
- stabilizatoare cu acțiune discontinuă (stabilizator în comutație), la care elementul regulator funcționează în regim de comutație, încărcând un element acumulator de energie (un condensator), care furnizează tensiunea de ieșire pe sarcină pe durata când încărcarea condensatorului este întreruptă.

În funcție de modul de conectare a elementului regulator în raport cu sarcina, stabilizatoarele de tensiune se împart în:

- stabilizator tip serie,
- stabilizator tip paralel.

În raport cu metoda de stabilizare există două tipuri principale de stabilizatoare:

- stabilizatoare în buclă deschisă (parametrice) (open-loop regulator),
- stabilizatoare în buclă închisă (cu reacție) (feedback regulator).

După posibilitatea de ajustare a nivelului tensiunii de ieșire oferită utilizatorului, stabilizatoarele se clasifică astfel:

- stabilizatoare de uz general (de tensiune variabilă),
- stabilizatoare de tensiune fixă.

În funcție de puterea disipată maximă admisă se disting următoarele tipuri:

- stabilizatoare de mică putere  $P_{dmax} \leq 1W$ ;
- stabilizatoare de medie putere  $1W \leq P_{dmax} \leq 15W$  ;
- stabilizatoare de mare putere  $P_{dmax} > 15W$ .

La stabilizatoarele de tensiune fixă precizia de menținere a tensiunii la ieșire permite clasificarea în:

- stabilizatoare uzuale, la care nivelul tensiunii de ieșire se garantează cu o precizie de 2-5% și un coeficient de temperatură de ordinul sutelor de ppm/°C,
- stabilizatoare de precizie (referințe de tensiune), al căror nivel de tensiune de ieșire se garantează cu o precizie mai mare de 2,5% și un coeficient de temperatură sub 1ppm/°C.

## 2.1 STABILIZATOARE LINIARE

Acest tip de stabilizatoare de tensiune controlează și reglează, în mod continuu nivelul tensiunii de ieșire. Elementul regulator serie (de obicei un tranzistor bipolar de putere) funcționează liniar.

La rândul lor după cum sa precizat și anterior stabilizatoarele de tensiune liniare pot fi parametrice și liniare.

### 2.1.1 STABILIZATOARE PARAMETRICE

#### 1. *Stabilizatoare parametrice simple*

Stabilizatoarele de acest tip reprezintă un dispozitiv electronic destinat să mențină cât mai constantă tensiunea la bornele unei sarcini pe baza caracteristicii sale tensiune-curent, fără să se recurgă la circuite suplimentare de reacție.

Utilizarea acestor tipuri de stabilizatoare este utilă atunci când este necesar să se alimenteze o sarcină cu o tensiune relativ constantă.

Ca și element regulator în aceste stabilizatoare se utilizează dioda Zener dar și tuburile cu descărcări în gaze de tip stabilivolt precum și unele rezistoare cu o caracteristică așa-numită neliniară.

### Stabilizatoare de tensiune cu diode Zener

La fel ca și în Capitolul. 1. Schema de principiu a celui mai simplu stabilizator de tensiune cu diodă Zener este prezentat în **fig 2.1**, în care dioda este conectată în paralel cu rezistența de sarcină **Rs**.

Curentul prin rezistența de balast **R1** este egal cu suma dintre curentul prin sarcină și curentul prin dioda stabilizatoare.

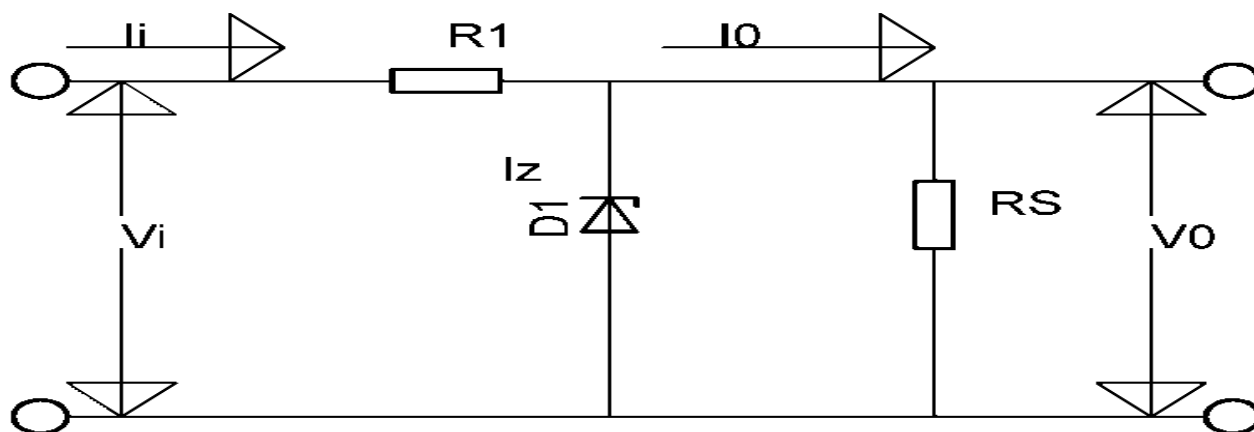


Fig.2.1 Stabilizator parametric de tensiune

În cazul acestei scheme efectul de stabilizare are loc astfel: crescând progresiv tensiunea **Vi** la intrarea stabilizatorului până la tensiunea de stabilizare **Vz**, curentul prin diodă este aproape nul ( $I_z=0$ ), dioda Zener este blocată iar tensiunea de ieșire **Vo** este proporțională cu tensiunea de intrare **Vi**. Peste tensiunea **Vzn** a diodei D1, curentul **Iz** crește brusc, crescând și căderea de tensiune la bornele rezistorului R1, astfel că tensiunea la ieșire **Vo** va rămâne aproximativ constantă.

Datorită scăderii pronunțate a curentului prin dioda D1, căderea de tensiune prin rezistorul R1 se micșorează, ceea ce face ca tensiunea pe sarcină să rămână neschimbată.

Dacă **Io** crește, datorită micșorării rezistenței de sarcină **Rs**, va scădea puțin și tensiunea aplicată diodei D1, ceea ce determină micșorarea pronunțată a curentului prin aceasta, deci și a căderii de tensiune pe R1 și ca rezultat tensiunea de ieșire **Vo** va rămâne neschimbată.

Rezistorul R1 determină curentul **Iz** la tensiunea maximă posibilă la intrare **V1max** iar rezistența de sarcină **Rs** determină curentul minim prin sarcină, **Iom** de la care începe stabilizarea.

Coeficientul de stabilizare pentru schema prezentată în fig.2.1 se determină astfel:

$$K_{V1} = \frac{V_o}{\Delta V_i} \times \frac{R_1}{R_{zt}}$$

în care tensiunea de intrare variază în limitele:

$$V_{1min} = V_{Im} \text{ și } V_{1max} = V_{Im}$$

Rezistența de ieșire (internă), **Ro**, a stabilizatorului este egală cu :

$$R_o = \frac{R_1 R_{zt}}{R_1 + R_{zt}}$$

Prin creșterea rezistenței  $R_1$  coeficientul de stabilizare se reduce dar, în acest caz, randamentul montajului se diminuează prin creșterea însemnată a puterii disipate pe acest rezistor.

### Stabilizatoare de tensiune cu tranzistoare

În cazul în care curentul furnizat în sarcină de schemele de stabilizare cu diodă Zener este mai mare decât curentul pe care-l poate suporta dioda Zener, schemelor li se pot adăuga unul sau mai multe tranzistoare cu ajutorul cărora se amplifică acest curent. În funcție de modul în care se conectează în schemă acest tranzistor sunt posibile trei configurații de stabilizatoare: configurație serie, configurație paralel și configurație serie paralel.

#### Configurație serie

În această configurație schemelor cu diode Zener li se adaugă un tranzistor bipolar în serie cu sarcina, așa cum rezultă din figura 2.2 pentru a li se extinde (amplifică) curentul de ieșire. - De multe ori acest montaj este considerat cu reacție. Conform capitolelor introductive în categoria stabilizatoarelor cu reacție vom include numai acele stabilizatoare care au și un amplificator de eroare. -

Dioda Zener se alege astfel încât prin conectarea tranzistorului Q tensiunea la ieșirea stabilizatorului să fie "fixată" la valoarea dorită, egală cu tensiunea diodei Zener, minus căderea de tensiune emitor-bază a tranzistorului  $V_0 = V_Z - V_{BE}$ .

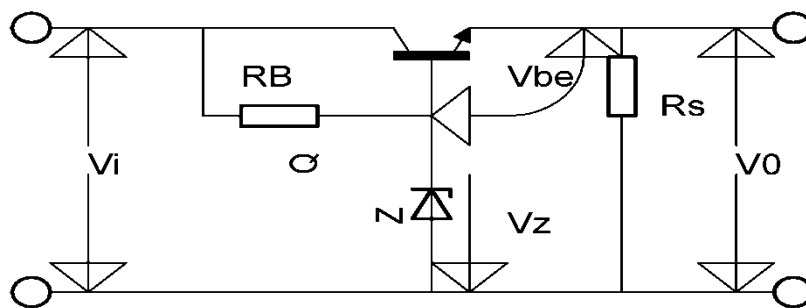


Fig. 2.2 Stabilizator parametric cu tranzistor serie

Dacă tensiunea pe sarcină crește, datorită unei cauze oarecare, concomitent se micșorează și tensiunea între bază și emitorul tranzistorului serie. În acest caz, astfel încât tensiunea la ieșire revine la valoarea sa normală.

Odată cu micșorarea tensiunii de ieșire, se produce și creșterea tensiunii bază-emitor a tranzistorului, curentul de colector al acestuia crește și drept urmare tensiunea la ieșirea stabilizatorului revine la valoarea inițială.

În figura 2.3 se prezintă un alimentator stabilizat de 9V/250mA, realizat pe baza schemei din figura 2.2. Tensiunea furnizată de transformatorul T, cu priză mediană, de  $2 \times 12$  Vef, este redresată prin intermediul a două diode 1N4002. Rezistorul  $R_1$  de  $1\Omega$  limitează vârfurile de curent prin diodele redresoare, care pot apărea datorită capacității  $C_1$  de  $500\mu F$ . Tensiunea de ondulație în colectorul tranzistorului Q este redusă prin intermediul filtrului  $R_2$ - $C_2$ . Dioda stabilizatoare DZ(PL10Z) este alimentată prin rezistorul de  $300\Omega$  și furnizează o tensiune de 10V pe baza tranzistorului BD135. Rezistența de  $200\Omega$  este o rezistență de presarcină care asigură un curent de pornire

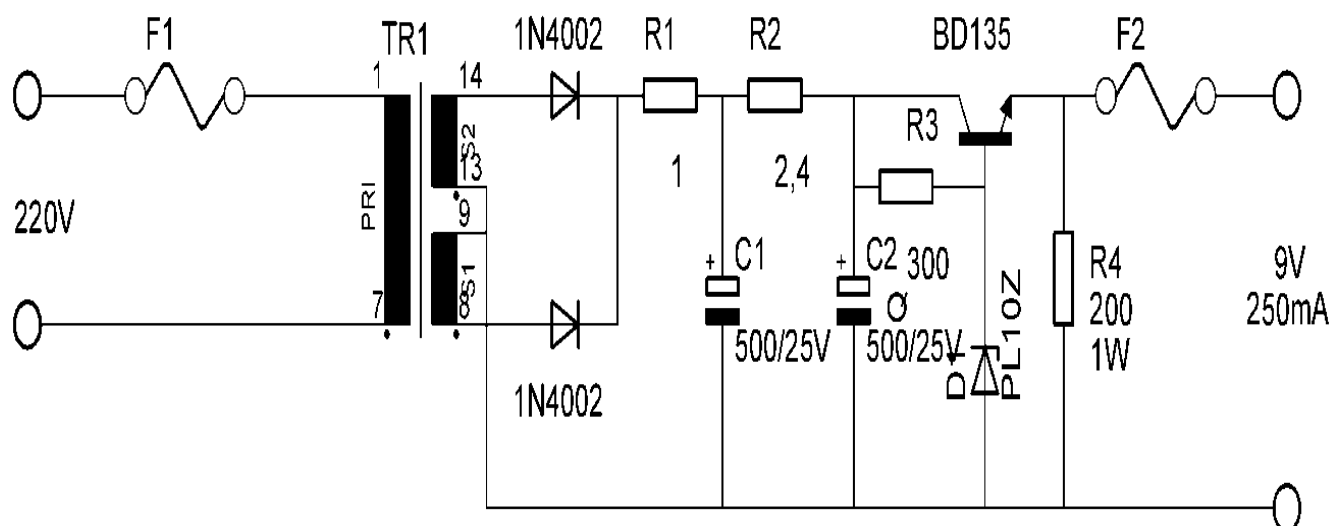


Fig.2.3 Sursă de tensiune de 9V/250mA

pentru tranzistor în lipsa sarcinii (Bleeder-eng.-; asigură polarizarea directă a tranzistorului, astfel încât tensiunea de ieșire în gol să fie menținută la valoarea dorită). Tranzistorul Q disipă o putere de aproximativ 2W în condițiile cele mai dificile de funcționare și de aceea trebuie montat pe un radiator (de exemplu o placă de aluminiu de 7,5X7,5 cm, cu o grosime de 2 mm).

Performanțele schemei de bază pot fi îmbunătățite fie prin utilizarea unor tranzistoare compuse – configurație Darlington (fig.2.4), fie prin dispunerea în paralel a mai multor tranzistoare bipolare (fig.2.5).

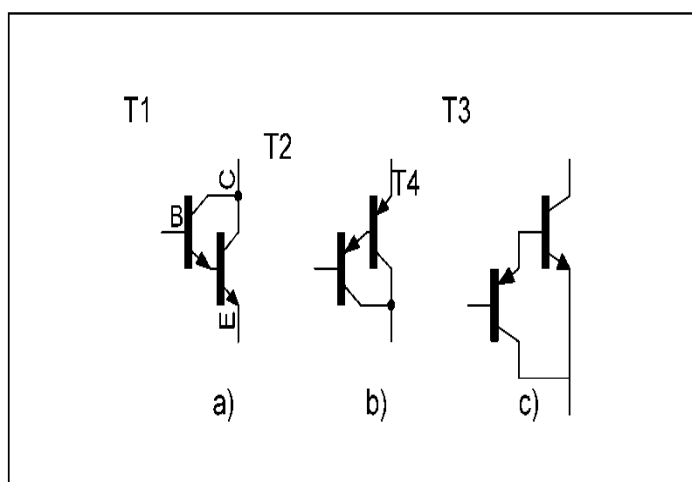


Fig. 2.4 Configurația Darlington pentru elementul regulator serie

a) cu tranzistoare NPN; b) cu tranzistoare PNP; c) cu tranzistoare complementare

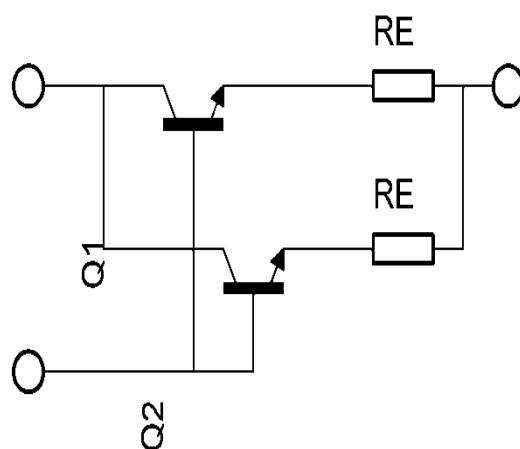


Fig.2.5 Configurația paralel

Schema din figura 2.5 se utilizează în cazul în care puterea admisă pe un tranzistor este insuficientă pentru furnizarea curentului de sarcină necesar. Tranzistoarele Q1, Q2 legate în paralel se selecționează după mărimea factorului  $\beta$  și se protejează prin rezistențele  $R_e$  de egalizare a curenților.

### Configurația paralel

În figura 2.6 se prezintă două variante de scheme. Tensiunea la ieșire în aceste cazuri este egală cu suma dintre tensiunea diodei Zener și tensiunea emitor-bază a tranzistorului,  $V_0 = V_z + V_{be}$ .

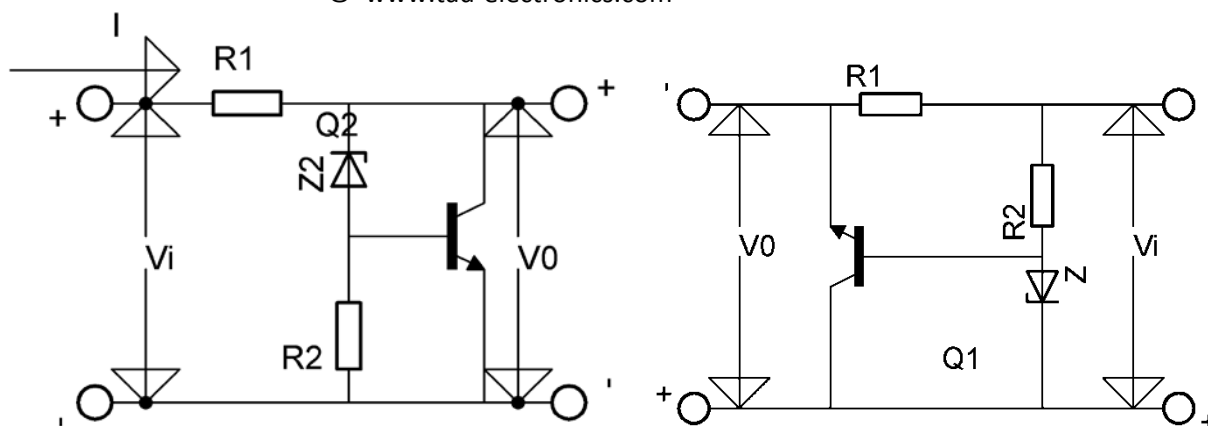


Fig.2.6 Stabilizator parametric cu tranzistor paralel

Pentru a pune în evidență acțiunea de stabilizare a schemelor prezentate se presupune că tensiunea de ieșire are o creștere mică; în acest caz tensiunea  $V_{be}$  crește (conform relației de mai sus) deoarece  $V_z = \text{constant}$ . Rezultă că atât  $I_B$  cât și  $I_C$  cresc, și deci și căderea de tensiune  $R_1 I$  crește, făcând ca  $V_0$  să scadă. Evident, în acest caz însuși tranzistorul își reglează curentul de colector, care la rândul său ajustează căderea de tensiune pe rezistența de balast  $R_1$ , contribuind prin aceasta la menținerea constantă a tensiunii la ieșire.

Acțiunea de stabilizare a schemei la modificarea tensiunii de intrare se explică prin aceea că variațiile acestei tensiuni determină variații ale curentului prin tranzistor. Căderea de tensiune provocată de variațiile curentului prin rezistența  $R_1$  compensează variațiile tensiunii de intrare. Astfel, dacă tensiunea de intrare crește, tensiunea de ieșire tinde, de asemenea, să crească. Ca urmare, tensiunea bază-emitor și curentul prin tranzistor se măresc, căderea de tensiune pe  $R_1$  crește și în final tensiunea de ieșire revine aproape de valoarea sa inițială.

Avantajul înlocuirii unei diode Zener de putere printr-o asociere "Diodă Zener de mică putere – Tranzistor bipolar" (cazul din figura 2.6), avantaj concretizat, atât prin creșterea puterii comandate (factor de multiplicare  $\beta$ ), cât și prin reducerea rezistenței dinamice, este cel mai bine pus în evidență în figura 2.7, unde ca element de reglare paralel se folosește o configurație Darlington. În acest caz, cu o diodă Zener de putere sub 1W se poate stabili o putere de peste 10W.

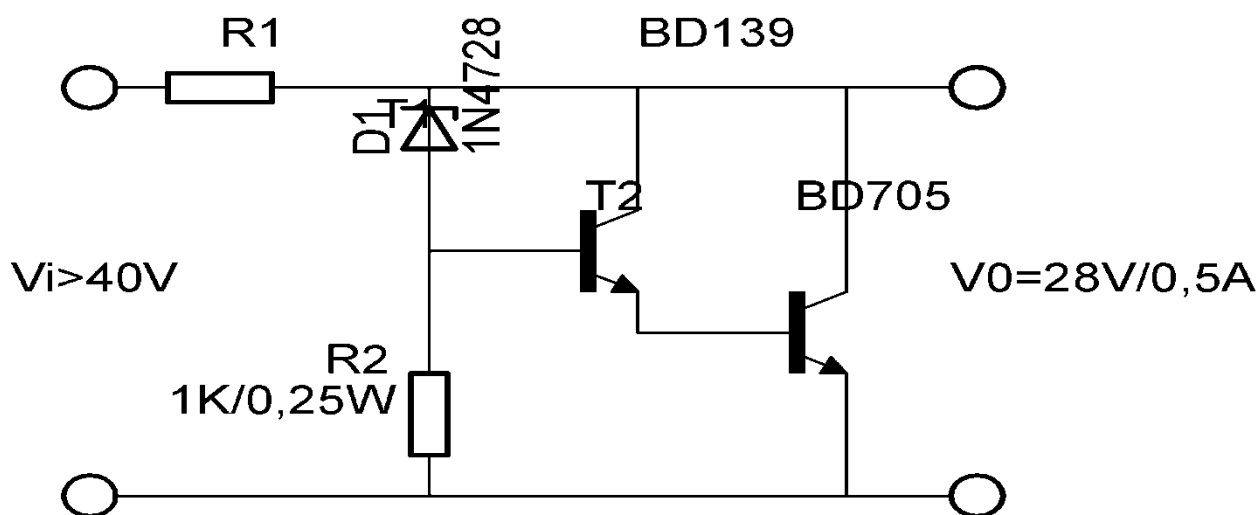


Fig. 2.7 Stabilizator simplu cu configurație Darlington paralel

### Configurația serie-paralel

Cunoscând caracteristicile funcționale ale celor două tipuri de stabilizatoare prezentate, este posibil să se utilizeze calitățile fiecărui tip în parte, pentru realizarea de combinații de montaje serie-paralel.

În figura 2.8 se prezintă o astfel de schemă, în care tranzistoarele T2 și T3 constituie un etaj în contratimp comandat de etajul colector comun realizat cu tranzistorul T1, care reproduce pe emitorul său tensiunea diodei Zener Z, compensată în temperatură cu diodele D1 și D2.

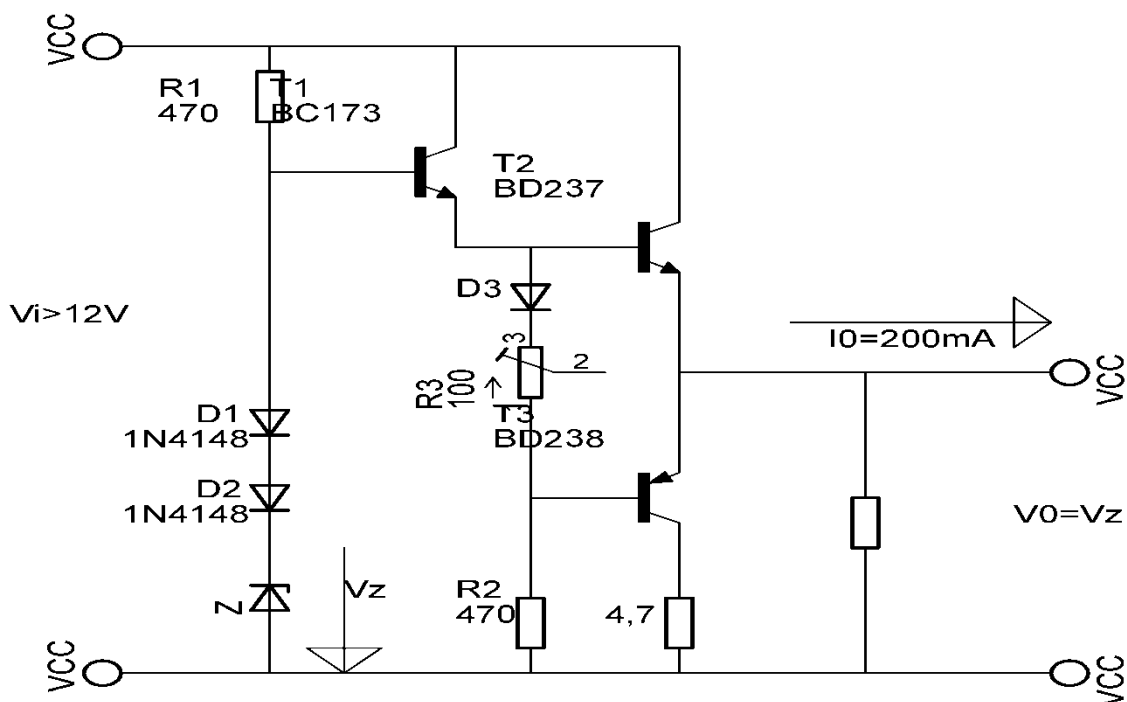


Fig.2.8 stabilizator parametric serie-paralel

Căderile de tensiune la bornele diodelor D1D2 compensează și tensiunile  $V_{be}$  ale tranzistoarelor T1 și T2, astfel că la ieșirea montajului se regăsește o tensiune egală cu tensiunea  $V_z$  a diodei Zener Z.

### 2.1.2 EXEMPLU DE CALCUL PENTRU STABILIZATOARE PARAMETRICE

În exemplul următor vom evidenția relațiile de calcul pentru stabilizatorul parametric serie cu tranzistor din figura 2.2.

*Se cere să se calculeze o sursă de alimentare al cărei consum variază între 20 și 200 mA la 9V, alimentarea făcându-se de la rețeaua de curent alternativ, care poate avea variații de tensiune de -15+10%, din tensiunea nominală.*

În vederea efectuării calculelor se urmaresc următorii pași:

1. Se determină tensiunea minimă la intrarea stabilizatorului, necesară funcționării normale, (în cazul tensiunii de rețea minime și a curentului de sarcină maxim), din condiția impusă tranzistorul serie să nu intre în regim de saturație.

$$V_{Im} = [V_0 + (4 \dots 6)]V = 9 + 5 = 14V$$

Ținând seama de plaja admisă pentru variația tensiunii rețelei, printr-o regulă de trei simplă se determină atât tensiunea normală  $V_1 = 16V$  cât și tensiunea maximă  $V_{Im} = 18V$  care se aplică la intrarea stabilizatorului.

Utilizând un transformator urmat de un redresor dublă alternanță cu filtru prin condensator, tensiunea  $V_2$  în secundarul transformatorului se deduce astfel:

$$V_1 = V_2 \sqrt{2} - 0,7 = 16V$$

din care rezultă:

$$V_2 = 12V_{ef}$$

de unde  $0,7V_F$ , reprezintă căderea de tensiune pe dioda redresoare.

Se folosește un transformator care furnizează în secundar o tensiune de  $2 \times 12V_{ef}$

2. Se estimează căderea de tensiune și puterea maximă disipată pe tranzistorul serie.

$$V_{CEMAX} = V_{IM} - V_0 = 18 - 9 = 9V$$

$$P_{dMAX} = (V_{IM} - V_0)I_M = (18 - 9)0,2 = 1,8W$$

Se alege tranzistorul în funcție de rezultatul obținut mai sus după datele de catalog.

3. Se determină tensiunea necesară a diodei Zener  $V_Z$ , tensiunea  $V_{BE}$  a tranzistorului serie scăzându-se din tensiunea  $V_Z$  aceasta din urmă să fie egală cu:

$$V_Z = 9V + V_{BE} = 9,6V$$

4. Se calculează rezistența  $R_B$  de polarizare a diodei Zener și a bazei tranzistorului serie (pentru a se asigura curentul minim prin diodă  $I_{zm}$  și curentul de comandă a bazei tranzistorului serie,  $I_B$ ), pentru două categorii de diode Zener:

- pentru diode Zener de mică putere ( $P_{max} = 0,3W$ ,  $I_{zm} = 2 \text{—} 5mA$ )

Se consideră o diodă Zener de 10V cu caracteristicile:  $V_{zm} = 9,4V$ ;  $V_{zt} = 10V$ ;  $I_{zt} = 5mA$ ;  $I_{zm} = 28mA$

$$R_B = \frac{V_{Im} - V_Z}{I_B + I_{zm}} = \frac{14 - 9,6}{0,004 + 0,005} = 468\Omega$$

se alege  $R_B = 430\Omega \pm 5\%$

- pentru diode Zenere de 1-5W cu  $I_{zm} = 5 \dots 30mA$ ; se consideră o diodă Zener de 10V cu caracteristicile:

$V_{zm} = 9,4V$ ;  $V_{zt} = 10V$ ;  $I_{zt} = 50mA$ ;  $I_{zm} = 94mA$ .

$$R_B = \frac{14 - 9,6}{0,004 + 0,010} = 305$$

se alege  $R_B = 300\Omega \pm 5\%$

5. Se calculează curentul maxim prin dioda Zener  $I_{zmax}$  și puterea disipată de acesta (când tensiunea la intrarea stabilizatorului are valoarea maximă,  $V_{IM}$ ) astfel:

$$I_{zmax} = \frac{V_{im} - V_Z}{R_B} < I_{zM}$$

$$I_{zmax} = \frac{18 - 9,6}{430} = 20mA < I_{zM}$$

$$P_{dz} = V_{zt}I_{zmax} = 10 \times 20 \times 10^{-3} = 220mW < P_{MAX}$$

6. Se alege tipul de dioda Zener în funcție de  $V_Z$  și  $I_{zm}$ . Aceste valori prezentate vor fi în funcție de diodele alese și datele de catalog ale acestora.

7. Se determină limitele până la care schema propusă stabilizează.

Schema stabilizează atâta timp cât tensiunea la bornele diodei Zener rămâne constantă și egală cu  $V_{zt}$ ; această tensiune este constantă atâta timp cât prin diodă trece un curent superior celui de cot adică peste 2-4mA.

Curentul  $I_Z$  prin dioda Zener scade până sau sub mărimea  $I_{zm}$  din două cauze:

a.) tensiunea  $v_i$  la intrarea stabilizatorului este prea mică,

$$\text{la } v_i = V_{im} = 14V, I_1 = I_{RB} = \frac{V_i - V_Z}{R_B} \text{ și } I_B = \frac{I_{om}}{h_{21Emin}}$$

$$I_1 = \frac{14-10}{430} = 10mA$$

$$I_B = \frac{200}{430} = 5mA$$

$$I_Z = I_1 - I_B \approx 10 - 5 = 5mA$$

rezultă că în această situație dioda Zener este străbătută de un curent suficient pentru ca stabilizatorul să funcționeze normal.

b.) consumul de curent peste 200mA conduce la același efect: curenți mari de colector, curentul bazei tranzistorului serie crește mult nu numai din cauza creșterii curentului  $I_o$ , ci și din cauza scăderii parametrului  $h_{21E}$ . Astfel, pentru tranzistoarele de putere cu  $h_{21E}$  mic,  $I_B$  poate depăși mărimea  $I_Z$ , făcând ca prin diodă să nu mai treacă curentul minim de stabilizare, ceea ce face ca tensiunea  $V_Z$  la bornele diodei să scadă și astfel să scadă și tensiunea de ieșire.

Cu alte cuvinte, calculul montajului propus ar necesita o diodă Zener care să suporte un  $I_{Zm}$  ridicat permițând de la bun început mărirea curentului prin micșorarea lui  $R_B$ .

Pentru a crește factorul de stabilizare trebuie micșorat curentul  $I_B$ , acest lucru putând fi asigurat cu montajul Darlington.

## 2.2 STABILIZATOARE DE TENSIUNE ÎN COMUTAȚIE

Stabilizatoarele de tensiune de tip liniar prezintă avantajul asigurării unei stabilizări bune dublată de posibilitățile remarcabile de filtrare a tensiunii ondulatorii reziduale de intrare.

Întrădeavă, în stabilizatoarele de tensiune liniară, elementul regulator disipă o putere egală cu produsul  $(V_i - V_o) \times I_o$ . Aceasta constituie o limitare severă a sferei lor de utilizare atât în cazul unor diferențe mari între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire cât și la furnizarea unor curenți importanți în sarcină.

Utilizarea stabilizatoarelor în regim de comutație contribuie atât la creșterea puterii disponibile în sarcină, cât și la creșterea eficienței de alimentare; se obțin randamente de peste 90% chiar și în cazul în care tensiunea stabilizată de la ieșire este de numai o fracțiune din tensiunea de intrare.

Datorită funcționării elementului regulator în regim de comutație, el poate asigura diferențe de tensiune intrare-ieșire mai mari comparativ cu stabilizatoarele de tensiune liniare. Diminuarea pierderilor de putere elimină radiatoarele supradimensionate, reducând gabaritul surselor de alimentare. Față de nivelul tensiunii de intrare, stabilizatoarele în regim de comutație pot furniza la ieșire nivele de tensiune mai mari, mai mici sau de polaritate inversă.

Cu toate aceste avantaje, sursele în comutație prezintă sub aspectul performanțelor electrice și unele dezavantaje. Răspunsul la variații rapide ale curentului de ieșire este mai lent. Tensiunea de ieșire conține o componentă de ondulație cu amplitudinea de ordinul a câțiva zeci de mV și o frecvență de zeci de kHz. Complexitatea ridicată a schemelor electrice și necesitatea ecranării radiației de radiofrecvență emisă în timpul funcționării, necesită un efort mai mare în realizarea acestora.

### 2.2.1 PRINCIPII DE FUNCȚIONARE

Un stabilizator de tensiune în comutație este alcătuit dintr-un element comutator, un circuit de acumulare și un circuit de comandă și control.

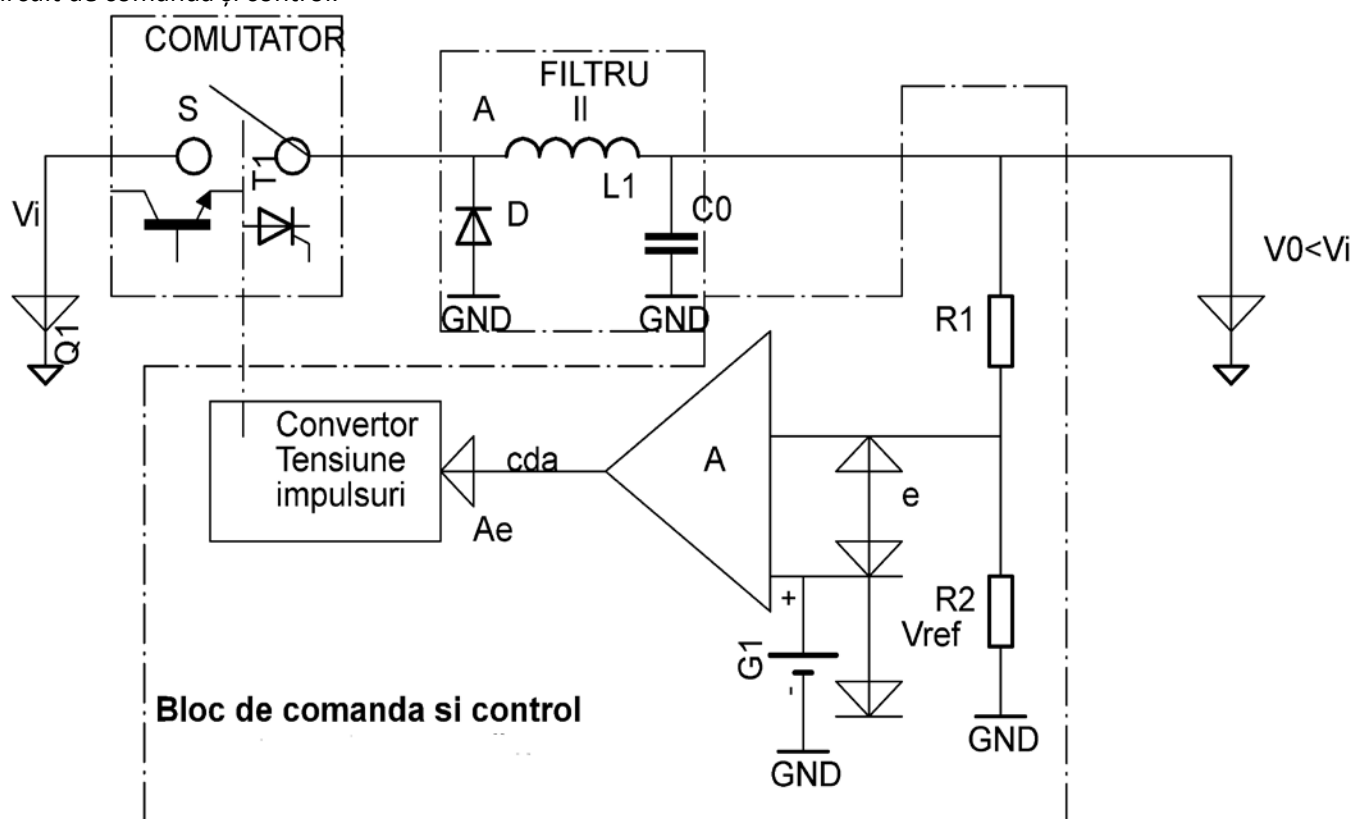


Fig.2.9 Schema de principiu a stabilizatorului de tensiune în comutație

Tensiunea continuă nestabilizată,  $v_1$ , furnizată de sursa primară de alimentare este aplicată la intrare; ea se eșantionează într-o succesiune de impulsuri de frecvență și se aplică circuitului acumulator, format din condensatorul

$C_0$  și din inductanța  $L$ . Nivelul tensiunii se ieșire se sesizează prin circuitul de control, care furnizează semnalul de corecție necesar circuitului de comandă; acesta modifică una din caracteristicile formei de undă livrate de comutator (durată impuls, frecvență, amplitudine) și compensează astfel variațiile tensiunii de ieșire.

$S$  este elementul comutator (de regulă tranzistor, în unele cazuri un tiristor), comandat sub acțiunea semnalului furnizat de circuitul de comandă. Acest comutator se închide periodic permitând aplicarea la intrarea filtrului  $LC_0$  a unor impulsuri de tensiune a căror amplitudine este egală cu tensiunea de intrare  $V_i$  și a căror durată, depinde de timpul în care comutatorul este închis.

Perioada de succesiune a impulsurilor este:  $T = t_{on} + t_{off}$

Pentru un filtru LC ideal, pe care nu există cădere de tensiune continuă, valoarea medie a curentului la ieșirea stabilizatorului este:

$$V_0 = V_i \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = V_i \frac{t_{on}}{T}$$

Din relația de mai sus rezultă că, pentru  $V_i$  și  $T$  constante mărimea tensiunii la ieșirea stabilizatorului  $V_0$  este proporțională cu durata impulsului  $t_{on}$ ; raportul dintre durata impulsului,  $t_{on}$  și perioada lui, se numește factor de umplere:

$$Y = t_{on}/T$$

pentru  $T = \text{constant}$ , tensiunea la ieșirea stabilizatorului este:

$$V_0 = YV_i$$

unde  $Y < 1$ , ceea ce arată că, în cazul schemei menționate, tensiunea la ieșirea stabilizatorului va fi totdeauna mai mică decât tensiunea la intrarea lui; aceste stabilizatoare numindu-se stabilizatoare coborâtoare (step-down regulator).

În figura 2.10 se prezintă schema de principiu a circuitului acumulator. Comutatorul  $S$  se realizează de obicei cu un tranzistor de comutație, astfel că  $V_s = V_{ce}$  și  $I_s = I_c$ ,  $V_s$  și  $I_s$  fiind căderea de tensiune pe comutator, respectiv curentul absorbit de la intrare.

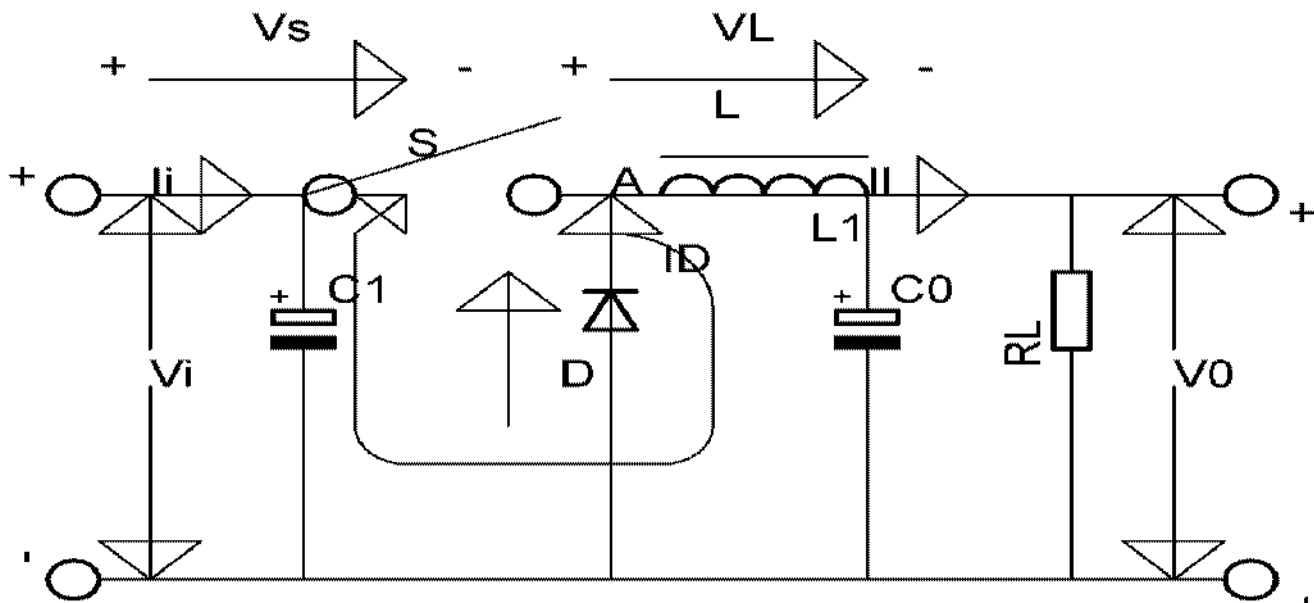


Fig.2.10 Circuit acumulator tip coborâtor de tensiune

Pe durata  $t_{on}$  comutatorul  $S$  este închis (tranzistorul conduce), dioda  $D$  fiind polarizată invers, curentul absorbit la intrare alimentează condensatorul  $C_0$  și sarcina. Totodată se stochează energia în bobina  $L$ . Curgerea curentului prin circuit, în această secvență este indicat în figură cu linie continuă.

Pe durata  $t_{off}$ , comutatorul  $S$  este deschis (tranzistorul se blochează), tensiunea pe bobină se inversează, dioda  $D$  se polarizează în direct și energia stocată în bobină se transferă condensatorului  $C_0$  și sarcină.

Dacă se examinează regimul de lucru care se stabilește după un număr mare de închideri/deschideri ale întrerupătorului  $S$ , se constată că tensiunea  $V_L$  ce apare pe bobina  $L$  este egală cu diferența dintre tensiunea  $V_i$  și tensiunea pe condensator  $V_L = V_i - V_0$ . În acest timp dioda  $D$  este blocată, fiind polarizată invers.

Dacă mărimea instantanee a curentului este mai mică decât curentul prin sarcină, condensatorul  $C_0$  va furniza un curent suplimentar și  $V_0$  va scădea ușor. Când  $I_L$  depășește curentul solicitat la ieșire, diferența de curent încarcă capacitoarea, mărind  $V_0$ . Curentul  $I_L$  va crește până când comutatorul  $S$  se deschide. În acest moment, deoarece curentul prin bobina  $L$  nu poate să se modifice instantaneu, potențialul punctului  $A$  coboară la  $-V_d$ , astfel că dioda  $D$  intră în conducție, menținând în continuare curentul prin inductanță; dioda  $D$  permite trecerea curentului prin sarcină pe durata în care întrerupătorul  $S$  este deschis. Deoarece la blocare prin comutatorul  $S$  nu mai trece curent, energia acumulată în inductanță va avea tendința de a se elibera sub forma unei supratensiuni de sens invers, fiind nevoie ca acestei energii să i se permită să se elibereze prin intermediul unei diodă montată în sens invers la intrarea filtrului. Din acest motiv această diodă se numește "diodă de recuperare" cu rolul de a recupera energia acumulată în bobină.



La deschiderea întrerupătorului  $S$ , curentul din  $L$  nu poate să își schimbe sensul ( în sensul marcat pe figură în paranteze ); această tensiune ( de autoinducție ) se înseriază cu tensiunea de intrare. Din acest moment dioda  $D$  va conduce ( deoarece la bornele ei se aplică suma dintre tensiunea de intrare  $V_i$  și tensiunea obținută pe sarcină este mai mare decât tensiunea  $V_L$  ) și va alimenta condensatorul  $C_0$ . Tensiunea obținută pe sarcină este mai mare decât tensiunea de intrare, cu o mărime egală cu tensiunea de autoinducție  $V_L$  pe bobina  $L$ .

Bobina  $L$  la acest tip de stabilizator nu contribuie la reducerea tensiunii de ondulație la ieșire ci este componenta în care se înmagazinează energia electrică pe durată  $t_{on}$ , de deschidere a întrerupătorului  $S$ . Această energie, pe durata  $t_{off}$ , se însumează cu energia sursei de alimentare și se transmite sarcinii. Din acest motiv prezența lui  $C_0$  în schema stabilizatorului este necesară din punct de vedere principal, deoarece el este singura componentă din schemă care asigură menținerea tensiunii constante pe sarcină în intervalul  $t_{on}$ . Mărima tensiunii la ieșirea stabilizatorului este legată de tensiunea de intrare  $V_i$  astfel:

$$V_0 = V_i \frac{1}{1-\tau}$$

Din această relație rezultă că tensiunea la ieșirea stabilizatorului ridicător este totdeauna mai mare decât tensiunea la intrarea lui. Cu cât coeficientul de umplere  $\tau$  este mai mare cu atât va fi mai mare și tensiunea la ieșire față de tensiunea de intrare.

Cu ajutorul aceluiași componente  $L, C, D, S$  se poate realiza un stabilizator de tensiune de putere care poate avea la ieșire  $V_0$ , polaritate inversă față de tensiunea de intrare ( Inverter switching regulator ); având schema de principiu dată în Figura 2.12.

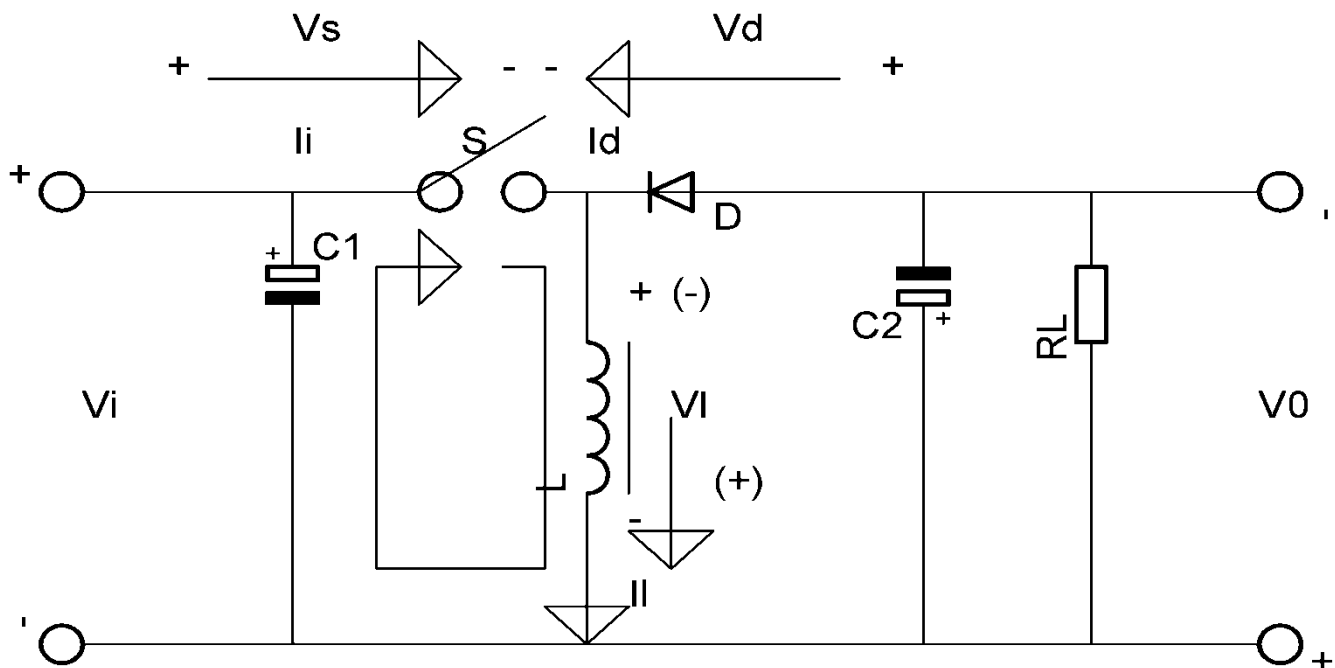


Fig.2.12 Schema de principiu a circuitului de putere al unui stabilizator de comutație tip inversor de tensiune.

Pentru explicarea funcționării se consideră circuitul după suficient de multe cicluri de comutare ale întrerupătorului  $S$ , astfel încât schema funcționează în regim staționar. La închiderea întrerupătorului  $S$ , pe bobina  $L$  se aplică tensiunea  $V_i$ , prin care trece curentul  $I_L$ , liniar crescător. Polaritatea pe bobină este reprezentată pe figură fără paranteze. În acest timp dioda  $D$  este blocată, deoarece pe ea se aplică o tensiune inversă egală cu  $V_i$ . Pe durata

$t_{on}$  când tranzistorul conduce ( comutatorul S închis ), energia se stochează în bobină. Curgerea curentului în circuit s-a indicat cu linie continuă.

Pe durata  $t_{off}$  când tranzistorul se blochează (comutatorul S deschis ) tensiunea pe bobină se inversează 9 semnul marcat pe figură cu paranteze ), dioda D se polarizează direct și energia stocată în bobină se transferă pe C2 și sarcină.

Mărima tensiunii la ieșirea stabilizatorului, față de tensiunea la intrare sa este:

$$V_0 = V_i \frac{\tau}{1-\tau}$$

După cum se observă tensiunea la ieșire poate avea o valoare absolută, mai mare sau mai mică, în funcție de mărimea factorului de umplere  $\tau$ , față de tensiunea de intrare și având polaritate inversă față de aceasta.

### 2.2.2 ELEMENTUL REGULATOR

De obicei în practică se folosesc două categorii de stabilizatoare în comutație:

- 1) cu element regulator ( comutatorul S )- tranzistoare bipolare utilizate pentru puteri mici și medii.
- 2) cu element regulator -tiristoare dar și tranzistoare MOSFET de putere, utilizate acolo unde sunt necesare puteri importante.

Comparativ cu stabilizatoarele în regim liniar, stabilizatoarele de tensiune în comutație se caracterizează prin faptul că elementul regulator funcționează în regim de impulsuri, la frecvențe relativ ridicate ( de la 10Khz la peste 100Khz ).

Funcționarea tranzistorului bipolar în regim de comutație este prezentat în figura 2.13 astfel că:

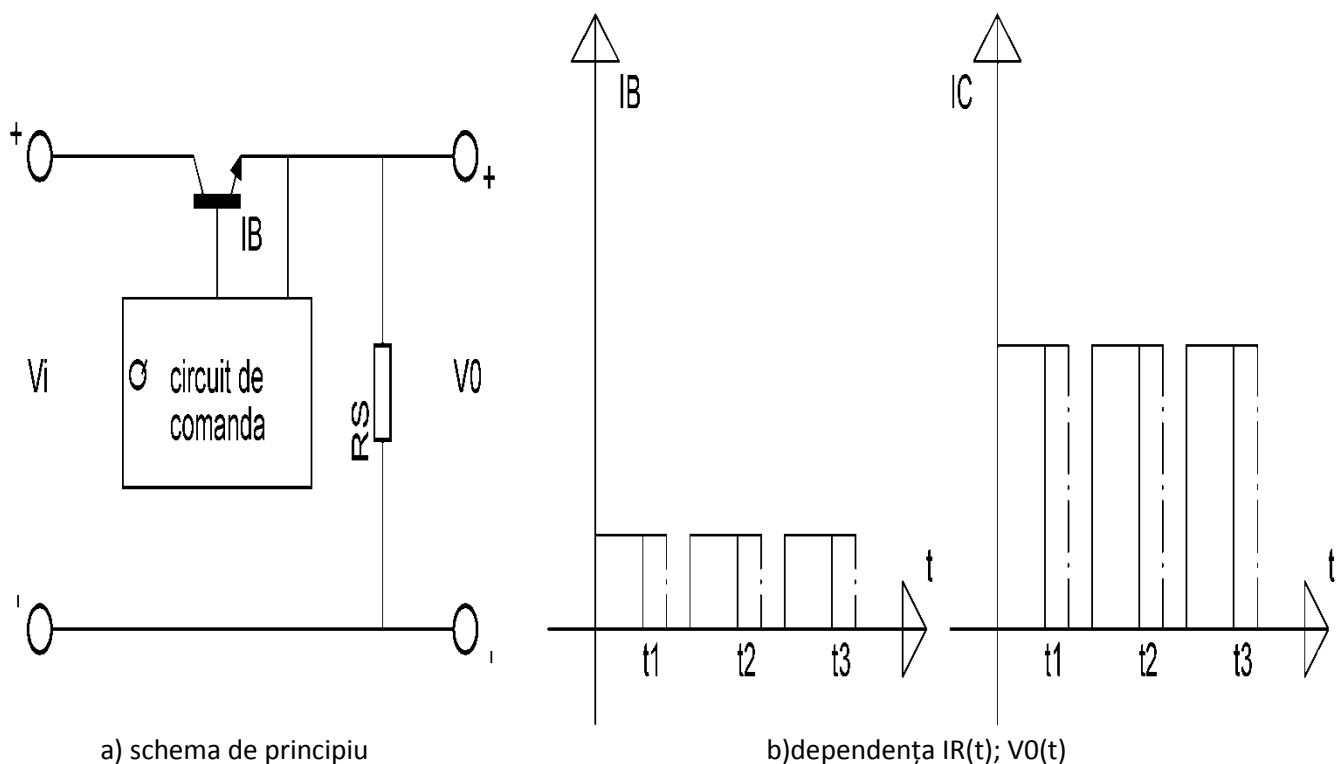


Fig. 2.13 Funcționarea tranzistorului bipolar în comutație

se presupune că pe baza tranzistorului Q, conectat în circuitul sursei de alimentare în serie cu rezistorul de sarcină  $R_S$ , se aplică impulsuri de curent, de formă dreptunghiulară ( de comandă )figura 2.13b, cu amplitudinea  $I_B$ . În intervalul  $t_1$ - $t_2$ , când curentul de bază este nul, punctul de funcționare a tranzistorului este  $V_{CE}-I_C=I_B=0$ ; în acest

interval de timp tranzistorul este blocat curentul prin el fiind foarte mic și aproape întreaga tensiune de intrare  $V_i$  se aplică joncțiunii colector-emitor.

În intervalul  $t_2$ - $t_3$  pe baza tranzistorului se aplică un impuls de curent cu amplitudinea  $I_B > I_{BC}$ , tranzistorul ajungând în stare saturată.

Atât în regim de blocare cât și cel de saturație, pe tranzistor se disipă o putere neînsemnată, deoarece într-un caz curentul de colector este foarte mic, iar în celălalt caz, căderea de tensiune pe tranzistor este de asemenea foarte mică.

Tensiunea de ieșire  $V_O$  în schema din figura 2.13a va avea forma de tren de impulsuri dreptunghiulare cu amplitudinea aproximativ egală cu tensiunea de intrare.

### 2.2.3 CLASIFICARE

În funcție de modul de conectare a elementului regulator stabilizatoarele în comutație se împart în stabilizatoare de tip serie ( fig.2.10, 2.12 ) și de tip paralel ( fig.2.11 )

După modul în care se află nivelul tensiunii de ieșire , stabilizatoarele se împart:

- stabilizatoare coborâtoare de tensiune;
- stabilizatoare ridicătoare de tensiune;
- stabilizatoare inversoare de tensiune.

În funcție de modul de reglare a tensiunii de ieșire stabilizatoarele în comutație se clasifică în:

- stabilizatoare cu modulare în durată a impulsurilor;
- stabilizatoare cu modulare în frecvență a impulsurilor;
- stabilizatoare autooscilante.

### 2.2.4 ALEGEREA DIODEI D

Este cunoscut faptul că la comutația unei diode din starea de conducție directă în starea de blocare există o perioadă de timp în care dioda nu este capabilă să blocheze tensiunea inversă aplicată. În acest interval de timp dioda se comportă ca un scurtcircuit. După care urmează un regim tranzitoriu prin care se atinge valoarea staționară a impedenței mari de blocare. Timpul necesar ca toți purtătorii de sarcină minoritari acumulați în vecinătatea joncțiunii la polarizarea directă să fie eliminați, se numește timp de revenire inversă.

La un stabilizator în comutație această perioadă în care dioda rămâne încă în stare de conducție, după saturarea tranzistorului de comutație poate constitui cauza următoarelor inconveniente:

- tranzistorul urmează să debiteze la o impedență foarte mică; în acest caz în circuit apar situații în care valoarea de vârf a curentului poate depăși de câteva ori valoarea curentului prin sarcină, ceea ce poate duce la scurtarea duratei de viață a tranzistorului.
- aceste vârfuri de curent au influențe dăunătoare asupra blocurilor dinaintea stabilizatorului -redresorul și/sau alimentatorul de rețea (transformatorul)- constituind o sursă puternică de interferențe care se transmit și în blocurile electronice alimentate.
- existența vârfurilor de curent diminuează randamentul sursei de alimentare.

Astfel având în vedere cele de mai sus, este necesar ca în stabilizatoarele de tensiune în comutație, dioda D să aibă un timp de revenire inversă cât mai mic.

### 2.2.5 SCHEME DE PRINCIPIU

Deoarece stabilizatoarele de tensiune în comutație prezintă caracteristici de stabilizare inferioare stabilizatoarelor de tensiune în regim liniar, ele se utilizează adesea ca preregulatoare de tensiune, având randamentul ridicat. Stabilizarea finală a tensiunii se asigură cu stabilizatoare de tensiune în regim liniar, în majoritatea cazurilor utilizându-se stabilizatoarele de tensiune fixă (întegrate monolitice).

De cele mai multe ori pentru alimentarea schemelor electronice necesită mai multe tensiuni de curent continuu, ajungând până la o varietate de tensiuni inverse sau dublă alternanță. Astfel în locul montajului clasic cu un transformator și mai multe înfășurări secundare, fiecare cu redresorul și circuitul de filtrare ( fig.2.14a), se poate utiliza un transformator cu un singur secundar care furnizează tensiunea cea mai mare cerută de montaj, reducerea tensiunilor la valorile necesare putând fi asigurată cu regulatoare de tensiune în comutație (de tip coborâtor) ca în fig.2.14b.

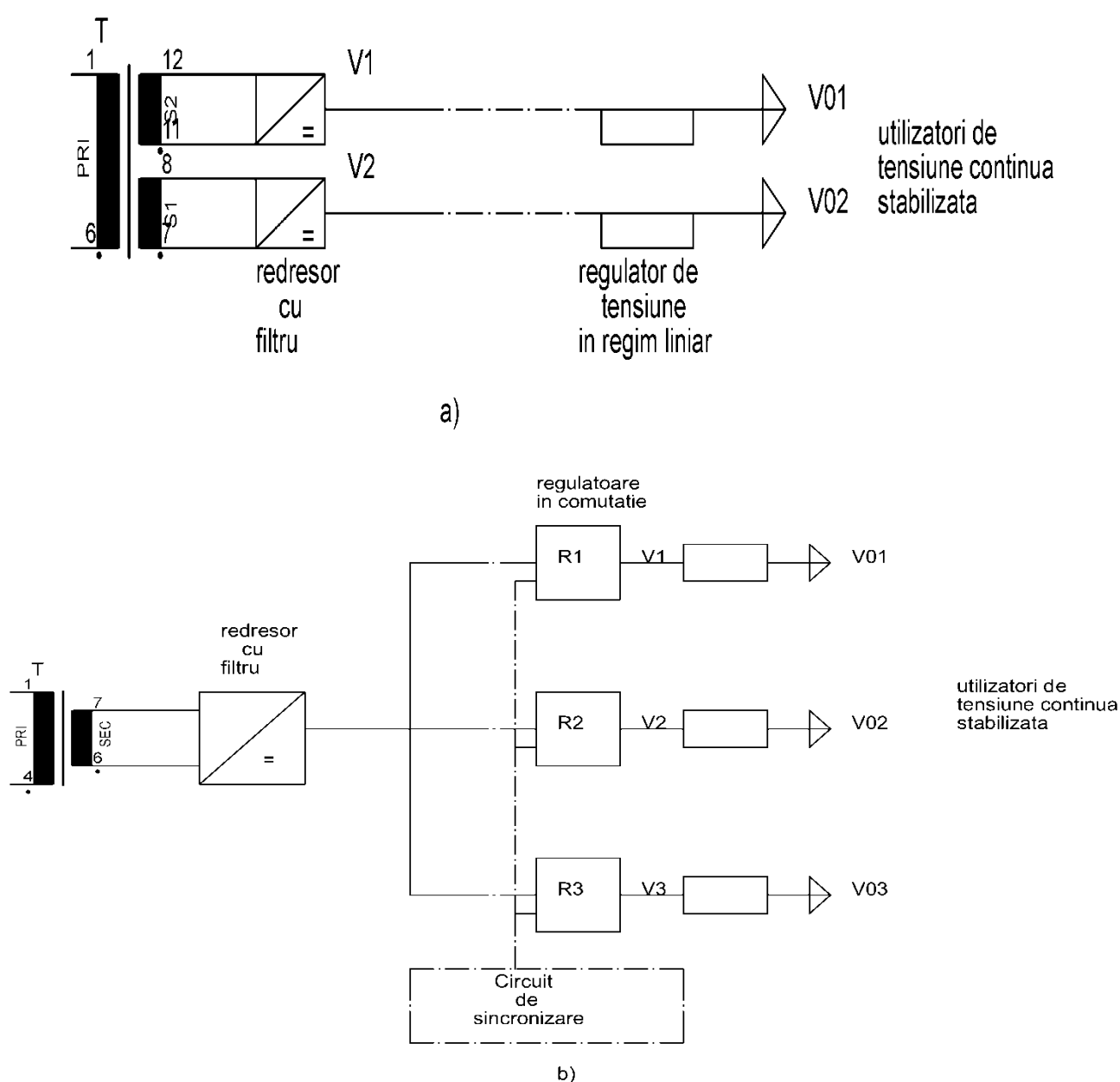


Fig.2.14. Moduri de alimentare a unei sarcini cu tensiune de curent continuu stabilizată

Stabilizatorul de tensiune în comutație în acest caz joacă rolul unui "transformator" (fig.2.14b), astfel, dacă într-un stabilizator liniar intensitatea curentului de intrare este practic aceeași cu, curentul de la ieșire, într-un stabilizator în comutație, curentul mediu la intrare poate fi sensibil mai mic decât cel de la ieșire, dacă tensiunea de la ieșire este (mult) mai mică decât tensiunea de la intrare. În plus, unele tipuri de stabilizatoare în comutație pun în evidență posibilitatea de recuperare a energiei (flyback) acumulate la bornele unei inductanțe și adăugarea acesteia la tensiunea primară de alimentare astfel că e posibil să se obțină o tensiune de ieșire mai mare decât tensiunea la intrare.

Pentru a evita reacțiile nedorite între diversele frecvențe de comutare ale stabilizatoarelor în comutație folosite într-un astfel de sistem, poate fi utilizat un bloc de sincronizare a tuturor stabilizatoarelor.

Circuitele integrate specializate ca regulatoare de tensiune în comutație, dispun prin construcție de această posibilitate.

Pentru comanda elementului comutator se folosesc două categorii de circuite de comandă:

- circuite cu oscilator de comandă independent ( pilot );
- circuite autooscilante.

Practic, a doua categorie de circuite permite realizarea de scheme simple și economice. Totuși prezintă inconvenientul că furnizează o tensiune mai puțin filtrată, deoarece întreținerea oscilațiilor se realizează prin intermediul tensiunii ondulatorii de la ieșire.

#### a.) Stabilizatoare în comutație cu oscilator independent

În această secțiune se va prezenta câteva scheme de stabilizatoare cu oscilator independent, cu ajutorul cărora se realizează comanda elementului comutator al stabilizatorului.

Circuitul stabilizator în comutație din fig.2.15 utilizează un tranzistor unijonctiune ca oscilator de frecvență variabilă, de la ieșirea căruia se comandă tiristorul regulator.

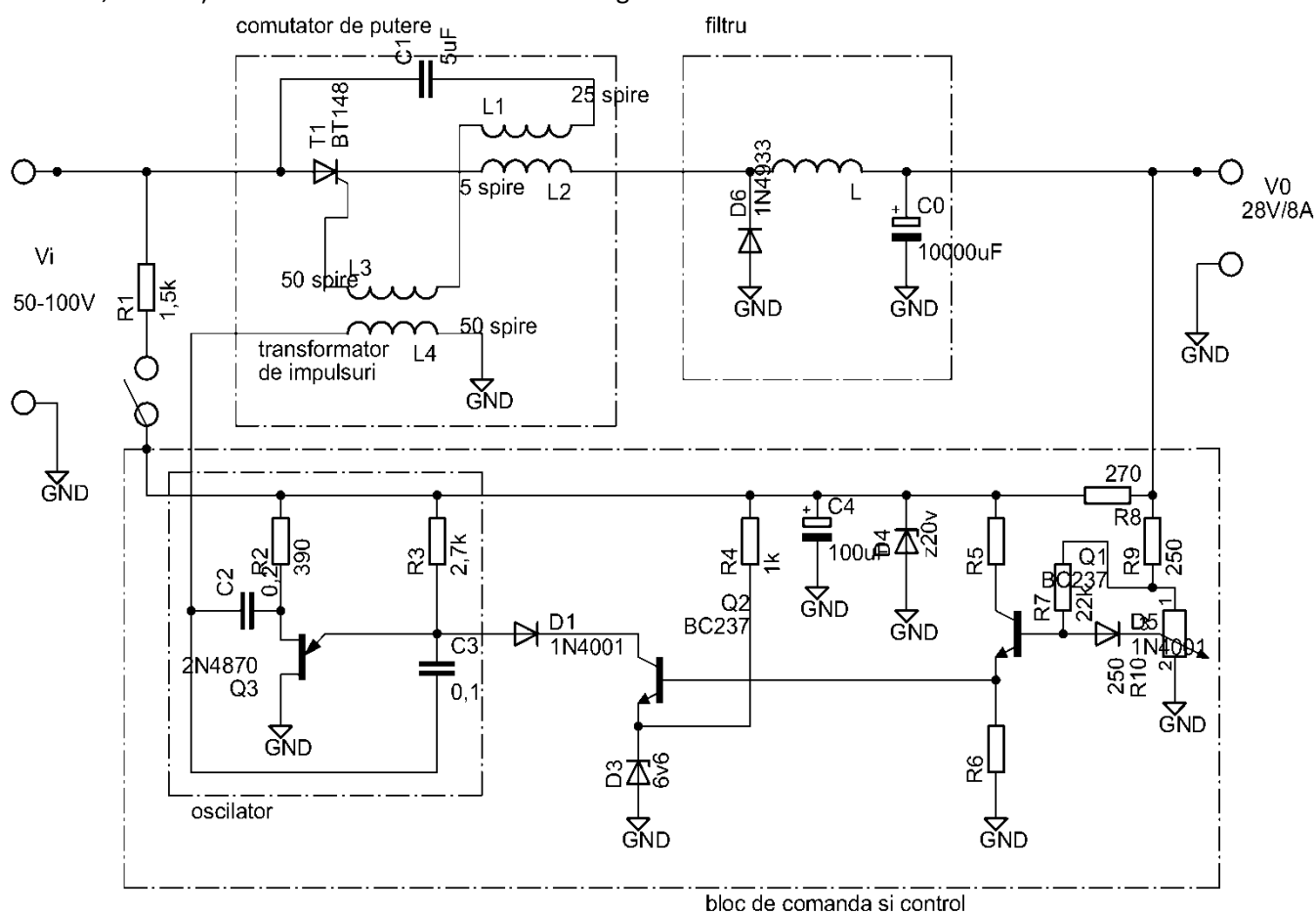


Fig.2.15. Stabilizator în comutație cu tiristor

Semnalul kV0, reglabil cu potențiometrul R10, amplificat cu tranzistoarele Q1, Q2 se compară cu tensiunea de referință de 6V furnizată de dioda D3 din emitorul tranzistorului Q2. În funcție de nivelul tensiunii kV0, Q2 va modifica frecvența de oscilație a tranzistorului Q3 și implicit durata de conducție a tiristorului T1; în acest mod se reglează nivelul tensiunii V0 de ieșire.

Schema din figura 2.16 prezintă un stabilizator de tensiune în comutație, care furnizează la ieșire 20V la 5A cu o stabilitate de 0,1% atât la variația sarcinii (între 0 și 5A) cât și la variația tensiunii rețelei (în domeniul  $\pm 20\%$ ).

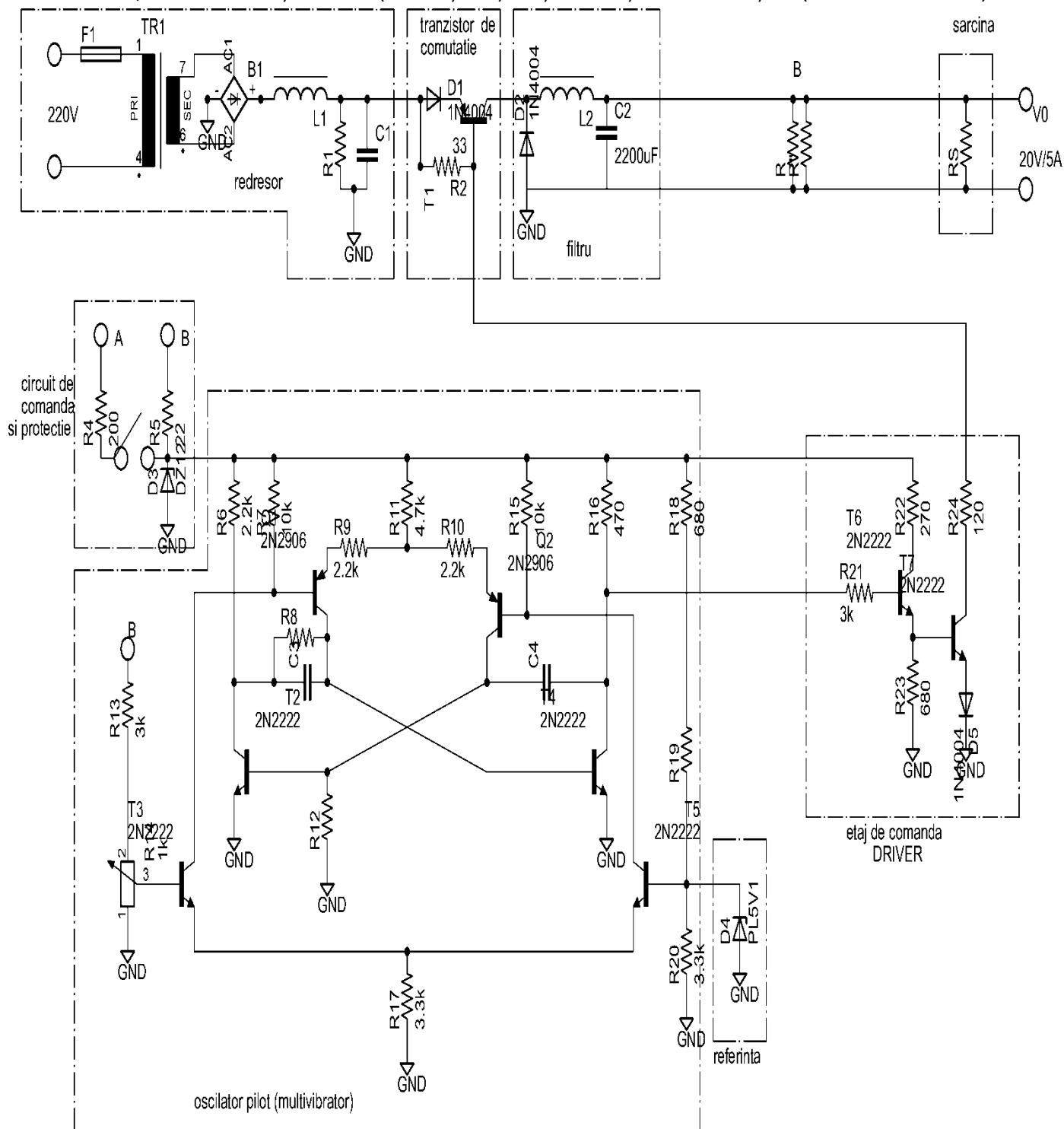


Fig.2.16. Stabilizator în comutație comandat prin multivibrator

Circuitul oscilator este format dintr-un multivibrator asimetric; constanta de timp de încărcare a condensatorului C3 determină perioada de conducție a tranzistoarelor în funcție de tensiunea de eroare. Tranzistoarele T3, T5 formează un amplificator diferențial, care compară tensiunea la bornele divizorului R-R" plasat la ieșirea stabilizatorului, cu tensiunea de referință furnizată de dioda D4 alimentată de asemenea de la ieșirea stabilizatorului ( punctul B ). Ieșirile acestui amplificator diferențial, comandă perechea de tranzistoare Q1-Q2, care constituie surse de curent pentru încărcarea condensatoarelor C3 și C4, de care depinde perioada de conducție a tranzistoarelor T2-T4, care formează un etaj multivibrator astabil. Orice creștere a diferenței între tensiunea de ieșire și tensiunea de referință are ca efect reducerea perioadei de conducție a lui T4 și prin urmare cea a tranzistorului de comutație T1, acționat prin intermediul etajului de comandă realizat cu tranzistoarele T6 și T7.

Montajul funcționează pe frecvență fixă și factor de umplere, ton/toff, variabil deoarece în momentul în care perioada de conducție a unuia din tranzistoare se mărește, concomitent a celuilalt se micșorează în mod corespunzător.

În figura 2.17a se prezintă o schemă de principiu cu ajutorul căreia se obțin rezultate similare. În acest caz se compară, în comparatorul C, tensiunea de eroare ( $\varepsilon = V_{REF} \pm kV_0$ ) amplificată cu amplificatorul de eroare A, cu o tensiune liniară variabilă ( TLV ) de frecvență fixă.

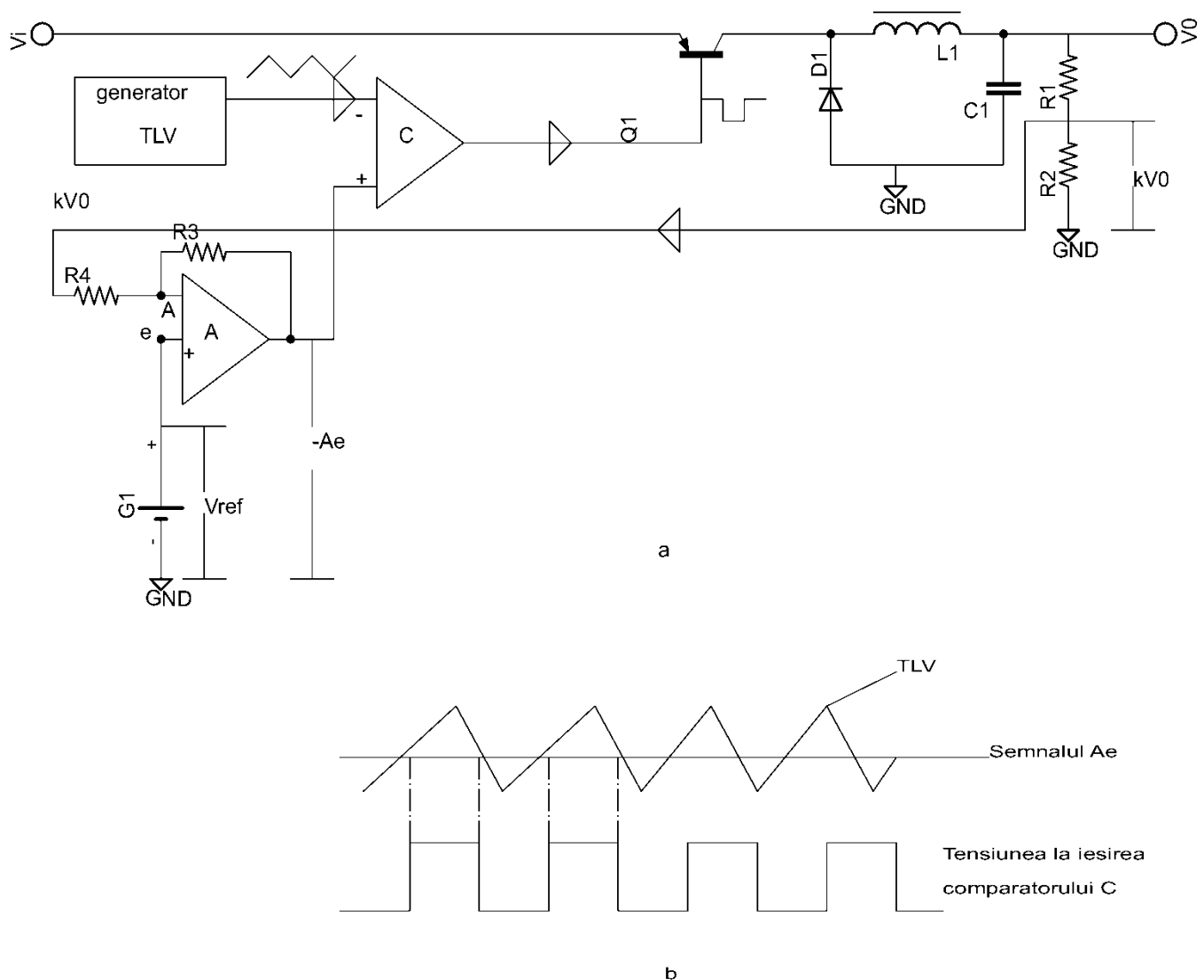


Fig.2.17. Schema de principiu pentru un stabilizator în comutație care folosește un generator TLV pentru modularea în durată a impulsului de comandă a tranzistorului de comutație (a) și formele de undă corespunzătoare (b).

În figura 2.17b sunt prezentate formele de undă ale semnalelor la intrarea și ieșirea comparatorului C. Impulsurile pozitive la ieșirea comparatorului și în consecință perioadele de conducție ale tranzistorului de comutație vor fi cu atât mai lungi cu cât tensiunea de eroare,  $A_e$ , va fi mai mică; în consecință în aceste intervale de timp va rezulta o creștere a tensiunii la bornele condensatorului de ieșire al filtrului L-C.

b.) Stabilizatoare în comutație autooscilante

Pentru a obține astfel de montaje, soluția cea mai simplă este de a utiliza scheme de stabilizatoare în regim liniar, cărora li se adaugă filtrul LC, dioda D și o reacție pozitivă suficientă pentru a intra în (auto) oscilație.

În figura 2.18 se prezintă o astfel de schemă, astfel prin linii groase se arată modificările făcute. În felul acesta un stabilizator liniar cu reacție simplu, la care se adaugă elementele L-C și D, se transformă în stabilizator de comutație prin adăugarea unui condensator de reacție C1, care transformă amplificatorul de tensiune de eroare compus din Q2-Q3 într-un multivibrator nesimetric.

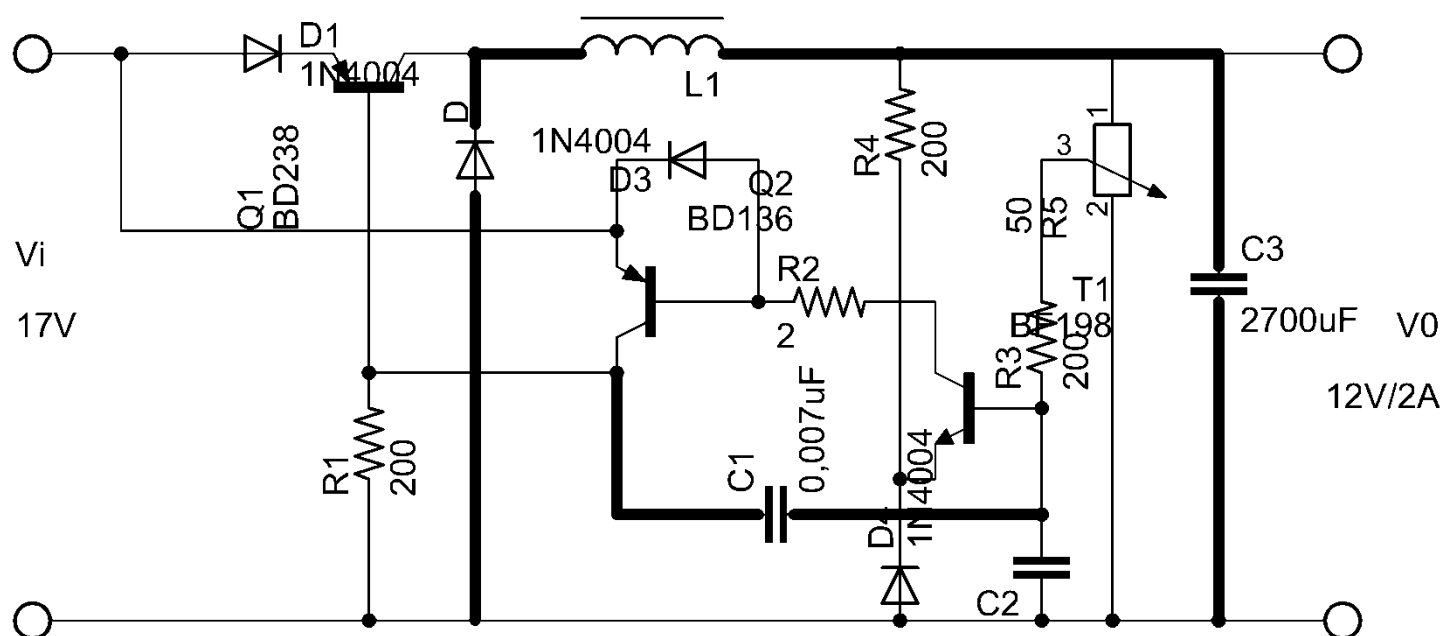


Fig.2.18. Stabilizator în comutație autooscilant

## CAPITOLUL 3.

### PROTECȚIA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE

Atât sursele de tensiune stabilizată cât și cele nestabilizate pot constitui obiectul unor influențe dăunătoare exercitate în principal de: suprasarcini, scurt-circuite, supra-tensiuni permanente sau în impulsuri, încălziri anormale.

Pentru a li se asigura fiabilitatea și deci pentru a se evita defectările majore ” în cascadă”, alimentatoarele stabilizate trebuie să fie prevăzute cu dispozitive de protecție automată eficiente, destinate protejării lor proprii, cât și protejării circuitelor pe care le alimentează.

În general suntem tentați să ne bazăm pe siguranțele fuzibile pentru a proteja sursele de tensiune stabilizată. Însă de obicei acestea nu asigură în mod operativ protecția, deoarece ele au o inerție mare în funcționare ceea ce de fapt necesită metode de protecție diferențiate pentru fiecare din influențele dăunătoare ce pot apărea în timpul funcționării acestora.

De exemplu, pentru a evidenția această inerție a influențelor dăunătoare menționate mai sus, se ia cazul unui tranzistor; care la încălzirea, respectiv străpungerea sa prin ambalare termică, antrenează distrugerea succesivă a componentelor propriului circuit ( în general rezistoare ), apoi a elementului regulator, apoi a redresorului, apoi a sursei de curent și în final a siguranței fuzibile.

Oricare ar fi metoda de protecție utilizată, aceasta trebuie să fi e aleasă astfel încât să nu perturbe funcționarea stabilizatorului, sau să-i înrăutățească performanțele.

#### 3.1 SUPRASARCINI POSIBILE

În funcționarea alimentatoarelor stabilizate pot apărea regimuri de suprasarcini sau de scurtcircuit accidentale, care în majoritatea cazurilor conduc la defectarea stabilizatorului.

*Regimul de supracurent* se manifestă în următoarele situații:

- în scurtcircuit, caz în care curentul nu este limitat decât prin rezistența internă a sursei și prin rezistența firelor de conexiune,

- la suprasarcină, când fără să atingă valoarea critică într-un interval de timp scurt, intensitatea depășește net valoarea sa nominală. Dacă acest regim se manifestă pe o durată mai mare de timp pot fi defectate unele părți componente ale circuitului ca de exemplu componentele semiconductoare, izolația conductoarelor ( în special bobinajul transformatoarelor ).

*Regimul de supratensiune* poate apărea în urma unor procese tranzitorii care se produc, în alimentatorul stabilizat și anume:

- la scurtcircuitarea la masă a ieșirii stabilizatorului, în acest caz întreaga tensiune de intrare se aplică elementului regulator,

- la conectarea la rețea a alimentatorului în cazul în care conține o capacitate pe ieșire; cazul se reduce la cel anterior,

- la variația bruscă a sarcinii; acest regim este mai periculos în cazul circuitelor cu inductanțe.

1. Dispozitive cu acțiune rapidă pentru protejare contra scurtcircuitelor; ele trebuie să acționeze rapid pentru a se evita distrugerea componentelor stabilizatorului sau a circuitelor de sarcină. Aceste circuite nu trebuie să se declanșeze accidental, de exemplu la apariția unor suprain tensități de foarte scurtă durată ( în general la punerea sub tensiune a stabilizatorului ). Rolul acestui mijloc de protecție poate fi îndeplinit de siguranțe fuzibile rapide sau ultrarapide, de rele de protecție electromagnetice, sau de mijloace de protecție electronice.

2. Dispozitive temporizatoare, care să întrerupă circuitul numai în cazul unei suprasarcini prelungite. Rolul acestor dispozitive poate fi îndeplinit de siguranțe fuzibile normale, sau relee de protecție termice.

3. Dispozitive de protecție la supratensiuni, care pot fi în general electronice.

### 3.2 PROTECȚIA LA SUPRASARCINĂ

#### 3.2.1 LIMITAREA CURENTULUI DE SCURTCIRCUIT

O serie de stabilizatoare de tensiune, sunt autoprotejate prin construcție în cazul în care elementul serie este supradimensionat pentru a disipa o putere suficientă.

În continuare vom analiza câteva exemple, care vor scoate în evidență acest tip de protecție.

Cu ajutorul montajului din figura 3.1 curentul de scurt circuit devine practic nul. În acest caz, curentul de bază al tranzistorului Q1, în configurație de generator de curent, este furnizat prin intermediul tranzistorului de protecție Q2, normal saturat. În caz de scurtcircuit dioda cu germaniu D2 devine conductoare și curentul de bază al lui Q2 este trecut la masă, blocându-l; prin aceasta se blochează și tranzistorul Q1.

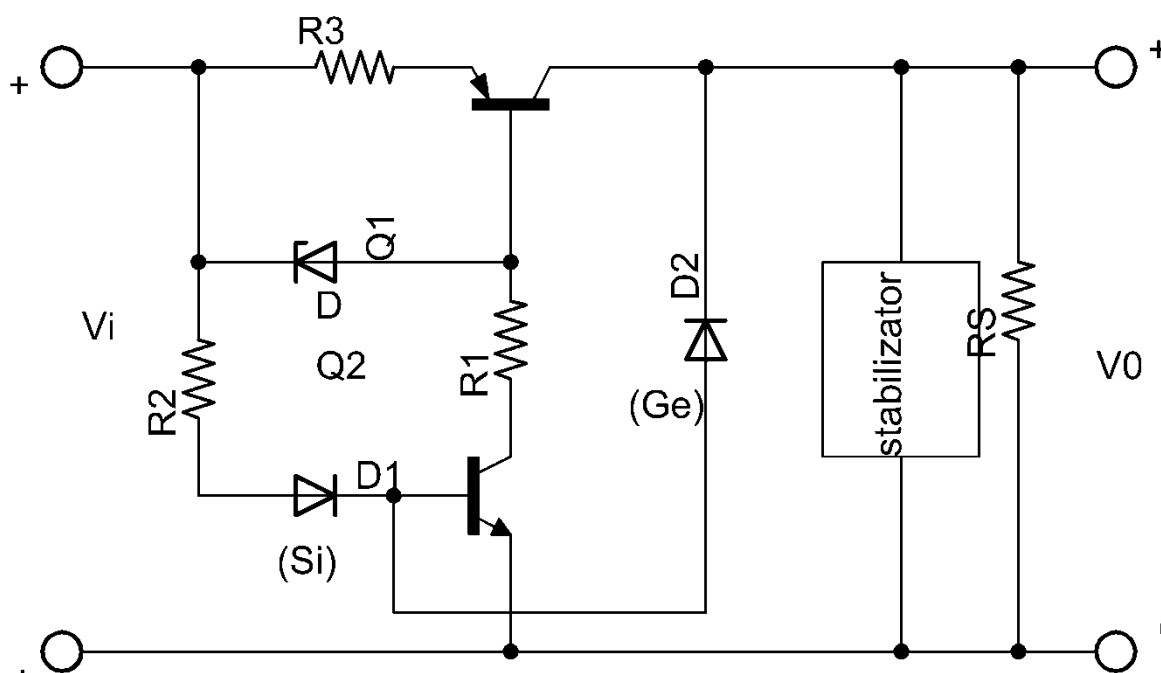


Fig.3.1. Stabilizator autoprotejat.

Stabilizatorul tip serie din figura 3.2 are sursa de referință alimentată cu tensiunea stabilizată ( montaj în aval ). În acest caz, la scurtcircuit la ieșire, sursa de referință scade la zero, curentul de scurtcircuit al montajului fiind limitat prin rezistența R1 de pornire la punerea în funcțiune.

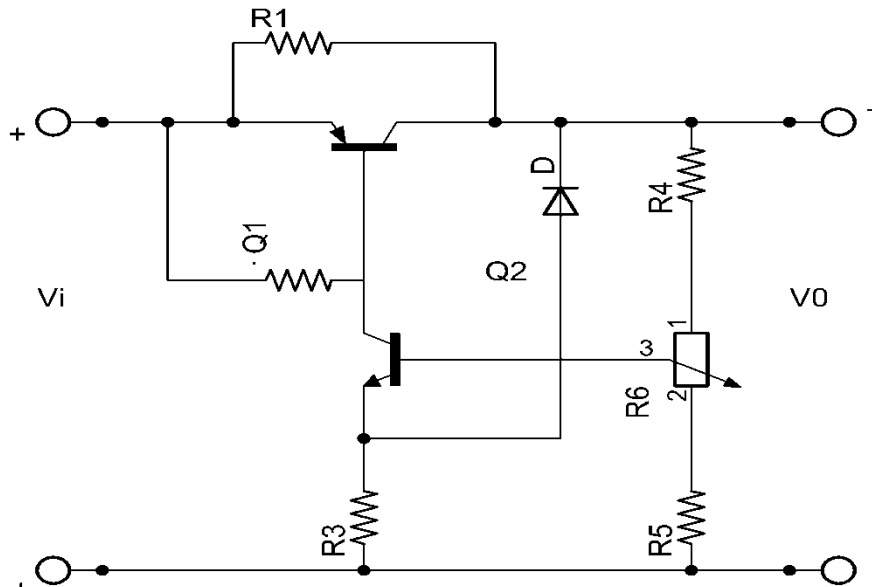


Fig.3.2. Protejarea stabilizatorului prin căderea referinței la zero.

Cea mai simplă metodă de protejare a unui stabilizator de tensiune care acționează prin limitarea curentului prin elementul regulator rezultă din figura 3.3

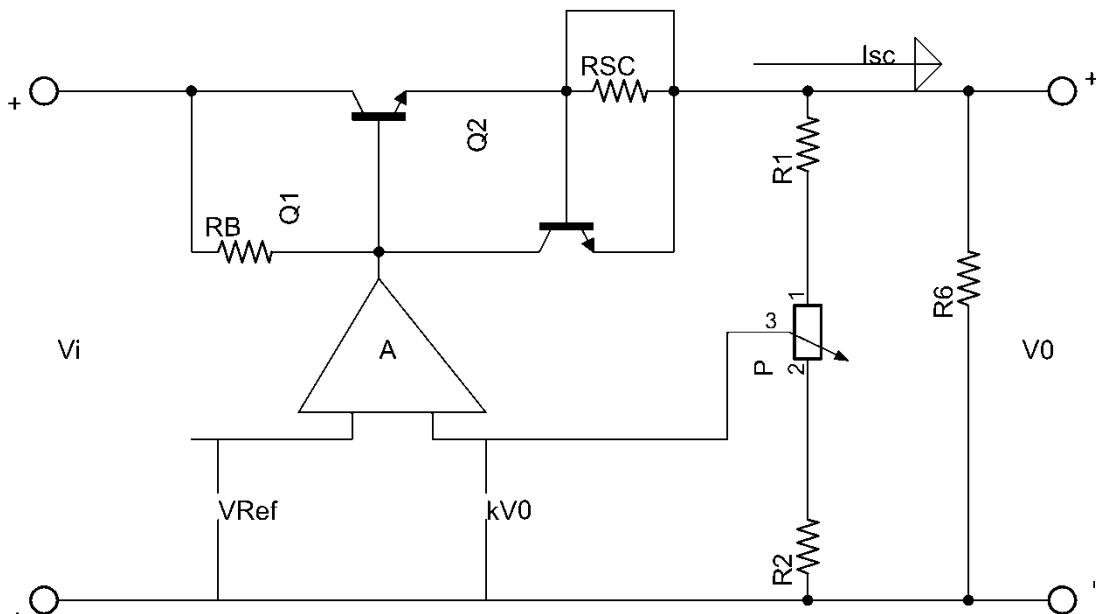


Fig.3.3. Schema de limitare automată a curentului de scurtcircuit.

Atâta timp cât căderea de tensiune la bornele rezistenței **Rsc** este mai mică decât tensiunea de deschidere a joncțiunii emitor-bază a tranzistorului Q2, acesta este blocat și elementul regulator serie Q1, funcționează normal. Rezistorul Rsc găsiindu-se în interiorul buclei de reacție a stabilizatorului de tensiune, căderea de tensiune la bornele lui este compensată și nu influențează decât în foarte mică măsură rezistența dinamică de ieșire. În cazul în care curentul prin Rsc crește până la o valoare care produce la bornele sale o cădere de tensiune de ordinul:

$$V_{BE} = 0,6.....0,7 \text{ V}$$

tranzistorul Q2 va conduce și va conduce spre sarcină o parte din curentul de bază al tranzistorului Q1. Se va stabili un echilibru astfel că mărimea curentului debitat în sarcină va rămâne aproximativ egal cu:

$$I_{sc} = V_{BE}/R_{sc} \approx 0,65/R_{sc}$$

Curba  $V_O = f(I_O)$  a acestui circuit, este asemănătoare cu caracteristica tensiune-curent a unui alimentator stabilizat, cu o caracteristică rectangulară. Funcționarea stabilizatorului de tensiune în regim de limitare în curent este mai puțin eficientă decât funcționarea unui stabilizator de curent: astfel că un stabilizator de tensiune protejat la un curent de aproximativ 1A, prezintă în zona de funcționare în regim de limitare în curent, o rezistență dinamică de aproximativ  $100\Omega$  valoare care este de câteva sute de ori mai mică decât mărimea obținută în cazul unui stabilizator de curent, pentru aceeași intensitate de curent.

Folosind schema din figura 3.3 există două modalități de realizare a protecției prin limitarea curentului:  
- prin realizarea unui stabilizator de tensiune cu mai multe game de limitare (figura 3.4a). Pentru aceasta va fi suficient să se comute diferite valori ale rezistenței Rsc,

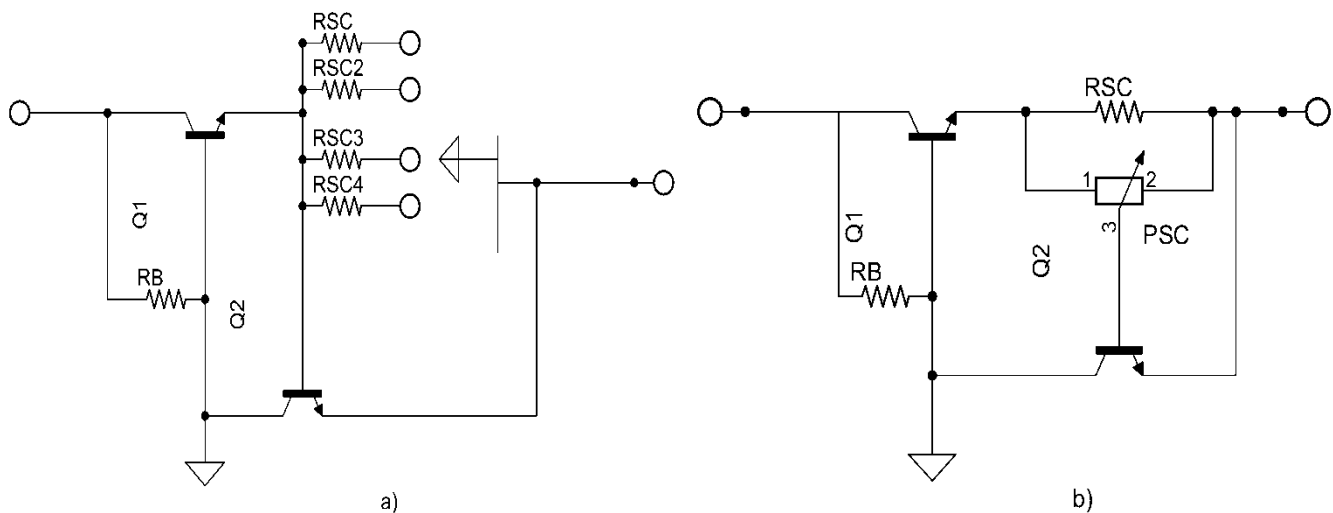


Fig.3.4. Scheme de planificare a curentului de scurtcircuit.

- să regleze mai precis curentul de limitare (figura 3.4b), prin modificarea tensiunii bazei tranzistorului Q2 cu ajutorul potențiometrului PSC de reglare fină, montat în paralel cu rezistorul RSC; această metodă nefiind indicată decât pentru variații mici ale curentului  $I_{sc}$ , deoarece în caz contrar, necesită o cădere de tensiune relativ mare la bornele rezistenței RSC în special în cazul unor curenți mai importanți prin sarcină.

O variantă a montajului din figura 3.3 mai utilă și la îndemâna utilizatorului este ilustrată în figura 3.5. În acest caz, dioda luminiscentă (LED) dispusă în serie cu, colectorul tranzistorului Q2 constituie un mijloc de semnalizare a supracurentului.

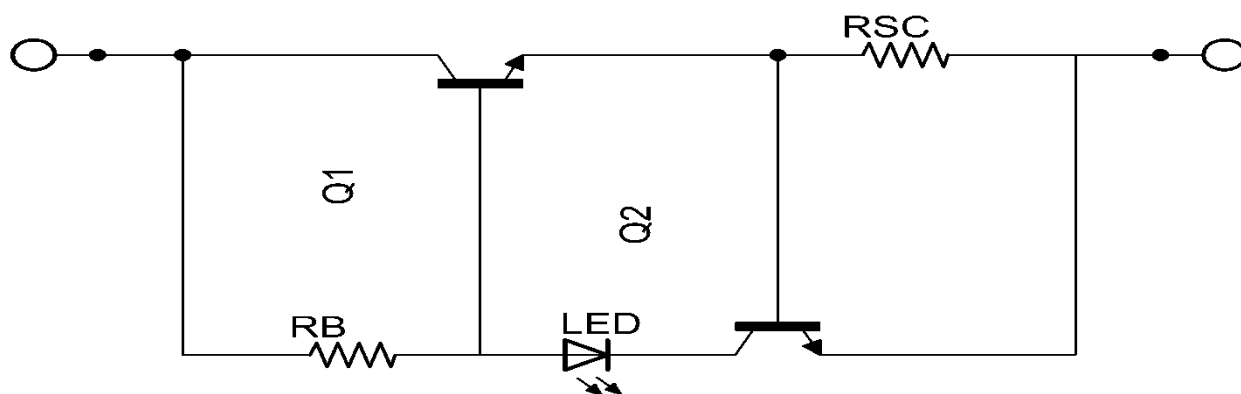


Fig.3.5. Utilizarea unei diode LED pentru semnalizarea curentului de scurtcircuit.

În locul diodei electroluminiscente poate fi introdus un optocuplor care comandă un releu temporizator prevăzut să întrerupă alimentarea stabilizatorului în caz de suprasarcină, sau în caz de scurtcircuit prelungit; în figura 3.6 se prezintă schema electrică a protecției realizată conform acestui principiu. În caz de sarcină prelungită (care depășește o durată prestabilită cu un circuit de întârziere, releul Rel va decupla la comanda optocuplorului OC, acționat de curentul de colector al tranzistorului Q2. După înlăturarea avariei, stabilizatorul se repune în funcțiune prin apăsarea întrerupătorului de rearmare al releului.

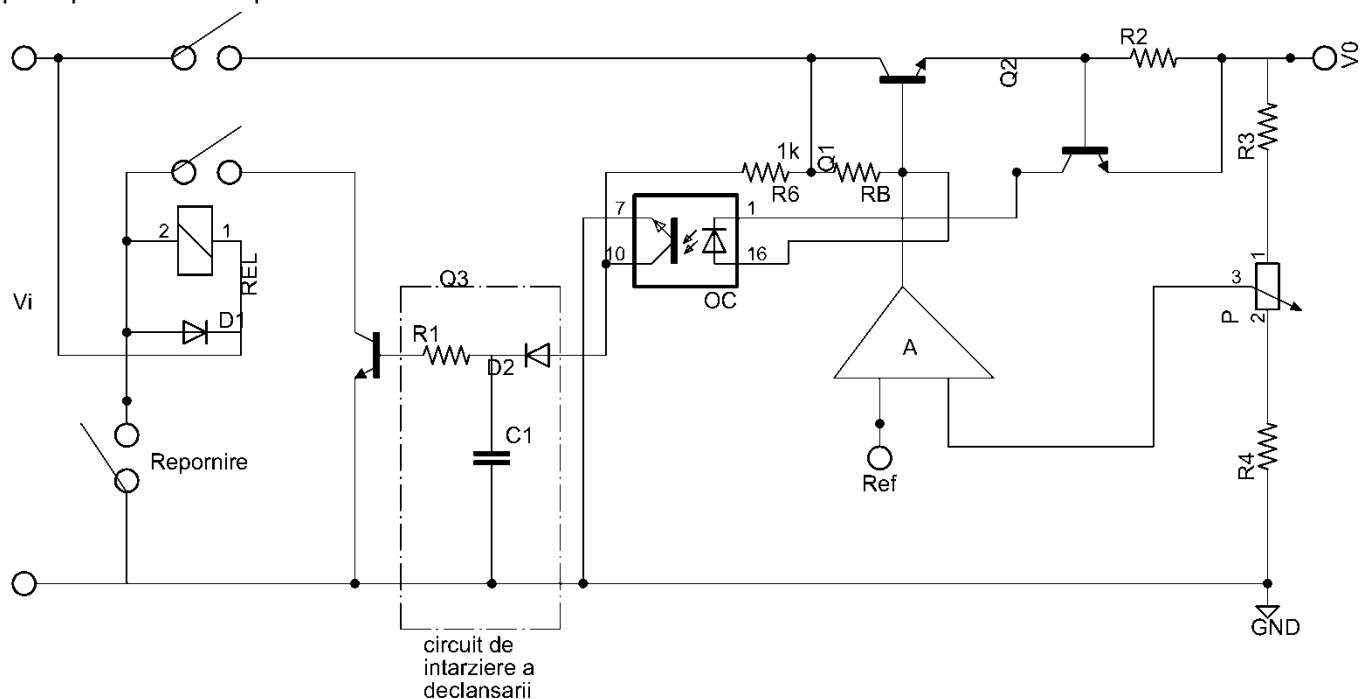


Fig.3.6. Circuit de protecție prin deconectarea alimentării în caz de suprasarcină prelungită.

Circuitele de limitare a curentului prin caracteristica rectangulară prezintă interes pentru realizarea de surse de tensiune reglabile de laborator, la care, atât randamentul, cât și gabaritul nu sunt esențiale. În cazul blocurilor de alimentare al diverselor echipamente și în special în cazul circuitelor integrate monolitice stabilizatoare, la care disipația termică este un factor determinant al calității lor, principiile de proiectare a protecției vor fi altele. Dezavantajul principal al metodei de limitare descrisă rezidă în faptul că în caz de scurtcircuit la ieșire, elementul regulator nu numai că este parcurs de un curent important dar la bornele lui se găsește aplicată întreaga tensiune de alimentare. De aici rezultă că:

- tranzistorul serie trebuie să fie supradimensionat pentru a suporta cele două situații limită menționate,

- radiatorul pe care este dispus tranzistorul serie, de asemenea trebuie supradimensionat pentru a nu favoriza străpungerea prin ambalare termică la suprasarcină prelungită.

Pentru evitarea acestor inconveniente, s-a impus un alt mod de limitare a curentului la ieșire la scurtcircuit, astfel încât să forțeze reducerea acestui curent ( $I_{sc}$ ) comparativ cu valoarea de declanșare a procesului de limitare ( $I_{om}$ ). Astfel s-a realizat așa-numita protecție prin întoarcerea caracteristicii (Fold-back). Schema de principiu a montajului utilizat în acest scop este prezentată în figura 3.7

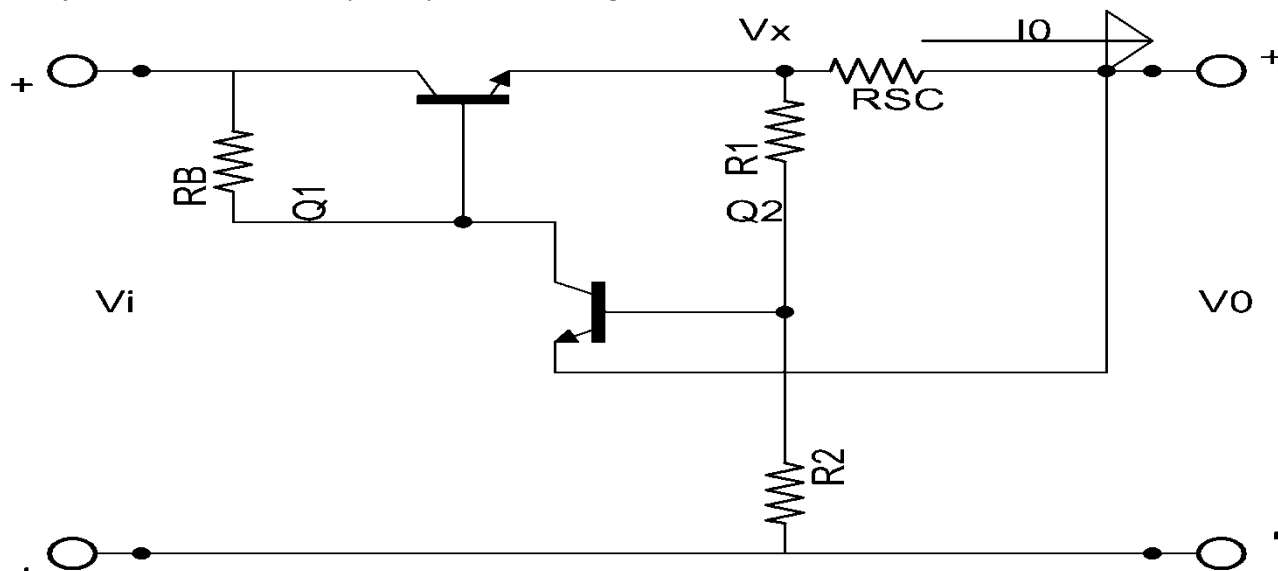


Fig.3.7. Circuit de limitare prin întoarcere a curentului de ieșire.

Definind în raport cu punctul de masă potențialele  $V_x$ ,  $V_B$ ,  $V_0$ , se poate scrie următoarele:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_x$$

$$V_x = R_{sc} I_0 + V_0$$

Prin combinarea acestor relații se poate determina tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q2:

$$V_{BE(Q2)} = V_B - V_0$$

sau

$$V_{BE(Q2)} = \frac{R_{sc} R_2}{R_1 + R_2} I_0 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0$$

Din relația anterioară se calculează expresia curentului de cot,  $I_{cot} = I_{om}$ , adică mărimea curentului la care începe să acționeze protecția:

$$I_{om} = \frac{R_1}{R_{sc} R_2} V_0 + \frac{R_1 + R_2}{R_{sc} R_2} \cdot V_{BE(Q2)}$$

și curentul de scurtcircuit ( pentru  $V_0 = 0$  )

$$I_{SC} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{V_{BE}(Q_2)}{R_{SC}}$$

După cum se observă  $I_{SC} < I_{OM}$  și deci puterea disipată de tranzistorul regulator în regim de scurtcircuit este foarte mică.

Un alt mod de reducere automată a curentului de scurtcircuit este prezentat în figura 3.8, care nu diferă de montajul limitator de curent din figura 3.3 decât prin tranzistorul cu efect de câmp (TEC) Q3, introdus în paralel cu tranzistorul bipolar Q2.

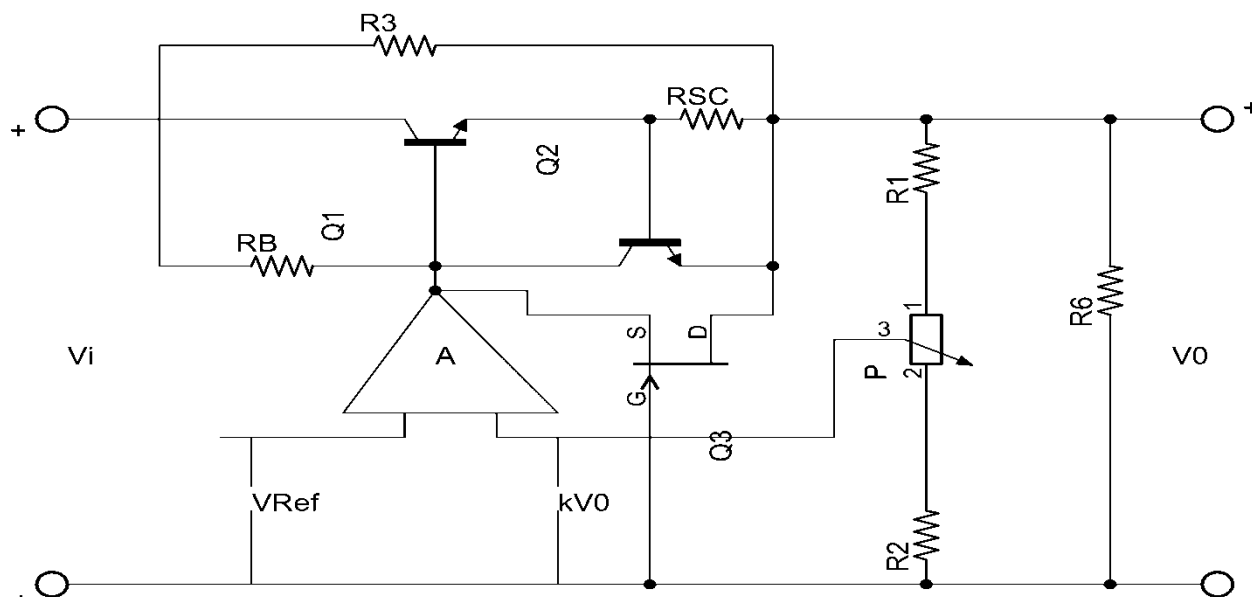


Fig.3.8. Circuit de limitare prin întoarcere a curentului de ieșire realizat cu tranzistor TEC

Poarta acestui tranzistor fiind la masă, atâta timp cât tensiunea drenei sale va fi mai mare decât tensiunea de blocare pe poarta  $V_{GS(off)}$  tranzistorul va rămâne blocat și circuitul va funcționa ca și cel din figura 3.3. Însă, în momentul în care tensiunea de ieșire va cădea la o valoare mai mică decât  $V_{GS(off)}$  a tranzistorului cu efect de câmp, acesta va intra în conducție și va pune în scurtcircuit, prin intermediul rezistenței  $R_{SC}$ , baza și emitorul tranzistorului  $Q_1$ , rezultând o micșorare a curentului în sarcină debitat.

Pentru ca montajul să revină în stare normală de funcționare, după întreruperea scurtcircuitului la ieșire, este necesar ca la ieșire să se aplice o tensiune cel puțin egală cu tensiunea de blocare a tranzistorului TEC ; aceasta se aplică prin intermediul rezistorului  $R_3$ .

### 3.2.2. PROTECȚIA PRIN RELEE

O altă metodă de protecție a stabilizatorului de tensiune la scurtcircuit constă în întreruperea tensiunii aplicate stabilizatorului în momentul în care la ieșirea acestuia apar suprasarcini periculoase. În acest caz se utilizează două tipuri de circuite de protecție, pe care convențional le putem numi relee de protecție cu dispozitive semiconductoare și anume: cu armare automată după dispariția suprasarcinii și cu rearmare manuală.

#### a) Relee semiconductoare cu rearmare automată

În figura 3.9 tranzistorul Q5 este normal blocat, iar elementul regulator serie, constituit din Q1-Q2 în configurație Darlington, primește curentul în bază prin intermediul rezistorului R1. Dacă apare o suprasarcină, tensiunea de ieșire cade sub o valoare critică și tranzistorul Q4 nu va mai primi pe bază sau un curent suficient pentru a menține tranzistorul Q5 blocat; în acest caz o fracțiune din curentul de bază al lui Q2, cu atât mai mare, cu cât tensiunea de ieșire va fi mai mică (cu cât suprasarcina este mai mare) va fi deviat prin Q5; în caz de scurtcircuit Q5 va fi saturat și Q1-Q2 vor fi blocate.

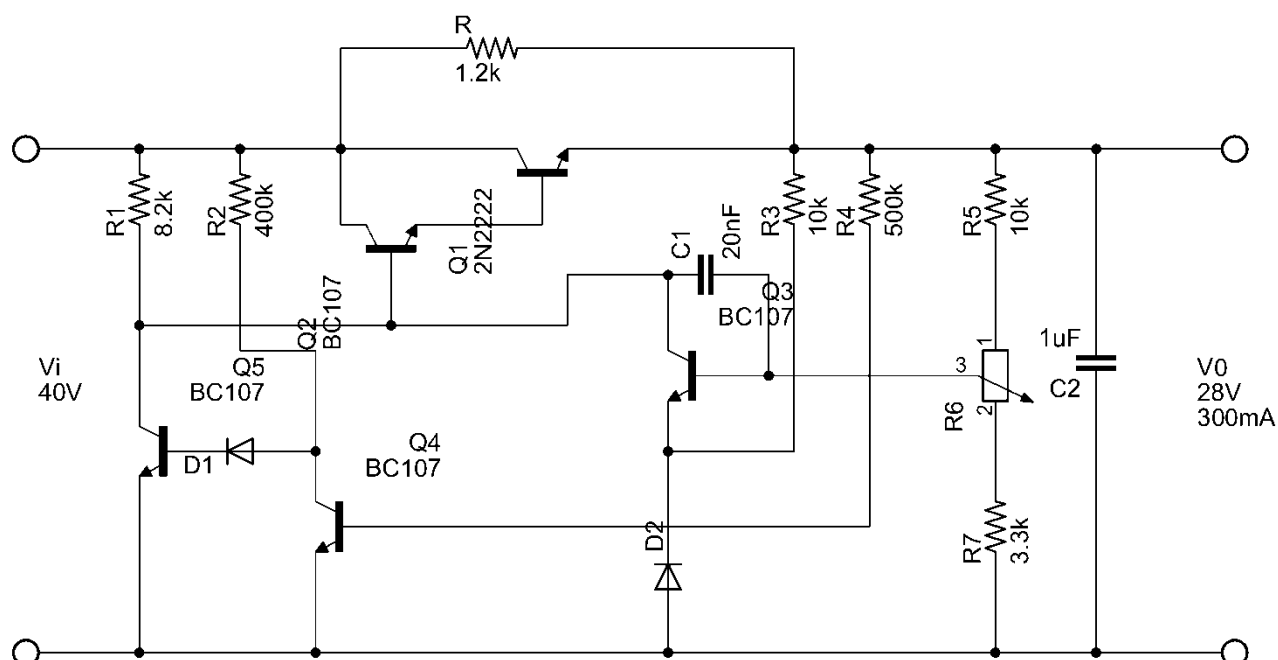
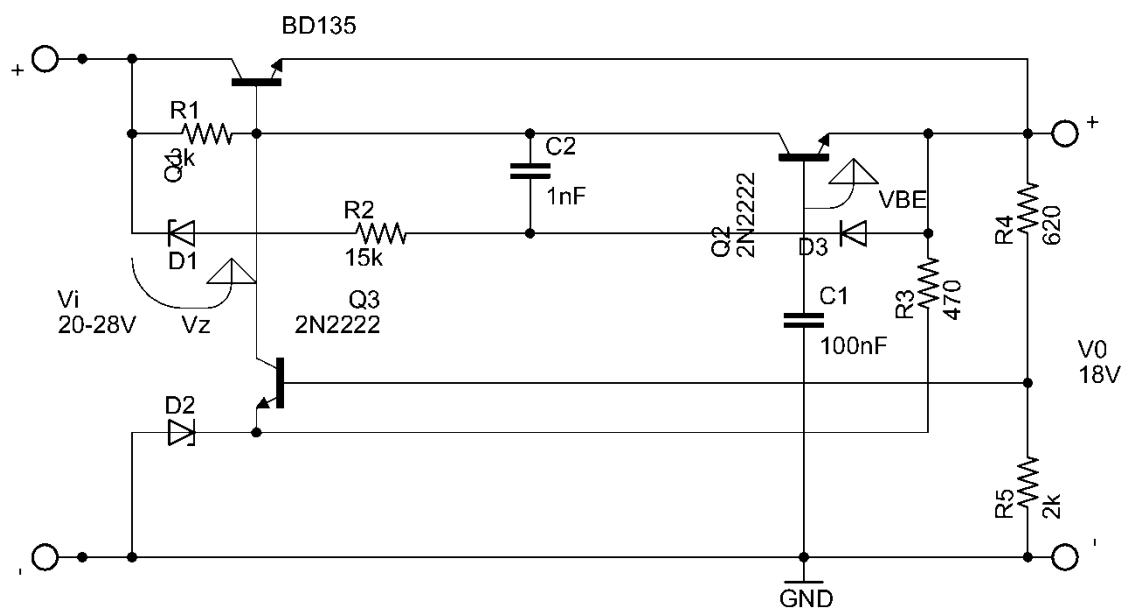


Fig.3.9. Protecție la suprasarcină cu revenire automată la starea de funcționare normală după înlăturarea defectului.

Odată cu dispariția scurtcircuitului montajul se va "rearma automat" prin curentul din R5-R6-R7 și R.

În montajul din figura 2.10 căderea de tensiunii de ieșire (în urma unei suprasarcini sau scurtcircuit) sub valoarea tensiunii  $V_z$  a diodei D1 plus tensiunea  $V_{BE}$  a tranzistorului Q2, acest tranzistor va intra în conducție și va devia spre ieșire curentul de bază al tranzistorului serie Q1, alimentat în bază, prin R1. Astfel Q1 se va bloca. Rolul condensatorului C1 este de accelera procesul de blocare a lui Q1 în caz de scurtcircuit și de a temporiza desaturarea lui Q2 după dispariția scurtcircuitului.

Când C1 este încărcat, circuitul de protecție se elimină de la sine și stabilizatorul va funcționa în regim normal.



Fgi.3.10. Montaj de protecție cu "rearmare automată".

Un alt tip de protecție care se conectează în serie cu stabilizatorul este acel circuit de protecție tip "fuzibil electronic" din figura 3.11.

În procesul de funcționare normală, tranzistorul  $Q_1$  este menținut în stare saturată prin curentul de bază pe care-l primește prin intermediul rezistorului  $R_1$  și tensiunea la bornele lui este foarte mică. În acest timp, tranzistorul  $Q_2$  este blocat.

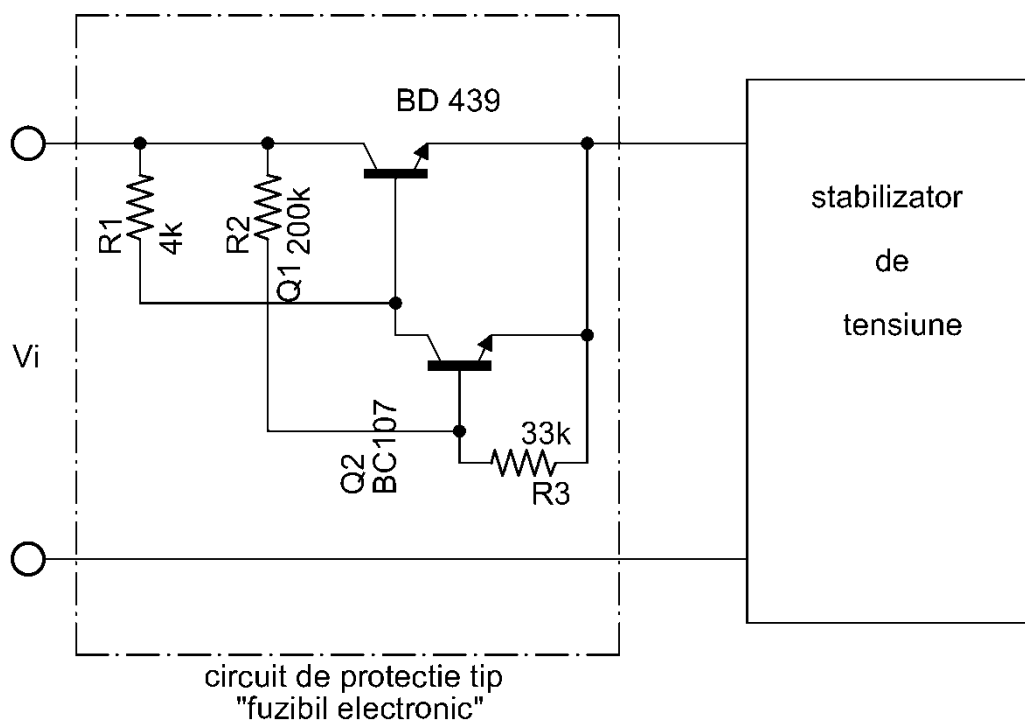


Fig.3.11. Circuit de protecție tip fuzibil.

Când intensitatea curentului în sarcină crește, tensiunea VCE a lui  $Q_1$  va crește corespunzător, până în momentul când curentul de sarcină va atinge o valoare suficientă pentru ca  $Q_2$  să intre în conducție și să scurtcircuiteze joncțiunea BE a lui  $Q_1$ , blocându-l. Această stare se menține până când se elimină scurtcircuitul, după care montajul în mod automat va reveni în starea inițială de funcționare.

### b) Relee semiconductoare cu rearmare manuală

În montajele la care revenirea la starea inițială a circuitului de protecție se face automat, curentul de ieșire nu se întrerupe ci este redus până la o valoare suficient de mică pentru a nu fi periculoasă pentru alimentator, stabilizator și sarcină, evitând în felul acesta defecările în cascadă.

Categoria de circuite prezentate în continuare întrerupe complet curentul de ieșire, necesitând o rearmare după eliminarea defectului.

Prin examinarea montajului din figura 3.9 se poate constata că este suficient să se întrerupă circuitul serie al rezistorului R, prin introducerea unui întrerupător, astfel ca montajul să treacă în categoria montajelor cu rearmare manuală.

În exemplul din figura 3.12, pentru asigurarea funcției propuse se folosește un circuit bistabil, realizat cu tranzistoarele T2 – T3.

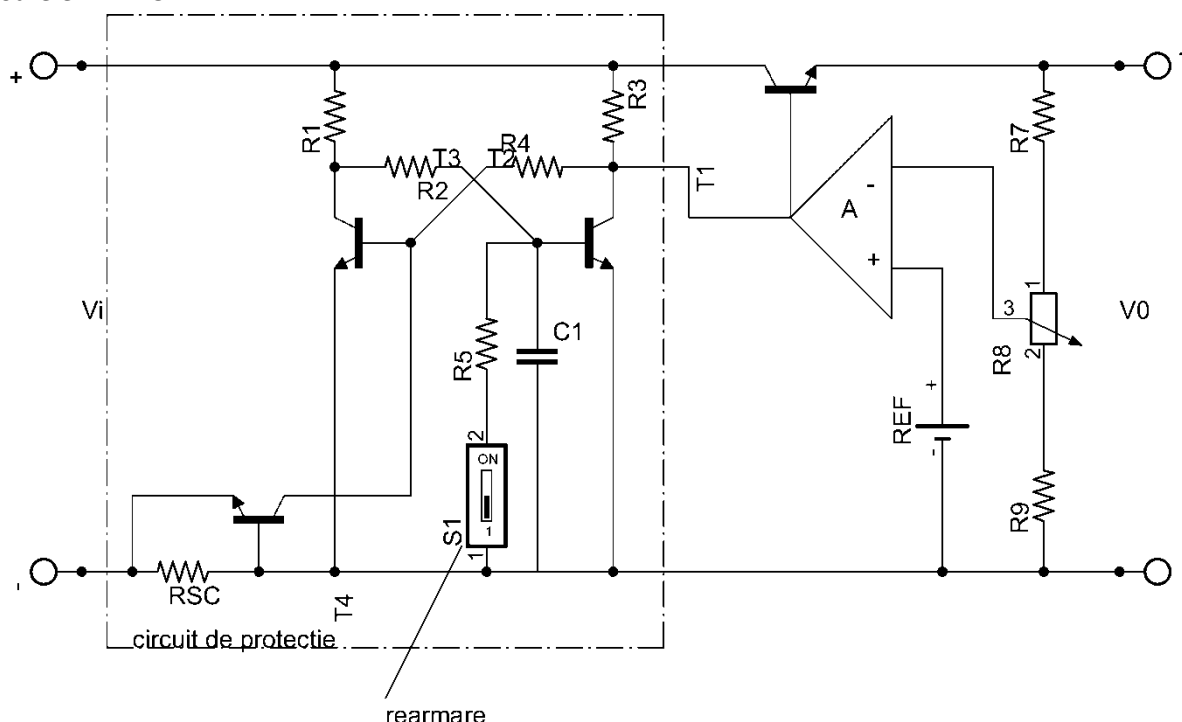


Fig.3.12. Circuit de protecție cu rearmare manuală, realizat cu un bistabil.

Prin prezența condensatorului C1, de fiecare dată, la punerea montajului în funcțiune, T3 va fi în conducție și T2 blocat.

Tranzistorul T4 "veghează" tensiunea la bornele rezistenței șunt RSC și va intra în conducție când această tensiune devine egală cu tensiunea lui bază-emiter. În acest caz, el va provoca bascularea bistabilului în starea T2 saturat, ceea ce va avea ca efect blocarea tranzistorului serie T1.

Atunci când se înlătură cauza de defectare, este suficient să se pună baza tranzistorului T2 la masă prin intermediul butonului "rearmare" pentru ca bistabilul să basculeze în poziția inițială, de funcționare normală (T2 blocat, T3 saturat, T4 blocat).

În figura 3.13, se prezintă un circuit de protecție cu rearmare manuală, realizat cu optocuplorul OC. În acest caz, suprasarcina la ieșire se supraveghează prin intermediul diodei luminescente a optocuplorului, care la suprasarcină mărită va acționa prin intermediul tranzistorului T3 asupra unui releu rapid pentru a decupla sursa de tensiune.

Această schemă are tendința de a declanșa la punerea în funcțiune pe o sarcină capacitivă.

Pentru a evita declanșările nedorite, se utilizează schema electrică din figura 3.14, cu ajutorul căreia se reduce

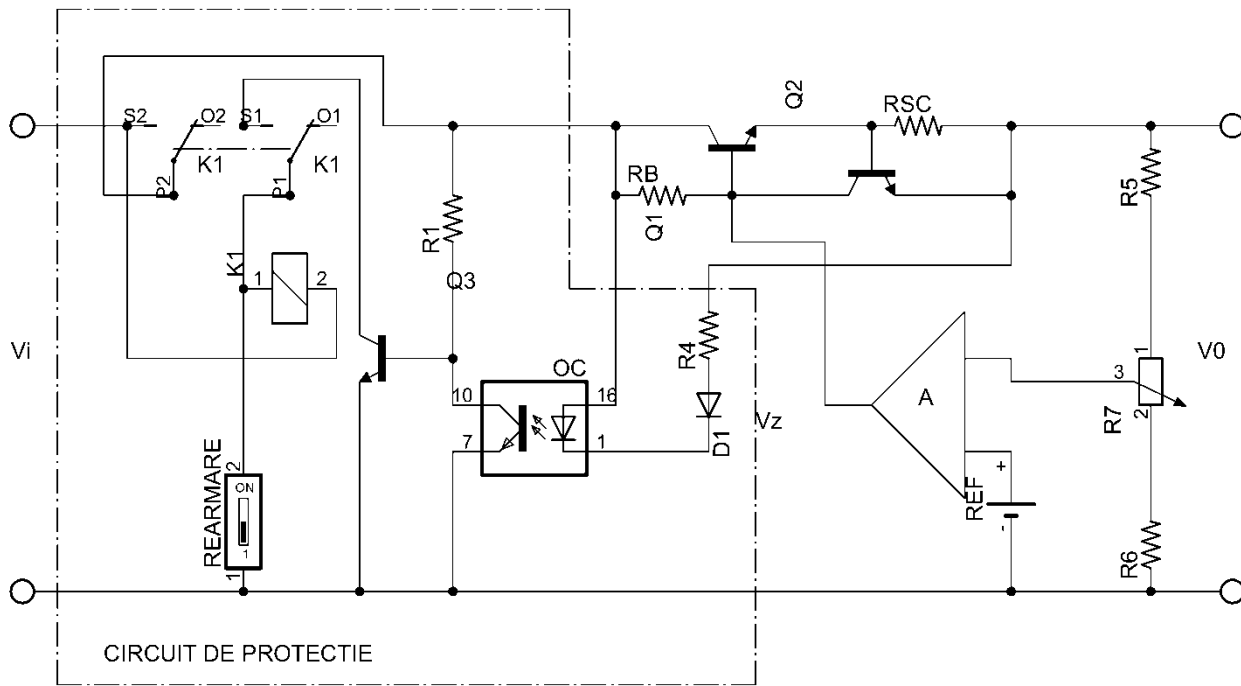


Fig.3.13. Circuit de protecție cu rearmare manuală, realizat cu optocuplor.

viteza de apariție a tensiunii la ieșirea stabilizatorului când la intrarea lui se aplică brusc tensiunea de alimentare. În acest caz, la punerea stabilizatorului sub tensiune, la ieșirea tranzistorului Q1 apare tensiune și condensatorul C1 se încarcă prin rezistorul R1 și prin joncțiunea emitor-bază a lui Q2.

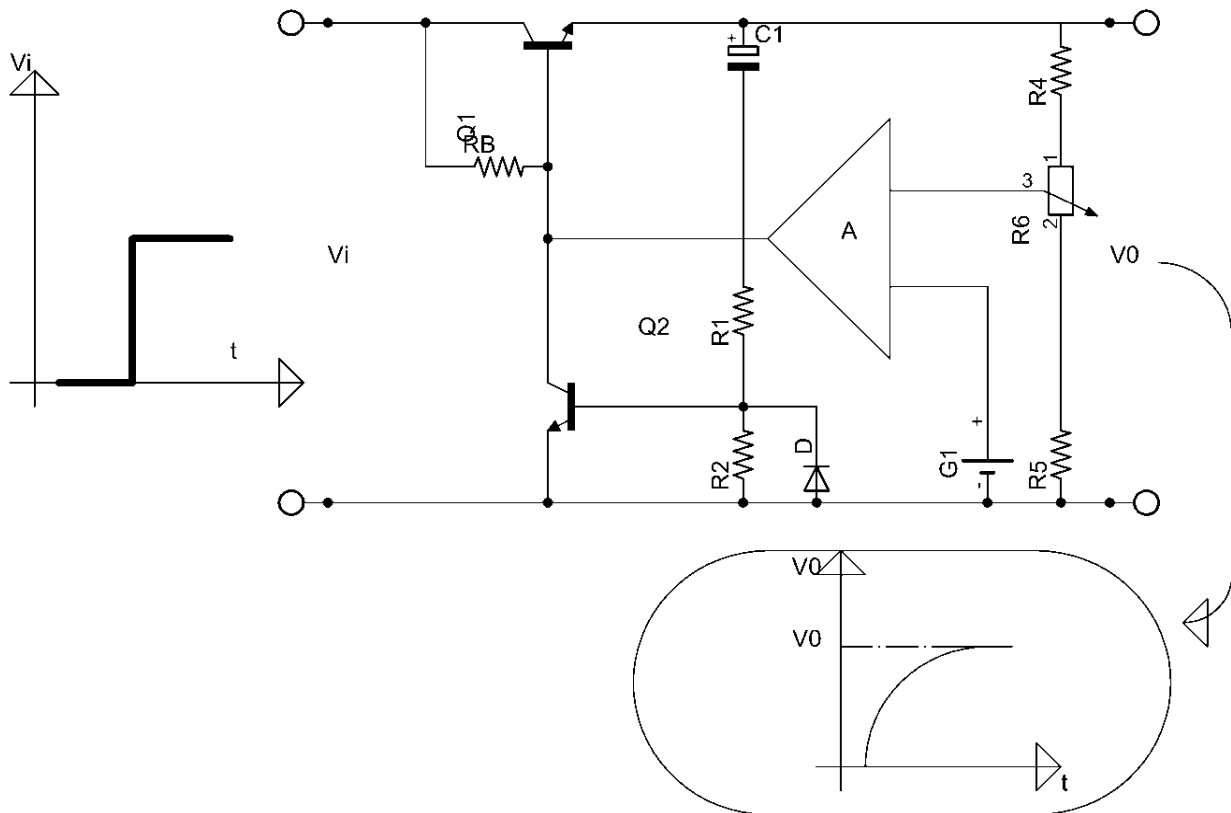


Fig.3.14. Montaj pentru eliminarea posibilității de declanșare accidentală a protecției

Acest tranzistor va intra aproape imediat în conducție, ceea ce face să limiteze curentul de bază al lui Q1 și astfel curentul său de de emitor (curentul de sarcină) . Pe măsură însă ce tensiunea la bornele lui C1 crește, curentul prin acest condensator scade și în consecință scade și curentul de bază al lui Q2, ceea ce face ca acest tranzistor să pună la masă un curent din ce în ce mai mic din curentul de bază al lui Q1 astfel că tensiunea la ieșire V0 va crește exponențial, așa cum se arată în figură.

### 3.3 PROTECȚIA LA SUPRATENSIUNI

În alimentatoarele stabilizate, numeroase cauze pot provoca la ieșire tensiuni mult mai mari decât cele normale, ceea ce are ca efect consecințe dăunătoare pentru sarcină.

Cauzele care conduc la apariția de supratensiuni la ieșirea unui stabilizator pot fi multiple; câteva din acestea ar fi:

- scurtcircuitarea tranzistorului regulator (tranzistorul de comutație în cazul stabilizatoarelor în comutație),
- defectarea unor componente din circuitul de reacție: întreruperea rezistorului din divizorul de tensiune la ieșire sau defectarea amplificatorului de eroare,
- defectarea sursei de referință a cărei mărime poate să crească brusc până la valoarea tensiunii de intrare.

Circuitul utilizat pentru detectarea și protejarea sarcinii stabilizatorului contra supratensiunilor este reprezentat în figura 3.15. În acest caz, detectorul de supratensiune comandă tiristorul T, pentru a scurtcircuita alimentarea. Aceasta duce fie la punerea în funcțiune a circuitului limitator de curent al stabilizatorului, fie la declanșarea releului de protecție, fie la arderea siguranței fuzibile după caz.

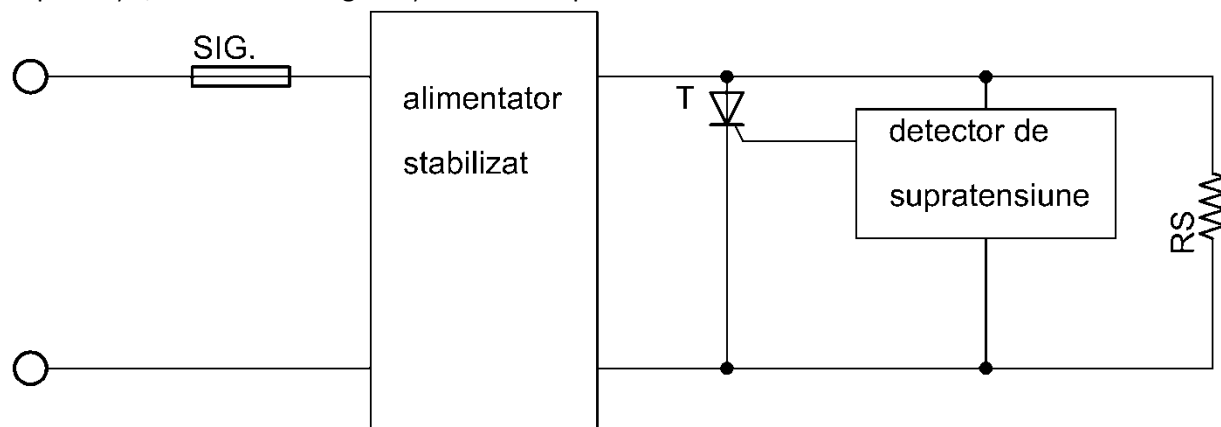


Fig.3.15. Schema de principiu a circuitului de protecție a sarcinii stabilizatorului la supratensiuni.

În figura 3.16a se prezintă o schemă simplă de protecție la supratensiune a unui stabilizator; considerând că acesta alimentează un montaj de circuite TTL, caracterizat prin:

- tensiunea nominală de alimentare: 5V;
- condițiile normale de alimentare: 4,75 V.....5,25 V;
- tensiunea maximă de alimentare (valoare limită absolută): 7V, va trebui ca alimentatorul stabilizat de 5V să fie prevăzut cu un circuit detector, care să acționeze dispozitivului de protecție la depășirea unei tensiunii de prag prestabilite.

În figura 3.16b se prezintă grafic modul în care evoluează în timp circuitul de protecție din figura 3.16a la supratensiune astfel acțiunea de protecție se produce într-un timp foarte scurt.

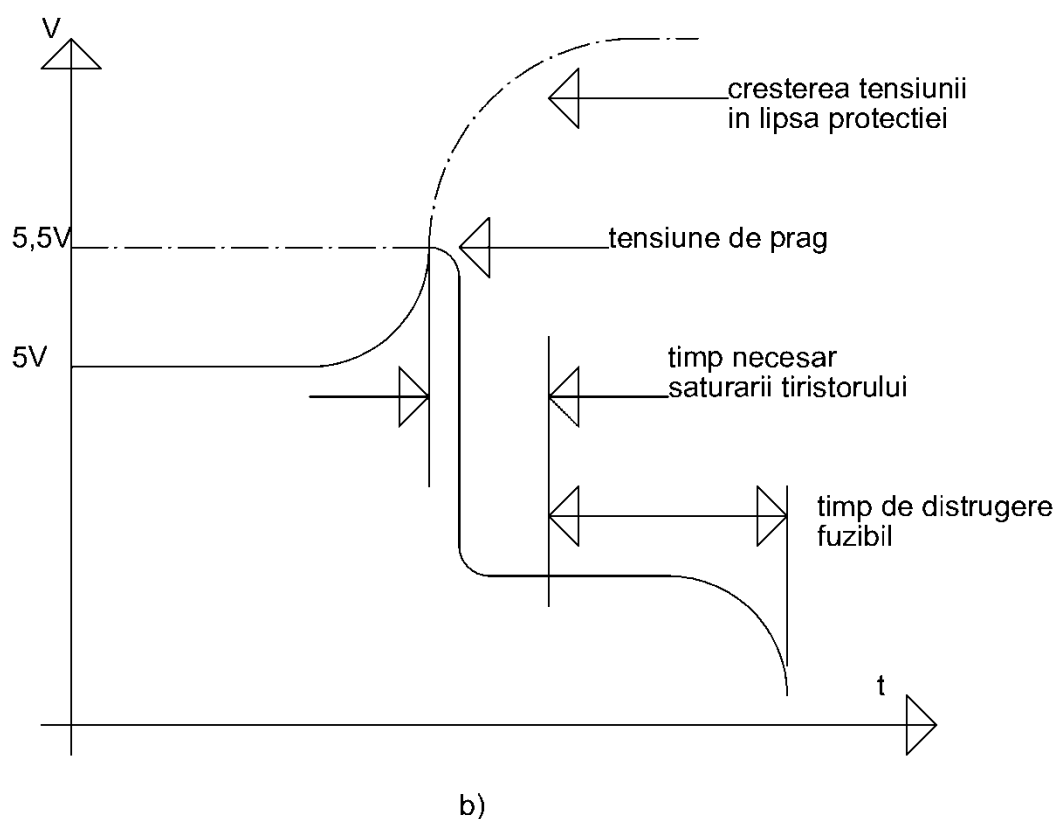
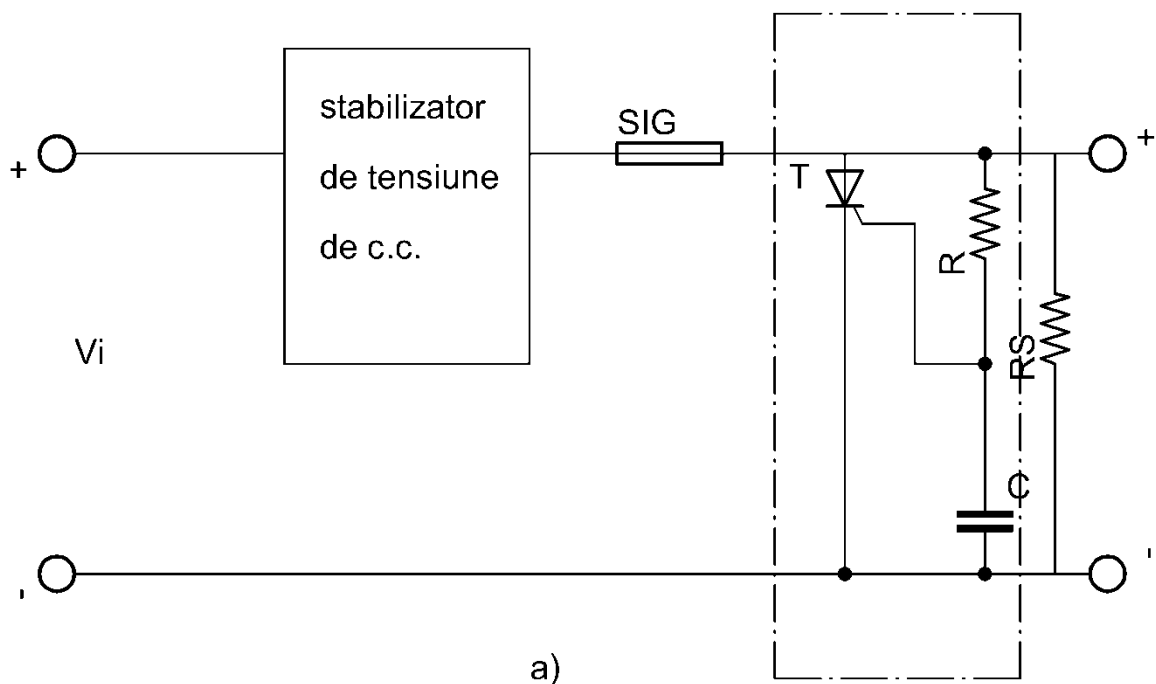


Fig.3.16. Circuite de protecție a unui stabilizator la supratensiuni:

a) – schema de principiu;

b) – evoluția în timp a procesului de protecție la supratensiune.

### 3.4 PROTECȚIA LA REDUCEREA TENSIUNII

Tensiunea la bornele bateriilor de acumuloare, care alimentează o anumită categorii de module electronice, nu trebuie să scadă sub o anumită valoare. Pentru aceasta este indicat ca aceste module să dispună de circuite capabile să întrerupă curentul și eventual să acționeze o alarmă în caz de scădere anormală a tensiunii.

În figura 3.17 se prezintă un montaj care permite întreruperea alimentării când tensiunea scade sub o anumită mărime care depinde de tensiunea  $V_Z$  a diodei Zener  $Z$  și de poziția cursorului potențiometrului  $P$ .

Atâta timp cât tensiunea de alimentare este mai mare decât mărimea de referință, dioda Zener permite trecerea unui curent suficient pentru a satura tranzistoarele  $Q_1$ ,  $Q_2$ .

Când tensiunea de supraveghere,  $V_i$ , se micșorează sub valoarea de referință, dioda Zener nu mai conduce provocând blocarea tranzistoarelor  $Q_1$ ,  $Q_2$ . Condensatorul  $C_1$  se folosește pentru pornirea montajului, furnizând curentul de bază pentru  $Q_1$  la apariția tensiunii  $V_i$ .

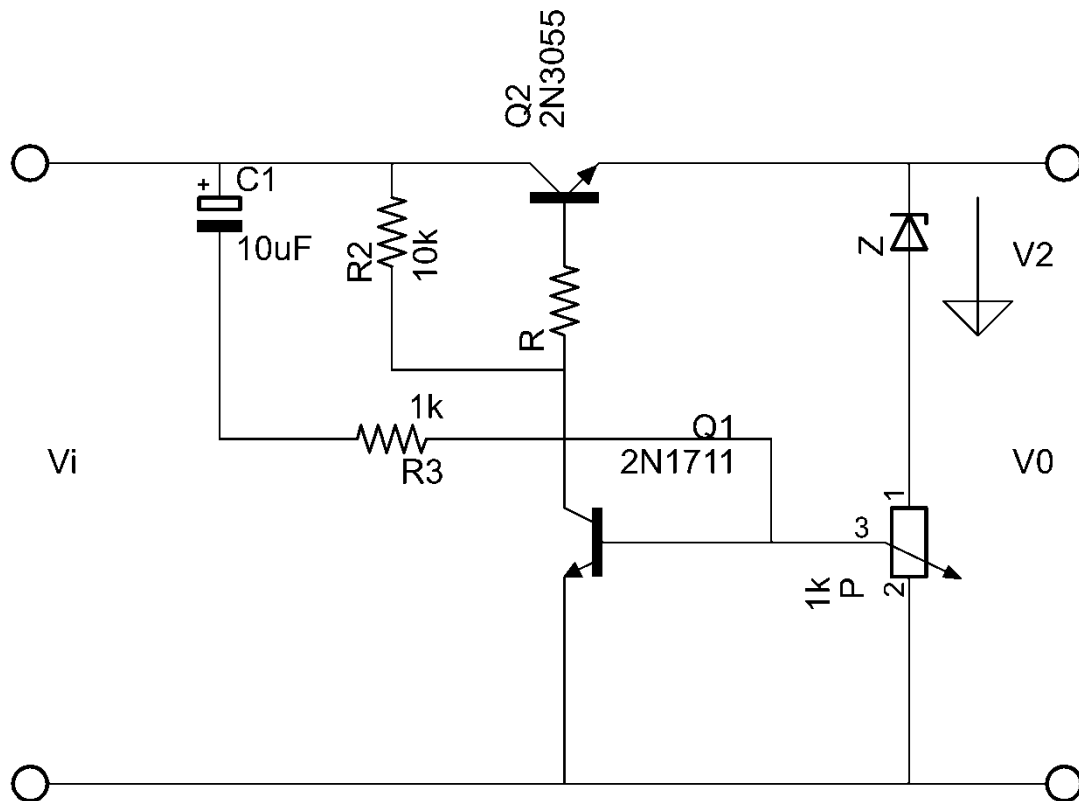


Fig.3.17. Circuit de protecție la scăderea tensiunii de alimentare.

În concluzie stabilizatorul constituie una din verigile importante ale lanțului de alimentare electrică a aparaturii electronice în general.

#### **BIBLIOGRAFIE:**

- Practical Switching Power Supply Design ..... M.Brown (1990)
- Electrical Circuit Theory and Technology\_2Edition..... J. Bird (2001)
- Battery Reference Book..... T. R. Crompton (2000)
- Manualul inginerului electronist.....Prof. dr. doc. Ing.Edmond Nicolau- Editura Tehnică (1979)