

6. Stabilizatoare electronice

6.1 Introducere

Stabilizare a unei mărimi electrice = menținerea constantă a valorii unei mărimi electrice (în sensul de menținerea cât mai aproape de acea valoare constantă), chiar și atunci când asupra ei acționează factori perturbatori. Circuitul care îndeplinește acea funcțiune se numește *stabilizator*. Funcțiunea se poate aplica în scop informațional (utilizarea unei mărimi ca referință pentru altele) sau în scop energetic (calitatea energiei de alimentare a circuitelor electronice). Cel mai frecvent întâlnit este *stabilizatorul de tensiune* (pentru alimentarea circuitelor electronice la tensiune constantă), dar se folosesc și stabilizatoare de curent (surse de curent constant). Stabilizarea unei mărimi este caz particular al funcțiunii de *reglare automată* (vezi cursul de sisteme automate). Alte funcțiuni: reglare în regim de urmărire, protecție, optimizare etc. Ca și în cazul convertoarelor de putere, semnalele din partea de putere a stabilizatorului sînt numai analogice (comanda poate fi și numerică).

Scopul stabilizării:

- tensiune pe sarcină independentă de perturbații (rejecția perturbației);
- revenire rapidă la valoarea cerută a tensiunii pe sarcină, după apariția unei perturbații (proces tranzitoriu scurt);
- variație rapidă spre valoarea cerută a tensiunii pe sarcină, dacă aceasta s-a modificat.

Consumatori (sarcini) ai surselor de tensiune stabilizată sînt toate aparatele electronice, inclusiv o mare parte din cele alimentate din baterii. Structura stabilizatorului depinde de alimentare și de performanțele așteptate. Două exemple tipice de conectare sînt cele din figurile 6.1 și 6.2.

Perturbațiile uzuale:

- Sarcina
- Sursa de tensiune nestabilizată (media și componenta ondulatorie)
- Temperatura

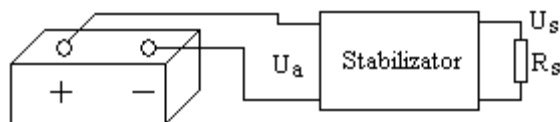


Figura 6.1: Stabilizarea tensiunii furnizate de baterie

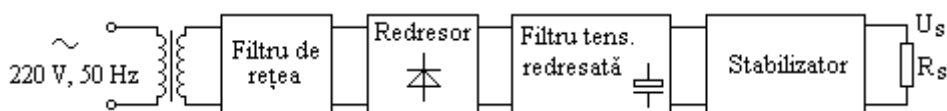


Figura 6.2: Stabilizarea tensiunii furnizate de rețeaua electrică

Efectele dispersiei parametrice: valori dispersate ale tensiunii stabilizate, valori dispersate ale curentului maxim, surse „simetrice” care nu sînt simetrice etc.

Performanțele stabilizatorului de tensiune (regim static și dinamic):

- Tensiunea nominală
- Curentul nominal
- Curentul de scurtcircuit (dacă este suportat!)
- Randamentul, în regim nominal

- Domeniul admis al tensiunii de alimentare
- Abaterile maxime ale tensiunii de sarcină, față de valoarea nominală
- Ondulația maximă a tensiunii de sarcină
- Coeficientul de variație a tensiunii cu curentul de sarcină (rezistența internă)
- Coeficientul de variație a tensiunii cu tensiunea de alimentare
- Coeficientul de variație a tensiunii cu temperatura
- Variația maximă de tensiune și timpul de stabilizare, după un salt al curentului de sarcină
- Variația maximă de tensiune și timpul de stabilizare, după un salt al tensiunii de alimentare

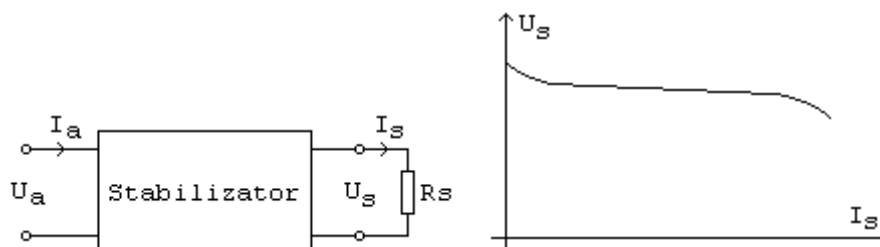


Figura 6.3: Caracteristica de sarcină

Caracteristica de sarcină (caracteristică externă) a stabilizatorului exprimă dependența dintre curentul absorbit de sarcină și tensiunea pe sarcină (fără să considere ondulația tensiunii pe sarcină). Un exemplu de caracteristică de sarcină este dat în figura 6.3 (se presupune tensiunea de alimentare constantă). Într-o aproximare liniară (valabilă pe un interval mic), panta tangentei la caracteristică (cu semn schimbat) este rezistența internă sau rezistența de ieșire a stabilizatorului, adică coeficientul de variație a tensiunii cu curentul de sarcină (în regim cvasistaționar):

$$R_o = - \left. \frac{dU_s}{dI_s} \right|_{U_a = \text{const}} \quad (6.1)$$

Un alt parametru este coeficientul de stabilizare, în raport cu tensiunea de alimentare (regim cvasistaționar):

$$\frac{1}{K} = \left. \frac{dU_s}{dU_a} \right|_{R_s = \text{const}} \quad (6.2)$$

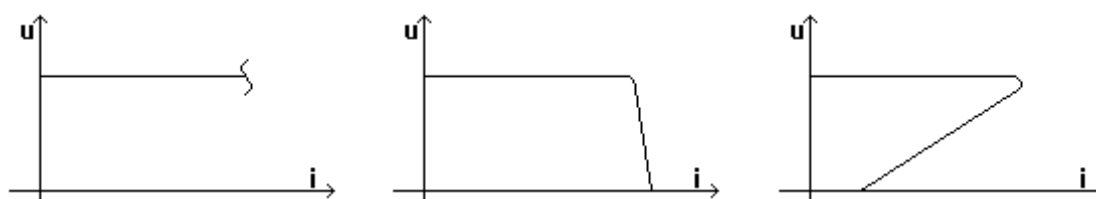


Figura 6.5: Variante de protecție a stabilizatorului

Din considerente economice, stabilizatorul este proiectat pentru o încărcare nominală de la sarcină. Depășirea acestei încărcări este tratată diferit, în funcție de scopul stabilizatorului și de natura sarcinii:

- stabilizatorul și sarcina sînt protejate prin întreruperea funcționării (figura 6.5a)
- stabilizatorul este protejat prin limitarea abruptă a curentului (figura 6.5b)
- stabilizatorul este protejat prin limitarea „cu întoarcere” a curentului (figura 6.5c).

Protecția prin întrerupere este folosită doar în echipamentele cu funcționare critică, la care securitatea echipamentului este esențială. Protecția este în folosul echipamentului alimentat.

Limitarea abruptă este folosită în echipamente de laborator, care au nevoie de regimul de curent constant, sau acolo unde sarcina și proprietățile ei nu sînt cunoscute *a priori*. Aproape întotdeauna, tensiunea de sarcină și curentul de limitare sînt reglabile. Limitarea este cea care crează regimul de curent constant, dar protejază și sursa. Stabilizatoarele cu limitare abruptă suportă regimul de scurtcircuit, dar dispozitivele disipă foarte mult, în comparație cu regimul nominal.

Limitarea cu întoarcere este folosită în interiorul aparatelor, cînd sarcina sursei este cunoscută și fixată. Asigură disipație mică în regimul de scurtcircuit și protejază sursa.

O performanță de regim dinamic, anume atenuarea undulației de pe intrare, este exprimată prin factorul de stabilizare în raport cu alimentarea. Acesta arată în ce raport abaterile tensiunii de alimentare (de obicei, produse de redresorul tensiunii de rețea) se vor regăsi sub formă de undulație a tensiunii de sarcină (numită, de obicei, *riplu*). De aceea, un stabilizator bun trebuie să aibă valori mari ale coeficientului K , din relația (6.2). Alte performanțe de regim dinamic sînt abaterea maximă și durata regimului tranzitoriu, după variații în treaptă ale perturbațiilor. Ele pot fi critice în acele cazuri în care consumatorul nu suportă depășiri ale tensiunii de alimentare. Forma tensiunii pe sarcină, la acțiunea perturbațiilor, este similară cu cea din figura 6.4.

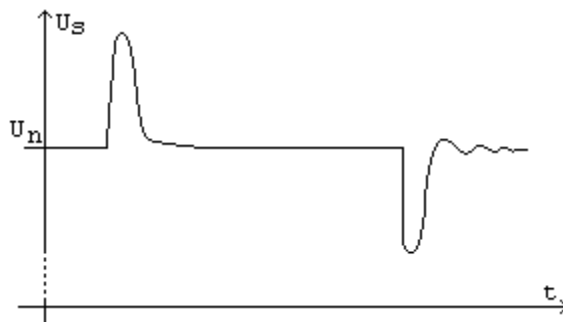


Figura 6.4: Variația tensiunii pe sarcină, ca efect al perturbațiilor

Clasificare, după metoda de stabilizare:

- Stabilizatoare parametrice, stabilizarea se bazează doar pe caracteristica neliniară a unui dispozitiv (diodă, tub). Sînt foarte simple, performanțe slabe;
- Stabilizatoare cu reacție, liniare (stabilizare bună, zgomot mic, randament slab);
- Stabilizatoare cu reacție, în comutație (stabilizare bună, zgomot mai mare, randament bun).

6.2 Stabilizatoare parametrice

Stabilizatoarele parametrice se bazează pe caracteristica neliniară a unui dispozitiv, mărimea de ieșire fiind impusă de un parametru al acestei caracteristici. Cel mai frecvent, dispozitivul neliniar este o diodă Zener, care are caracteristica din figura 6.6. Ea este folosită în polarizare inversă, în regiunea de variație rapidă a curentului (regiunea de străpungere), pentru că această regiune se caracterizează prin variația slabă a tensiunii. Parametrul care indică tensiunea de polarizare inversă, pentru care dioda conduce, se numește tensiune de străpungere (U_z). Acest parametru este un parametru de corelație (spre exemplu, valoarea tensiunii inverse la care curentul atinge o limită convențională), întrucît la orice tensiune există curent nenul prin diodă, chiar dacă este neglijabil. Tensiunea de străpungere a diodei Zener este cea care impune tensiunea pe sarcină, într-un stabilizator parametric.

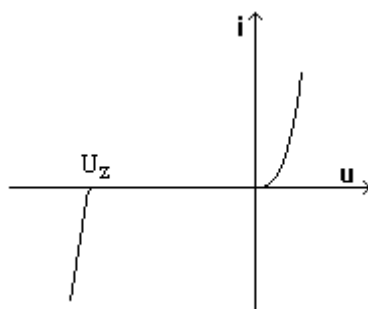


Figura 6.6: Caracteristica unei diode Zener (diodă stabilizatoare)

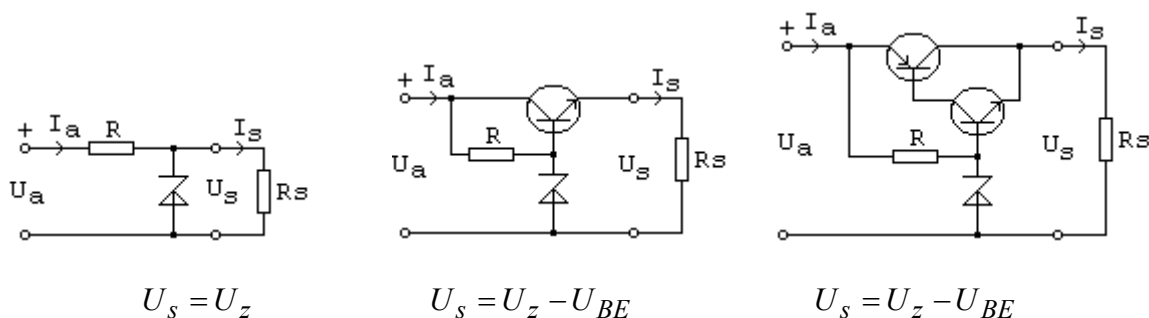


Figura 6.7: Stabilizatoare parametrice

În figura 6.7 sînt prezentate trei variante de stabilizator parametric, împreună cu valorile tensiunii de sarcină. Aceste valori nu sînt foarte stabile, din cauza perturbațiilor menționate și a dispersiei parametrice. Pe de o parte, caracteristica diodei din regiunea de străpungere nu este un segment, caracterizat prin tensiune constantă. Pe de altă parte, poziția acestui segment (valoarea parametrului tensiune de străpungere) este influențată de temperatură și are o dispersie foarte mare, în cadrul unui lot de diode.

Stabilizatorul din figura 6.7a este caracterizat prin ecuațiile (6.3)-(6.6):

$$U_a = RI_a + U_d \quad (6.3)$$

$$I_a = I_d + I_s \quad (6.4)$$

$$U_s = R_s I_s \quad (6.5)$$

$$I_d = I_d(U_d) \quad (6.6)$$

Primele trei sînt ecuații Kirchhoff, a patra este caracteristica diodei. Prin eliminarea curenților din R și din sarcină, primele trei ecuații sînt înlocuite de:

$$U_a = R(I_d + \frac{U_d}{R_s}) + U_d \quad (6.7)$$

Punctul de funcționare al diodei este soluția sistemului de mai sus. Rezolvarea grafică (ecuațiile (6.6) și (6.7)) este cea sugerată de figura 6.8, în care polarizarea inversă a diodei a fost reprezentată în cadranul I. Se observă pe acest grafic cum este influențat punctul de funcționare de acțiunea perturbațiilor. Când rezistența de sarcină scade (curentul de sarcină crește), punctul de funcționare se deplasează în jos, iar când ea crește (scade curentul prin sarcină), punctul de funcționare se deplasează în sus. Punctul de funcționare se mai poate deplasa dacă se modifică tensiunea de alimentare. Limita pînă la care se poate deplasa în jos punctul de funcționare este cea la care

curentul prin diodă se anulează (dioda se blochează). Limita de sus este dată de curentul maxim admis prin diodă.

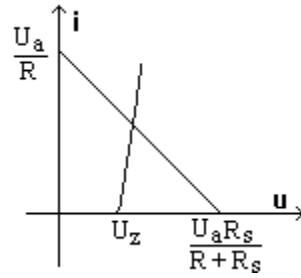


Figura 6.8: Punctul de funcționare al diodei, rezolvare grafică

Pentru a aprecia parametrii stabilizatorului, se consideră rezistența dinamică a diodei, în jurul punctului de funcționare, adică inversa pantei caracteristicii în acel punct. Rezultă:

$$R_o = r_z \parallel R \quad (6.8)$$

$$\frac{1}{K} = \frac{dU_s}{dU_a} = \frac{r_z \parallel R_s}{R + r_z \parallel R_s}, \quad K = 1 + \frac{R}{r_z \parallel R_s} \quad (6.9)$$

Aceste performanțe sînt modeste. O îmbunătățire importantă se obține dacă se adoptă schema din figura 6.7b, în care partea cea mai mare a curentului de sarcină este adusă de tranzistor. Implicit, variația curentului prin diodă se diminuează substanțial (este doar variația curentului de bază). Rezistența internă a stabilizatorului este mai mică, întrucît sarcina este cuplată în emitorul tranzistorului, a cărui impedanță de ieșire este mică. Influența tensiunii de alimentare rămîne importantă. Influența temperaturii poate fi diminuată parțial, acolo unde se poate alege o diodă cu coeficient pozitiv de variație a tensiunii de străpungere (juncțiunea bază-emitor are coeficient negativ).

Performanțele stabilizatorului:

$$R_o = \frac{r_z \parallel R + h_i}{h_f + 1}, \quad (6.10)$$

$$\frac{1}{K} = \frac{r_z}{r_z + R}, \quad K = 1 + \frac{R}{r_z}. \quad (6.11)$$

Varianța din figura 6.7c este similară cu cea din 6.7b, dar folosește un tranzistor compus, pentru sarcini care solicită curent mare.

În figura 6.9 este prezentată o variantă de stabilizator cu tranzistor paralel. Schemele de c.a. sînt destinate calculului rezistenței de ieșire (rezistența internă a stabilizatorului) și a factorului de stabilizare în raport cu alimentarea. Relațiile aproximative care definesc performanțele:

$$R_o = \frac{1}{h_o} \parallel R \parallel \frac{r_z + h_i}{h_f + 1} \cong \frac{r_z}{\beta + 1} + \frac{1}{g_m} \quad (6.12)$$

$$\frac{1}{K} = \frac{U_s}{U_a} = \frac{R \parallel R_s \parallel \frac{1}{h_o} \parallel \frac{r_z + h_i}{h_f + 1}}{R}, \quad K \cong \frac{R}{r_z + h_i} \cdot \frac{1}{h_f + 1}. \quad (6.13)$$

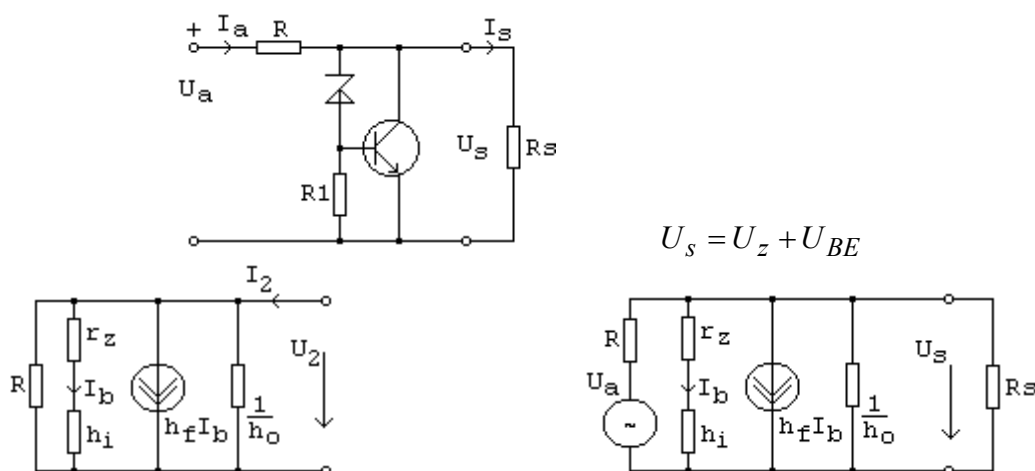


Figura 6.9: Stabilizator cu tranzistor paralel

N.B. Performanțele din relațiile (6.8)-(6.13) sînt valabile pentru mici abateri în jurul unui punct de funcționare, spre exemplu pentru zgomot mic sosit de pe alimentare sau pentru mici variații ale curentului de sarcină. Atît rezistența dinamică a diodei cît și parametrii h ai tranzistorului au fost definiți în acest sens. Dacă dorim caracterizarea stabilizatorului pentru un domeniu mai mare de variație, este nevoie de o descriere neliniară (spre exemplu, caracteristica de sarcină din figura 6.3, care este neliniară).

6.3 Stabilizatoare liniare, cu reacție

Ca și în cazul amplificatoarelor și oscilatoarelor, aplicarea reacției negative îmbunătățește performanțele: imunitate la perturbații și stabilitate a parametrilor. Pentru simplitate, stabilizatorul poate fi văzut ca un amplificator, la care dorim ca mărimea de ieșire să fie constantă. Pentru aceasta, există o mărime de intrare, numită referință, a cărei valoare precizează cît dorim să fie valoarea mărimei de ieșire. Rolul reacției negative este de a asigura o relație fixată între cele două mărimi, imună la perturbații și dispersie parametrică.

În topologia reacției există un comparator al mărimei de intrare cu mărimea de reacție, care are un nume specific în stabilizatoare: *amplificator de eroare*. De regulă, mărimea de reacție este o fracțiune din mărimea de ieșire, divizată rezistiv, iar amplificatorul de eroare amplifică diferența dintre referință și reacție. (În termenii sistemelor automate, amplificatorul de eroare joacă rol de comparator și de regulator automat proporțional.)

Întrucît stabilizarea are și un scop energetic (alimentarea sarcinii), este nevoie de un etaj de amplificare de putere, cel mai adesea fiind vorba de amplificare în curent. Acest etaj conține cel puțin un tranzistor, montat în serie sau în paralel cu sarcina. Denumirea sa, specifică stabilizatoarelor, este de *element de control serie*, respectiv *element de control paralel*.

6.3.1 Stabilizator cu element de control serie. Furnizarea referinței

În figura 6.10a este prezentată o structură de principiu, dintre cele mai simple, pentru stabilizatorul de tensiune, cu amplificator de eroare și element de control serie. Pentru fixarea noțiunii, trebuie reamintit că mărimea de referință servește scopul informațional al stabilizatorului (poate fi privită ca intrarea într-un amplificator), în timp ce tensiunea de alimentare servește doar scopului energetic. Din punct de vedere informațional, alimentarea este o sursă de perturbații.

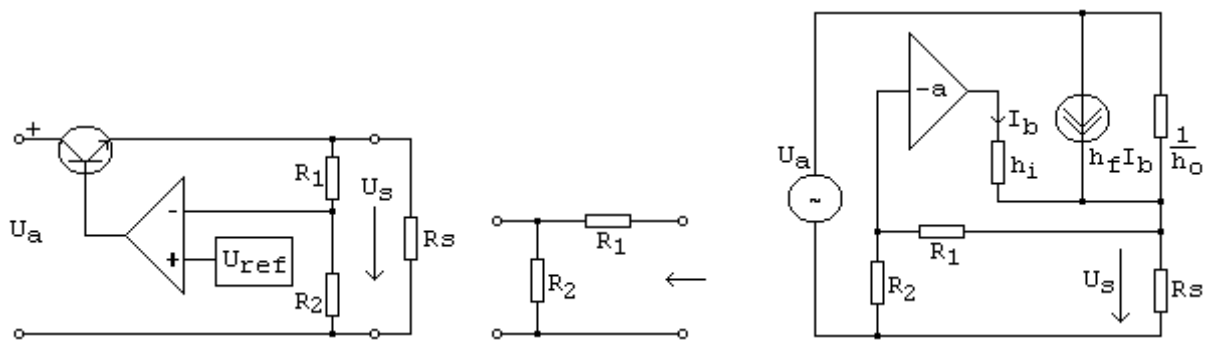


Figura 6.10: Stabilizator de tensiune, cu element de control serie

Pentru analiza stabilizatorului, se observă structura de reacție negativă, cu eșantionare și comparare de tensiune. Bucla de reacție negativă se închide prin amplificatorul de eroare, elementul de control serie și divizorul de reacție. Există o singură inversare de fază în buclă, deci reacția este negativă. Pentru comparare este folosită structura consacrată, de amplificator diferențial. El va juca rolul de amplificator de eroare. Reacția negativă este furnizată de cuadripolul din figura 6.10b, soluție clasică pentru amplificatoarele de tensiune. Factorul de reacție este cel cunoscut: $f = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

Considerînd că transmisia pe buclă este mare, rezultă că amplificarea este inversa factorului de reacție, deci tensiunea nominală pe sarcină va fi:

$$U_s = U_{ref} \cdot \frac{1}{f} = U_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6.14)$$

Aceași relație se putea deduce rapid, punînd condiția ca tensiunile de la intrările amplificatorului operațional să fie egale (condiție îndeplinită datorită reacției negative).

Pentru evaluarea celorlalte performanțe, aproximăm liniar funcționarea stabilizatorului (tot în jurul unui punct de funcționare), ca în circuitul echivalent de semnal mic, figura 6.10c. În această figură, generatorul de semnal U_a semnifică perturbația provenind de la alimentare. Rezultă parametrii:

$$R_o = \frac{h_i + Z_o}{h_f + 1} \cdot \frac{1}{1 + af} \quad (6.15)$$

$$\frac{1}{K_1} = \frac{U_s}{U_a} = \frac{R_s \parallel (R_1 + R_2) \parallel \frac{1}{h_o} \parallel \frac{h_i + Z_o}{(h_f + 1)(1 + af)}}{\frac{1}{h_o}} \cong \frac{h_o(h_i + Z_o)}{(h_f + 1)(1 + af)}, \quad (6.16)$$

unde Z_o este impedanța de ieșire a amplificatorului operațional (fără reacție), iar transmisia pe buclă este foarte mare. Așa cum s-a mai prezentat, relația (6.15) exprimă performanța de stabilizare în raport cu perturbația de la sarcină, iar relația (6.16) exprimă performanța de stabilizare în raport cu alimentarea. Valorile lor sînt foarte bune, pentru stabilizatoarele uzuale. Spre exemplu, rezistențe interne de ordinul zecilor de miliohm și factori de stabilizare de ordinul 1000 (adică variații de 1mV/V, față de alimentare) sînt deja subînțelese pentru orice fabricant serios de surse stabilizate.

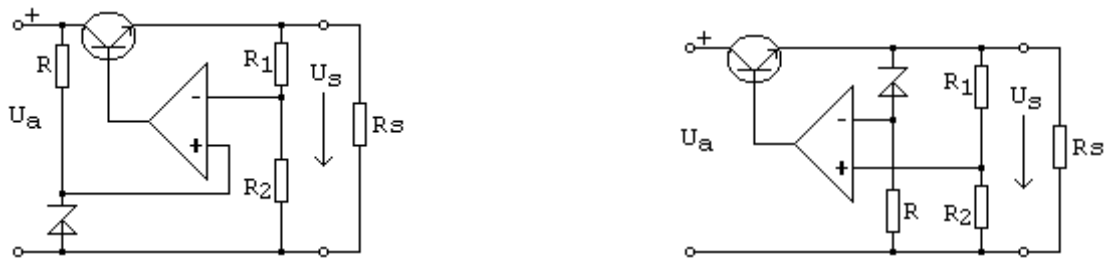


Figura 6.11: Două soluții pentru furnizarea referinței

În evaluarea de mai sus s-a presupus că referința este o mărime constantă, care provine de la un generator cu rezistența internă neglijabilă. De regulă, referința este o tensiune preluată prin divizare tot de la tensiunea de alimentare, stabilizată separat. Dacă ea provine dintr-un stabilizator parametric (spre exemplu, cel folosit în figura 6.11a), tensiunea nominală pe sarcină va fi calculată conform cu (6.17), care provine din (6.14):

$$U_s = U_z \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6.17)$$

Problema creată de această soluție este stabilizarea proastă, în raport cu alimentarea. Coeficientul de stabilizare al referinței este K_2 (din relația (6.9)), iar coeficientul de stabilizare al întregului circuit se recalculează. Se ține cont de faptul că perturbația de la alimentare se propagă atât prin admitanța de ieșire a tranzistorului (efect evaluat în (6.16), prin K_1), cât și prin stabilizatorul referinței, cu coeficient K_2 . Rezultă:

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2} \cdot \frac{1}{f} \cong K_2 \cdot f, \quad K = \left(1 + \frac{R}{r_z}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (6.18)$$

adică o stabilizare mai slabă decât $f \cdot K_2$. (am considerat că $K_1 \gg K_2 \cdot f$, ceea ce se întâmplă de regulă). Relația (6.18) arată că este nerezonabil să folosim un stabilizator modest al referinței, pentru că el pierde ceea ce s-a câștigat prin efectul reacției negative. În consecință, se va folosi un stabilizator foarte performant al referinței, ceea ce nu este dificil, avînd în vedere că el trebuie să livreze un curent foarte mic. Tot stabilizatorul referinței trebuie să asigure și dependența slabă de temperatura ambiantă.

Soluția din figura 6.11b este mult mai avantajoasă, pentru că stabilizatorul referinței se alimentează direct din tensiunea de ieșire (gata stabilizată). Se observă că divizorul de reacție este adus la intrarea neînversoare a amplificatorului, ceea ce produce reacție pozitivă. Este corectă această soluție? Răspunsul îl dă bucla care se închide prin diodă, care produce reacție negativă. Transmisia ei pe buclă este mai mare decât cea a buclei care se închide prin divizor, deci predomină reacția negativă. Această proprietate se poate constata analitic, scriind expresia tensiunii de ieșire:

$$U_s = a \left(U_s \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - (U_s - U_z) \right) - U_{BE} = a \left(U_z - U_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) - U_{BE}. \quad (6.19)$$

Se observă că tensiunea de ieșire este prezentă și în termenul drept, unde are coeficient negativ, ceea ce înseamnă că predomină reacția negativă. Prin împărțire la a se obține:

$$U_s = U_z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (6.20)$$

Punînd condiția ca tensiunile de la intrările amplificatorului operațional să fie egale, se obține aceeași relație (știind că reacția este negativă).
Rezistența internă este evaluată prin:

$$R \cong \frac{h_i + Z_0}{h_f + 1} \cdot \frac{1}{1 + af}, \quad (6.21)$$

în care f este factorul de reacție negativă al întregii bucle (nu raportul de divizare al reacției pozitive!), iar af este transmisia pe aceeași buclă. Pentru a verifica valoarea mare a transmisiei pe buclă, se calculează:

$$af = a \left(\frac{R}{R + r_z} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cong a \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (6.22)$$

Aceeași valoare o găsim în membrul drept al ecuației (6.19), unde este coeficientul tensiunii de ieșire. Valoarea este într-adevăr mare, dacă se ține cont de amplificarea diferențială a AO, uzual peste 100.000.

Schema din figura 6.11b generează o problemă nouă: pornirea stabilizatorului! Din cauză că tensiunea de ieșire este proporțională cu cea de referință, iar cea de referință se alimentează din ieșire, este posibil ca schema să nu pornească. Una dintre soluții este alimentarea stabilizatorului referinței din două surse (tensiunea de ieșire și tensiunea de alimentare), ponderea mai mare fiind a tensiunii de ieșire.

6.3.2 Limitarea curentului. Problema puterii disipate și a randamentului

Așa cum s-a menționat, este necesar ca stabilizatorul de tensiune să fie completat cu un circuit care împiedică creșterea curentului de sarcină, peste valoarea maxim admisă. Schemele din figurile 6.12 și 6.13 corespund celor două soluții prezentate în figurile 6.5b și 6.5c: limitare abruptă și limitare cu întoarcere.

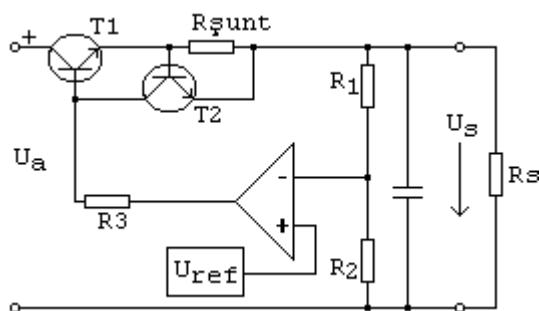


Figura 6.12: Soluție pentru limitare abruptă

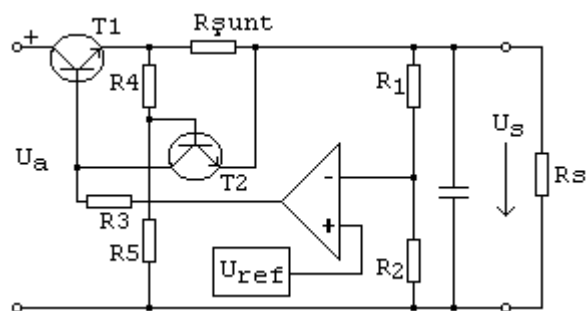


Figura 6.13: Soluție pentru limitare cu întoarcere

În amîndouă cazurile este necesar un traductor de curent de sarcină, reprezentat aici de șuntul înseriat cu sarcina. Semnalul de pe șunt este folosit într-o buclă suplimentară de reacție negativă. Această buclă are transmisia mai mare decît prima, dar intră în funcțiune numai la depășirea curentului.

La limitarea de curent abruptă, tranzistorul T_1 se deschide abia cînd tensiunea pe șunt este suficientă pentru polarizarea joncțiunii sale bază-emitor. Curentul său de colector, determinat de caracteristica de transfer exponențială a tranzistorului, se absoarbe din ieșirea AO, la un loc cu curentul de bază al T_1 . Întrucît ieșirea AO are o caracteristică scăzătoare, dincolo de curentul său nominal, tensiunea de comandă a lui T_1 scade, odată cu creșterea curentului de colector al T_2 . Rezultatul este scăderea

abruptă a tensiunii de sarcină. Curentul de sarcină maxim este determinat de rezistența șuntului și de tensiunea de deschidere a lui T_2 :

$$I_{s_max} \cong \frac{0,7V}{R_{\text{șunt}}} \quad (6.23)$$

Circuitul suportă scurtcircuitarea ieșirii, dar T_1 trebuie dimensionat corespunzător, deoarece puterea disipată în scurt poate fi de câteva ori mai mare decât cea disipată în regimul nominal. Valorile puterii disipate, în cele două situații, sînt:

$$P_d = I_{s_max}(U_a - U_{\text{șunt}} - U_s), \quad (6.24)$$

respectiv
$$P_d = I_{s_max}(U_a - U_{\text{șunt}}). \quad (6.25)$$

Un exemplu numeric reprezentativ: alimentare la 24V, tensiune nominală pe sarcină de 15V și curent maxim de 1A. Puterea disipată în scurt este 23,3W, adică de 2,8 ori mai mare decât cea disipată în regim nominal, care este 8,3W.

Analiza limitării de curent cu întoarcere descrie cele două regimuri (stabilizarea tensiunii și întoarcerea) prin ecuațiile (6.26) și (6.27). Cea de a doua exprimă tensiunea pe joncțiunea BE a lui T_2 , în ipoteza unui curent de bază neglijabil.

$$U_s = U_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (6.26)$$

$$U_{BE2} = (U_s + U_{\text{șunt}}) \cdot \frac{R_5}{R_4 + R_5} - U_s \quad (6.27)$$

Cînd T_2 este la limita de deschidere, are loc trecerea de la regimul de stabilizare la regimul de limitare, deci curentul prin sarcină este maxim. Rezultă:

$$U_{\text{șunt}} = -U_s + \frac{(U_s + 0,6V)(R_4 + R_5)}{R_5} = 0,6V \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) + U_s \frac{R_4}{R_5} = R_{\text{șunt}} \cdot I_{s_max}$$

$$I_{s_max} = \frac{1}{R_{\text{șunt}}} \left[0,6V \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) + U_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_4}{R_5} \right] \quad (6.28)$$

Curentul de scurtcircuit se deduce din relația 6.27, punînd condițiile ca T_2 să fie deschis și tensiunea pe sarcină nulă: $U_s = 0$, $(U_s + U_{\text{șunt}}) \frac{R_5}{R_4 + R_5} - U_s = 0,7V$, $U_{\text{șunt}} = I_{scc} \cdot R_{\text{șunt}}$.

Rezultă:

$$I_{scc} = \frac{0,7V}{R_{\text{șunt}}} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \quad (6.29)$$

Reluînd problema puterii disipate pe T_1 , aceasta trebuie exprimată analitic, pe porțiunea de întoarcere a caracteristicii:

$$U_{BE2} = (U_s + U_{\text{șunt}}) \cdot \frac{R_5}{R_4 + R_5} - U_s$$

$$I_s = \frac{U_{\text{șunt}}}{R_{\text{șunt}}} = \frac{U_{BE}(1 + \frac{R_4}{R_5}) + U_s \frac{R_4}{R_5}}{R_{\text{șunt}}}$$

$$P_d = I_s(U_a - U_{\text{șunt}} - U_s) = \frac{U_{BE}(1 + \frac{R_4}{R_5}) + U_s \frac{R_4}{R_5}}{R_{\text{șunt}}} \cdot (U_a - (U_s + U_{BE}) \cdot (1 + \frac{R_4}{R_5})) \quad (6.30)$$

Ecuția (6.30) este de gradul 2 în tensiunea de sarcină și se poate reprezenta grafic cu ușurință. Folosind același exemplu numeric ca în cazul limitării abrupte, într-o soluție tipică de stabilizator, se obțin puteri de scurtcircuit de ordinul 8-9W și puteri maxime de ordinul 10W, ceea ce arată diferența față de limitarea abruptă.

Așa cum s-a arătat, alegerea limitării crează o problemă de putere disipată pe tranzistor. O altă problemă, din aceeași categorie, este randamentul stabilizatorului. Acesta poate fi aproximat prin:

$$\eta = \frac{U_s \cdot I_s}{U_a \cdot I_a} \cong \frac{U_s \cdot I_s}{U_a \cdot I_s} = \frac{U_s}{U_a} \quad (6.26)$$

În cazul de față, randamentul pentru limitare abruptă este de cel mult 62,5%, iar cel pentru limitare cu întoarcere are valoare apropiată (pentru regimul de stabilizare). În realitate, randamentul este mai mic, întrucât s-au neglijat curenții folosiți în circuitele de semnal ale stabilizatorului. Valoarea de mai sus nu este întâmplătoare, ea este tipică pentru stabilizatoarele liniare.

6.3.3 Detalii de implementare

Schemele din figurile 6.10 și 6.11 prezintă doar principiul stabilizatorului. La proiectare, trebuie stabilite multe detalii, care privesc alimentarea, curentul maxim prin dispozitive, stabilitatea etc.

Condensatorul pe ieșire. Așa cum se vede în figurile 6.12, 6.13, producătorii de circuite recomandă montarea unui condensator în paralel cu sarcina. Capacitatea este de ordinul unităților de μF , în funcție de puterea de ieșire a stabilizatorului. Scopul lui nu este de filtrare, lucru de care ne putem convinge evaluând reactanța capacitivă la frecvența undulațiilor care trebuie filtrate, de 100 Hz (am presupus un redresor cu 2 pulsuri pe perioadă). Pentru $C = 10\mu\text{F}$ se obține $X_C = \frac{1}{2\pi f C} = 16\Omega$, mult

mai mare decât rezistența internă a stabilizatorului. Scopul pentru care se montează acest condensator este evitarea oscilațiilor pe frecvențe înalte. Oscilațiile sînt determinate de amplificarea mare pe buclă și de defazajele care apar, la frecvențe mari, în tranzistor și în AO. La frecvența la care suma acestor defazaje este 180 grade, reacția negativă s-a transformat în reacție pozitivă. Dacă și amplificarea pe buclă este supraunitară, stabilizatorul va oscila pe acea frecvență. Efectul adus de condensator este scurtcircuitarea ieșirii, la frecvențe mari, astfel încît amplificarea pe buclă să fie sub unitate. Același efect se mai obține și compensînd în frecvență AO, adică limitînd amplificarea lui la frecvențe mari (se va analiza la cursul de Circuite Integrate Analogice). În mod uzual, banda stabilizatorului este limitată la sute de Hz, în scopul asigurării stabilității.

Pentru a obține acest efect, este important să alegem un condensator de compensare neînfășurat, pentru ca efectul capacității sale, la frecvențe mari, să nu fie mascat de inductanța proprie. Chiar dacă se recomandă utilizarea unui condensator de 10–50 μF , care este electrolitic, în paralel cu el se montează întotdeauna un condensator neînfășurat, de 0,1–1 μF (de obicei, este în tehnologie multistrat).

Tranzistorul serie. Tranzistorul serie primește comanda de la amplificatorul de eroare. Amplificarea lui în curent trebuie să fie mai mare decât raportul dintre curentul maxim de sarcină și curentul maxim de la ieșirea AO. Atunci când această cerință nu este satisfăcută de un singur tranzistor, se folosesc tranzistoare compuse, a căror amplificare în curent este aproximativ produsul amplificărilor tranzistoarelor componente (vezi paragraful 2.2.6). Spre exemplu, pentru configurațiile din figura 6.14, $\beta \cong \beta_1 \cdot \beta_2$.



Figura 6.14: Tranzistoare compuse, pentru elementul de control serie al stabilizatorului

Alimentarea AO. Pe de altă parte, alimentarea tranzistorului T_1 în colector (figura 6.12 și altele asemănătoare) nu este favorabilă, din punctul de vedere al polarizării AO și al randamentului. În cazul în speță, tensiunea de ieșire a AO trebuie să fie mai mare decât cea din colectorul tranzistorului (pentru ca acesta să nu se satureze), dar să nu fie mult mai mare, pentru că determină disipație inutilă pe tranzistor, deci scăderea randamentului. Cum AO necesită tensiune de alimentare cu 2-3V mai mare decât cea din ieșirea sa, rezultă că cei 2-3V vor încărca inutil tranzistorul. Din acest motiv, se preferă plasarea emitorului lui T_1 la tensiunea de alimentare, care permite comanda ca în figura 6.15. Tensiunea de ieșire a AO poate acum să fie mică, ca și tensiunea lui de alimentare. Evident, intrările AO au fost permutate, pentru a menține reacția negativă. Este adevărat că ieșirea spre sarcină prin colectorul lui T_1 nu este favorabilă unei rezistențe de ieșire mici, dar transmisia mare de pe buclă corectează acest neajuns.

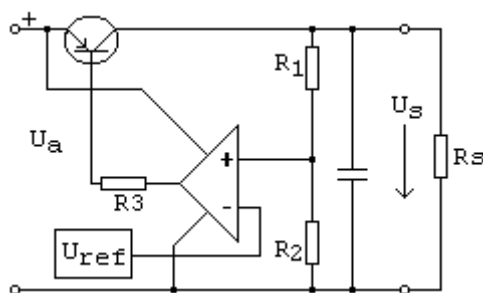


Figura 6.15: Soluție alternativă pentru tranzistorul serie

Varierea tensiunii de sarcină. O altă problemă care trebuie rezolvată este modificarea tensiunii de ieșire și a limitei de curent. Pentru reglaj în limite mici, soluția din figura 6.16a este foarte convenabilă. Ajustarea divizorului de reacție ne scutește de realizarea unei tensiuni de referință reglabile. Dacă însă este necesară varierea tensiunii de sarcină începînd de la 0, se va folosi o sursă de referință ajustabilă, ca în figura 6.16b. Mai mult, AO nu funcționează atunci când intrările lui sînt la același potențial cu alimentarea, ceea ce impune folosirea a încă unei tensiuni de alimentare pentru AO, alimentarea negativă.

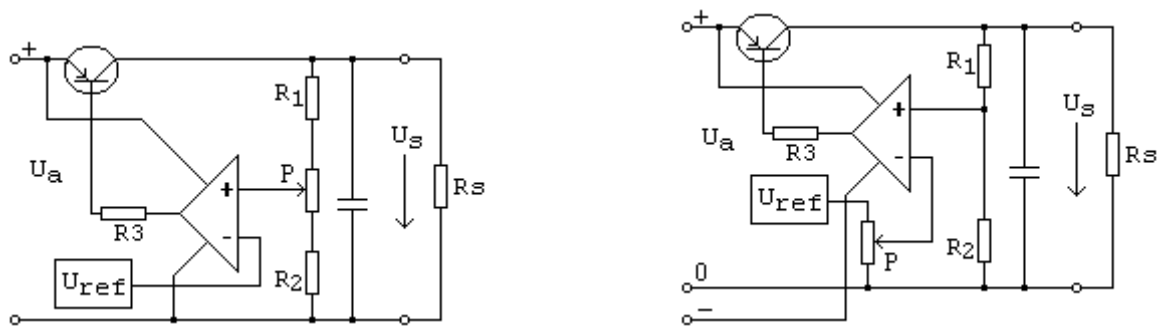


Figura 6.16: Ajustarea tensiunii de sarcină

Varierea limitei de curent. De regulă, ajustarea în limite largi a limitei de curent este necesară în cazul limitării abrupte, în aparate de laborator. Limitarea cu întoarcere este destinată sarcinilor cunoscute și fixate, deci care nu mai au nevoie decât de ajustări mici, la punerea în funcțiune. Ajustarea limitei prin modificarea rezistenței de șunt nu este o soluție viabilă, din cauza construcției mecanice a șuntului. Ca urmare, se folosește o soluție mai comodă: tensiunea pe șunt se compară cu cea limită într-un amplificator separat, realizat cu AO. În acest fel, caracteristica devine foarte abruptă (limitarea foarte exactă a curentului).

Stabilizatoare integrate. În scopul reducerii spațiului ocupat pe cablaj, ca și al prețului circuitului, fabricanții au înglobat în același circuit integrat mai multe componente ale stabilizatorului. Un alt avantaj oferit de circuitul integrat este integrarea simultană a mai multor tranzistoare, care oferă posibilitatea micșorării dispersiei parametrice și a dependenței de temperatură. Circuitul din figura 6.17a (A723) este o soluție comodă pentru multe aplicații, pentru că înglobează amplificatorul de eroare, referința, tranzistorul serie și tranzistorul pentru limitare de curent. Un stabilizator cu puține componente externe, realizat cu A723, este cel din figura 6.18. Dacă curentul prin sarcină sau tensiunea maximă de alimentare depășesc posibilitățile circuitului, atunci mai trebuie adăugate componente în exterior, dar soluția rămâne avantajoasă, față de utilizarea componentelor separate. Pentru multe tensiuni de alimentare uzuale (5V, 12V, 15V ș.a.), fabricanții au integrat toate componentele într-o capsulă, care a devenit stabilizator integrat cu 3 terminale. Structura internă simplificată este prezentată în figura 6.17b. Schema de utilizare a stabilizatorului este cea din figura 6.19a. Dacă circuitul are consum intern de curent foarte mic, el poate fi folosit și pentru tensiune de sarcină reglabilă, mai mare decât tensiunea nominală, ca în figura 6.19b, în care $U_s = U_n(1 + \frac{R_2}{R_1})$.



Figura 6.17: Stabilizatoare liniare integrate

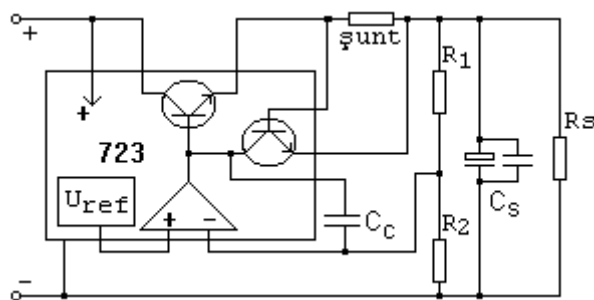


Figura 6.18: Stabilizator liniar cu A723

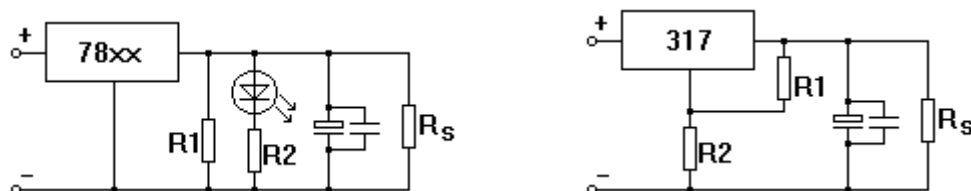


Figura 6.19: Stabilizatoare cu trei terminale

Stabilizatoare de tensiune negativă. Exemplele prezentate în acest capitol au avut în vedere tensiuni pozitive de sarcină, în raport cu terminalul comun. Furnizarea de tensiuni negative nu ridică nici un fel de problemă de principiu, toate rezultatele deduse mai sus se aplică fără modificare. Din punct de vedere practic, schemele se modifică astfel: se schimbă orientarea sursei de alimentare nestabilizate, se schimbă tipurile tranzistoarelor *pnp* și *npn* între ele, se schimbă orientarea alimentării AO și sensul diodelor Zener. Dacă sursa folosește un stabilizator integrat, de tipul lui A723, trebuie modificat și modul de alimentare al integratului (de regulă, fabricantul oferă soluțiile tipice de configurare, în catalog).

Stabilizatoare duale. Atunci când sînt necesare două surse de alimentare simetrice, nu se construiesc două surse cu referințele separate, ci se imprimă uneia dintre ele regimul de urmărire. Tensiunea sa de ieșire va fi simetricul celeilalte. O soluție posibilă este cea din figura 6.20, în care stabilizatorul de tensiune pozitivă poate fi realizat în orice variantă, în timp ce stabilizatorul de tensiune negativă folosește ca referință cealaltă tensiune de ieșire. El funcționează în regimul de amplificator inversor, ca cel descris în subcapitolul 2.4. Relația care stabilește tensiunea de ieșire negativă este:

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} U_1 \quad (6.27)$$

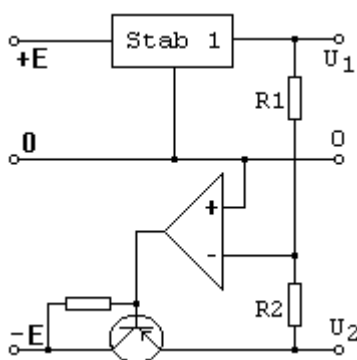


Figura 6.20: Stabilizator dual

Concluzii: Stabilizatoarele liniare cu reacție au proprietăți foarte bune de stabilizare, inclusiv proprietățile de regim dinamic. Riplul pe sarcină este mic, iar procesul tranzitoriu este rapid și fără depășiri mari. Schema nu este complicată. Problema cea mai supărătoare a stabilizatoarelor liniare este randamentul (40-80%, în funcție de limitele perturbațiilor).

6.4 Stabilizatoare în comutație

Scheme analizate în subcapitolul precedent au un neajuns semnificativ: randamentul scăzut. Aceasta înseamnă nu numai consum mai mare de energie, ci și încălzirea componentelor, care sînt mai scumpe, mai mari, necesită radiator și ventilarea circuitului. O soluție mai bună, din punct de vedere al randamentului, sînt sursele stabilizate numite „în comutație” (sau *chopper*). Îmbunătățirea esențială, în această categorie de circuite, este faptul că dispozitivele de putere lucrează în comutație (clasă de funcționare D). Ele nu disipă putere semnificativă cînd sînt în conducție (pentru că tensiunea pe ele este foarte mică) și nu disipă de loc cînd sînt blocate (curentul este nul). În principiu, stabilizatorul păstrează structura generală de circuit cu reacție negativă, dar elementul de control serie este înlocuit cu un circuit mai complicat, care are același rol, dar randament mai bun. Structura generală este cea din figura 6.21.

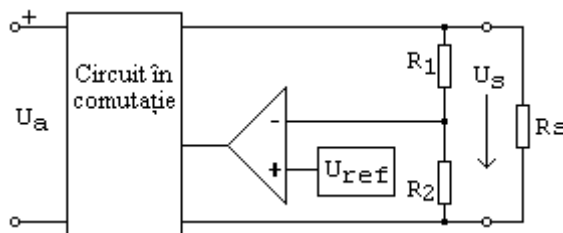


Figura 6.21: Structura stabilizatorului în comutație

Întrucît dispozitivele lucrează în comutație iar tensiunea pe sarcină trebuie să fie netedă, devine necesar ca circuitul de putere să conțină elemente reactive, care înmagazinează energie și care joacă rolul de filtru. Spre deosebire de condensatorul C_s din figura 6.18 (și toate cele similare), care are rol antioscilație (nu de filtrare), la stabilizatoarele în comutație există întotdeauna reactanțe cu rol de filtru. Un alt avantaj important al stabilizatoarelor în comutație este faptul că dimensiunile filtrelor și ale transformatoarelor sînt sensibil mai mici decît cele ale elementelor omologe din stabilizatoarele liniare, alimentate de la rețea. Motivul este frecvența de comutație, mult mai mare decît cea a rețelei. Frecvențele uzuale de comutație se întind de la cîțiva kHz (pentru puteri mari) la 1 MHz (pentru puteri mai mici).

Din punctul de vedere al circuitului de comutație, există trei variante de realizare:

- cu capacități comutate (puteri mici și foarte mici, sub 1 W)
- cu variator de c.c. (puteri mici și mijlocii, 0,1 W – 100 W)
- cu inverter autonom (puteri mijlocii și mari, 5W – 1000 W)

Toate sursele de calculator personal (400 W) sînt din ultima categorie, în timp ce sursele din telefoanele celulare fac parte din primele două categorii.

Stabilizatoare cu variator de c.c. Principiul variatorului de c.c., care lucrează ciclic, poate fi descris astfel: într-un interval se preia energie de la sursa de alimentare și se depozitează într-o reactanță, iar în intervalul următor această reactanță transmite energie sarcinii. Dacă sarcina nu este niciodată cuplată direct la alimentare, atunci este necesară prezența unei a doua reactanțe, care alimentează sarcina. Dacă sarcina este cuplată la alimentare simultan cu prima reactanță, atunci cea de a doua nu este obligatorie.

Pentru ilustrarea principiului, în figura 6.22a este prezentat un variator de c.c., de tipul coborîtor de tensiune (*step-down*). Întrerupătorul K este un tranzistor de comutație (bipolar sau MOS), dar a fost înlocuit în desen prin funcția pe care o îndeplinește. Pentru simplitatea analizei, presupunem întâi că nu există condensatorul C. Diagramele de timp pentru curentul prin bobină și tensiunea pe diodă sînt prezentate în figura 6.22b, în regim periodic (tensiunea pe sarcină este proporțională cu curentul prin bobină). În primul interval, întrerupătorul K este închis, bobina și sarcina primesc energie de la sursa de alimentare, curentul prin bobină crește. În al doilea interval, întrerupătorul K este deschis, dar continuă să curgă curent prin bobină, pe seama energiei înmagazinate. Curentul se închide prin sarcină și diodă (tensiunea pe catod devine negativă, sub efectul tensiunii de autoinducție). Energia din bobină se transferă spre sarcină, iar curentul scade. Se observă că prezența condensatorului nu este obligatorie, bobina asigură curent neîntrerupt prin sarcină.

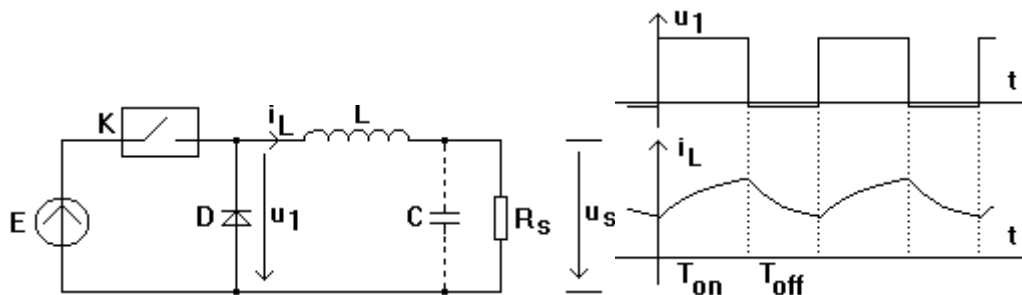


Figura 6.22: Stabilizator de tensiune cu variator step-down

Două mărimi importante pentru funcționarea variatorului trebuie evaluate: tensiunea medie pe sarcină și ondulația. Prima mărime pune în evidență posibilitatea de comandă a variatorului, în timp ce a doua pune în evidență calitatea tensiunii pe sarcină.

Se notează T_{on} intervalul de creștere a curentului (K este închis) și T_{off} intervalul când K este deschis. Se mai notează $\gamma = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$, numit factor de umplere. Se observă că circuitul RL

acționează ca un filtru trece jos, deci tensiunea medie pe sarcină va fi media tensiunii u_1 . Pentru simplitate, se neglijează căderile de tensiune pe întrerupător, pe diodă, pe rezistența de pierderi a bobinei, și rezultă:

$$U_s \cong \gamma E. \quad (6.28)$$

Această relație arată că tensiunea medie pe sarcină poate fi comandată prin factorul de umplere și că tensiunea de alimentare este o perturbare importantă. Deși curentul de sarcină nu intervine, se poate deduce că și el este un factor perturbator, dacă ținem cont de căderile de tensiune neglijate mai sus, care sînt proporționale cu curentul.

În privința factorului de ondulație, se notează $\alpha = \frac{T_{on} + T_{off}}{\tau} = \frac{R + r}{L} \cdot (T_{on} + T_{off})$ (raportul dintre perioada comutației și constanta de timp a circuitului) și rezultă:

$$\frac{\Delta u_s}{U_s} = \alpha(1 - \gamma) \quad (6.29)$$

Această relație arată că ondulația scade dacă:

- crește frecvența de comutație
- crește constanta de timp a circuitului RL.

Amîndouă metodele de scădere a ondulației prezintă limitări:

- prin creșterea frecvenței de comutație, crește și puterea disipată pe dispozitive (componenta cea mai importantă a puterii disipate este proporțională cu frecvența comutației)
- prin creșterea constantei de timp a circuitului, crește proporțional durata proceselor tranzitorii, pe care le dorim rapide.

Deși nu este obligatorie, prezența condensatorului C este folositoare. Filtrul RLC este de ordinul 2, și produce ondulație mai mică, fără să lungească procesele tranzitorii. Valoarea ondulației pentru filtru LC:

$$\frac{\Delta u_s}{U_s} = \frac{1}{8} \alpha^2 (1 - \gamma) = \frac{(T_{on} + T_{off})^2}{8LC} \cdot (1 - \gamma) \quad (6.30)$$

Forma tensiunii pe sarcină este mult mai bine filtrată decît în cazul fără condensator.

Un exemplu numeric pentru calculul factorului de ondulație: frecvența de comutație 20 kHz, constanta de timp $\sqrt{LC} = 0,2 \text{ ms}$, factorul de umplere $\gamma = 50\%$, conduc la valoarea: $\frac{\Delta u_s}{U_s} = 0,4\%$.

În realitate, rezultatul este cam optimist, întrucît au fost neglijate toate efectele parazite, dar reprezintă o estimare acceptabilă. Se vede că, pentru o tensiune de sarcină de 10V, tensiunea de ondulație este de 40mV, valoare normală pentru un stabilizator în comutație bun.

Revenind la funcția de stabilizare, este evident că este necesar un circuit care să transforme tensiunea de comandă, dată de amplificatorul de eroare, în impulsuri de comandă ale tranzistorului de comutație, cu factorul de umplere γ . Acest circuit se numește modulator în factor de umplere (sau modulator în durată a impulsurilor, *Pulse Width Modulator*) și a fost reprezentat în figura 6.23a în cea mai simplă variantă a sa. Modularea constă în compararea tensiunii de comandă cu un semnal triunghiular (figura 6.23b), astfel încît ieșirea să fie un tren de impulsuri, cu factorul de umplere proporțional cu tensiunea de comandă u_c . Frecvența semnalului triunghiular este chiar frecvența de comutație. Amplitudinea impulsurilor nu are nici o relevanță, atîta vreme cît este suficientă pentru comanda în comutație a tranzistorului. Semnele la comparator au fost alese astfel încît reacția să fie negativă.

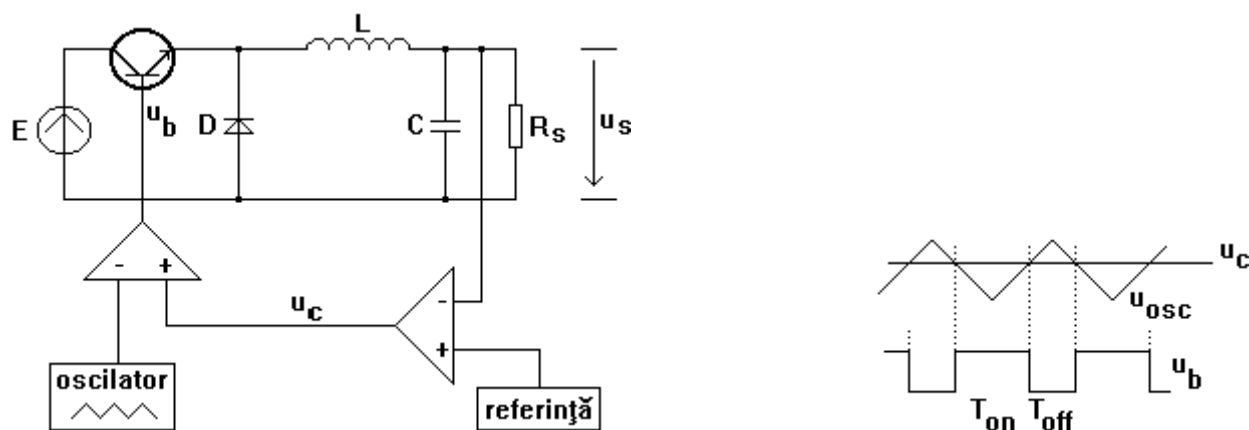


Figura 6.23: Stabilizator cu variator step-down

Ca și în cazul stabilizatoarelor liniare, există o gamă largă de circuite integrate, dedicate comenzii variatoarelor din stabilizatoare. Ele folosesc și alte variante de modulare, în funcție de performanțele dorite. Un exemplu de circuit specializat în comanda stabilizatorului în comutație este cel din figura 6.24 (SG3524), care cuprinde: referință, amplificator de eroare, limitator de curent, oscilator de semnal triunghiular, modulator, două tranzistoare de ieșire și circuit de protecție

împotriva scăderii tensiunii de alimentare. Nu necesită altă componentă externă decât un condensator, prin care se stabilește frecvența de comutație. Se observă că el rezolvă probleme de comandă, de reglarea tensiunii și de protecție.

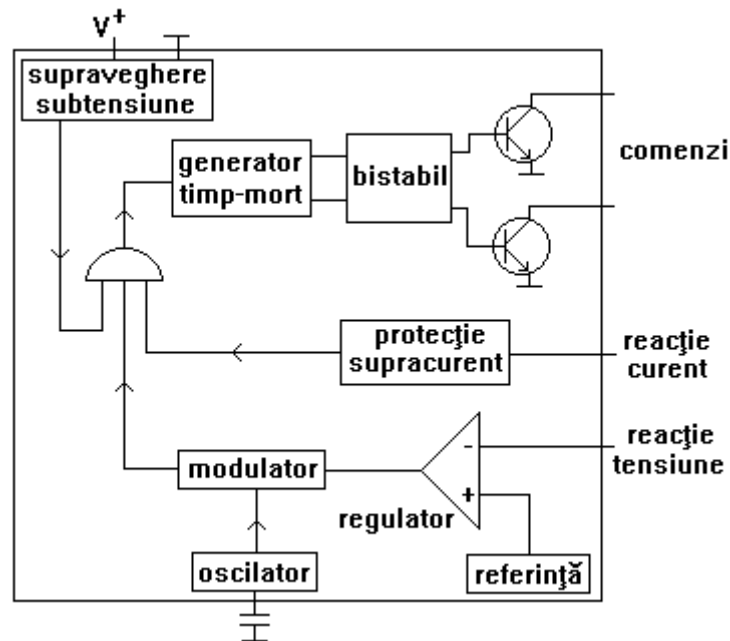


Figura 6.24: Circuit de comandă a stabilizatorului în comutație

Un exemplu de stabilizator integrat, cu variator de c.c. este cel din figura 6.25 (schema recomandată de producător). Semnalele sînt cele din figura 6.22, dar cu tensiunea de ieșire mai bine filtrată.

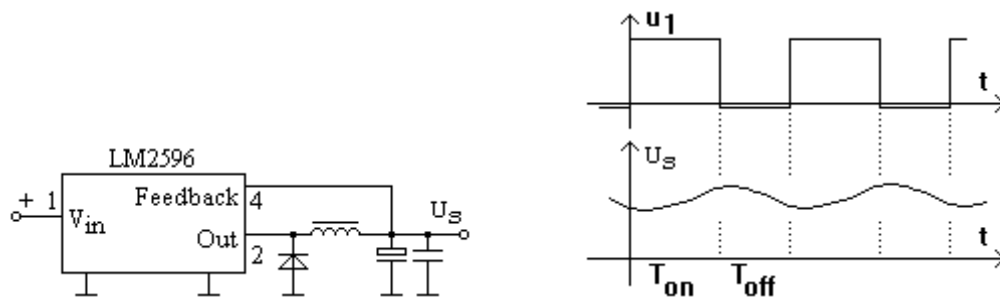


Figura 6.25: Stabilizator integrat cu variator de c.c.

Alte variatoare folosite în sursele în comutație sînt cele din figura 6.26: ridicător de tensiune (*step-up*) și inversor de semn (*inverter*). La aceste variatoare, sarcina nu este niciodată conectată direct la sursa de alimentare. Din acest motiv, condensatorul C este obligatoriu, dacă dorim tensiune neîntreruptă pe sarcină.

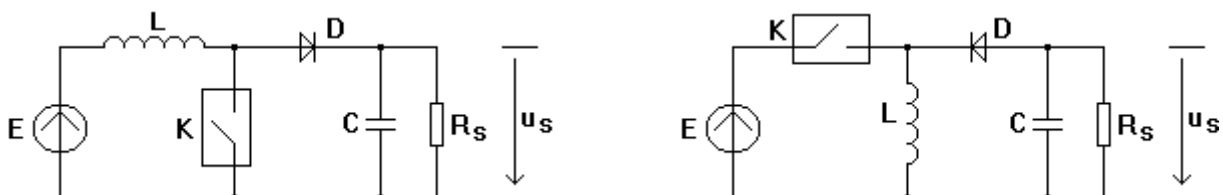


Figura 6.26: Alte variatoare de c.c.

Stabilizatoare cu inverter autonom. Diferența importantă între invertoare și variatoare de c.c. este aceea că primele crează tensiune alternativă, capabilă să fie transmisă prin transformator. Exemplul din figura 6.27 este foarte frecvent folosit în acționarea motoarelor de c.c., în alimentarea cu tensiune alternativă, dar și în stabilizatoare. Din cauza configurației, se mai numește și punte în „H”. Tensiunea din secundar este redresată și filtrată cu un circuit identic cu variatorul de c.c. Tranzistoarele comută în perechi, în antifază, așa cum arată fazele semnalelor de comandă (desenate în fața bazelor). Între intervalele de conducție, există întotdeauna un interval de pauză, în care nici un tranzistor nu conduce, numit *timp mort*. El împiedică conducția accidentală a unui curent din sursă prin două tranzistoare din aceeași latură. Formele de undă (aproximative) ale semnalelor de comandă din inverter și a tensiunii pe primar sînt desenate în figura 6.28. Media tensiunii pe sarcină este proporțională cu factorul de umplere al comenzii tranzistoarelor din inverter. Ca urmare, stabilizarea tensiunii se obține tot prin comanda în factor de umplere (PWM), ca la variatorul de c.c.. Circuitul din figura 6.24 este adecvat și pentru comanda inverterului. El include generarea de timp mort și comanda în antifază, specifice inverterului (nu erau necesare variatorului de c.c.). Sursele de calculator folosesc tot un stabilizator cu inverter autonom, dar în care lucrează doar două tranzistoare, ca cel din figura 6.29.

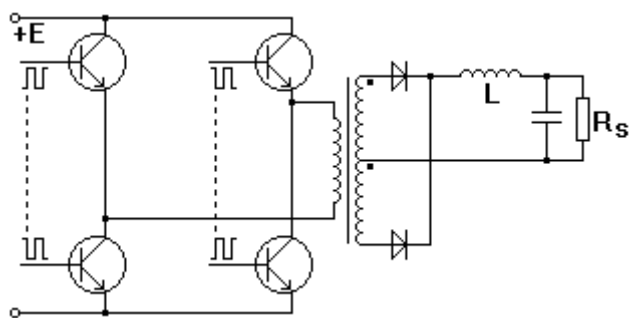


Figura 6.27: Inverter autonom (punte în „H”)

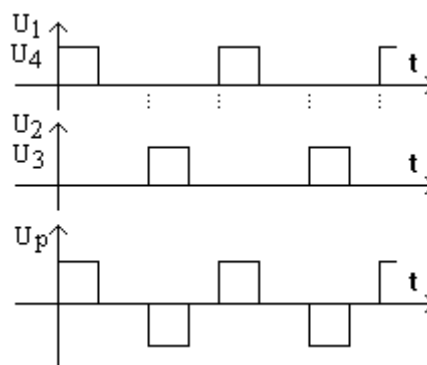


Figura 6.28: Semnalele din inverter

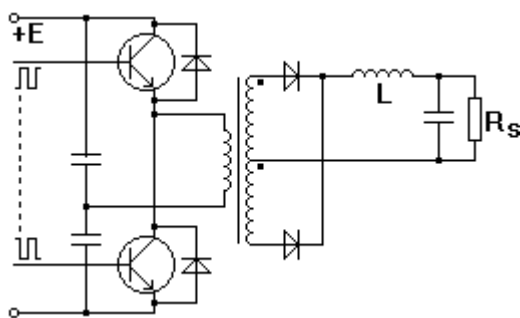


Figura 6.29: Inverter cu jumătate de punte

Stabilizatoare cu capacități comutate. Principiul circuitului de comutație este transferul energiei între alimentare și sarcină, prin intermediul unor condensatoare. Circuitul se mai numește „pomă de sarcină” (se subînțelege sarcina electrică din condensator). Un exemplu sugestiv este cel din figura 6.29, care realizează funcțiunea de dublor de tensiune. Sub comanda oscilatorului intern, comutatoarele cuplează condensatorul intermediar C_1 , în mod alternativ, la alimentare și la sarcină. În primul interval el se încarcă, în al doilea interval transmite energie către sarcină, fiind legat în serie cu C_2 . În afară de condensatorul C_1 , se observă că este absolut necesar condensatorul C_2 . În toate circuitele cu capacități comutate, acest condensator este prezent, dacă dorim tensiune neîntreruptă pe sarcină (ceea ce este valabil întotdeauna). Fiind vorba de puteri mici, fabricanții au

integrat toate componentele circuitului (interiorul liniei întrerupte din figura 6.30), mai puțin condensatoarele. În aceleași circuite este integrată și partea de stabilizare (referință, reacție, amplificator de eroare, comanda circuitului de comutație). Frecvențe de comutație uzuale sînt cuprinse între 3 kHz și 500 kHz.

Evaluarea ondulației pe sarcină, pentru circuitul lucrînd fără reacție, este foarte simplă. Spre exemplu, pentru un factor de umplere al comenzii de 50%, se aproximează curentul de sarcină cu o constantă și rezultă că ondulația tensiunii de sarcină este aproximativ egală cu descărcarea celor două condensatoare, în jumătate de perioadă.

$\Delta u_s \approx \frac{I_s t}{C} = \frac{I_s}{2fC_e}$, unde f este frecvența comutației iar C_e este capacitatea echivalentă a celor două condensatoare. Dacă ele au capacități egale, atunci:

$$\Delta u_s \approx \frac{I_s}{fC}. \quad (6.31)$$

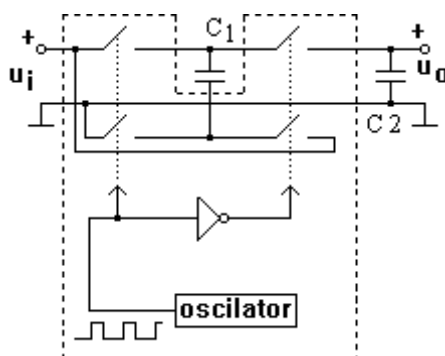


Figura 6.30: Dublor de tensiune, cu capacități comutate

Pentru a obține funcția de stabilizare, este obligatoriu să existe un procedeu prin care tensiunea de comandă, produsă de amplificatorul de eroare, să modifice energia medie transferată în unitatea de timp. Spre deosebire de variatorul de c.c. și de inverterul autonom, la convertoarele cu capacități comutate se preferă alte variante de modulare a comenzii. Un exemplu: strategia de comandă folosește o caracteristică de histerezis, la fel cu cele prezentate în subcapitolul 4.6. Factorul de umplere al comenzii este menținut la o valoare constantă (exemplu: 50%), pînă cînd tensiunea medie pe sarcină depășește pragul de sus, puțin mai mare decît valoarea nominală, apoi comanda este suspendată, pînă cînd tensiunea medie pe sarcină scade sub pragul de jos. Valoarea nominală este între cele două praguri. Tensiunea pe sarcină variază mereu între cele două praguri (figura 6.31). Tensiunea de ondulație pe sarcină este egală cu diferența dintre praguri plus valoarea dedusă în relația (6.31).

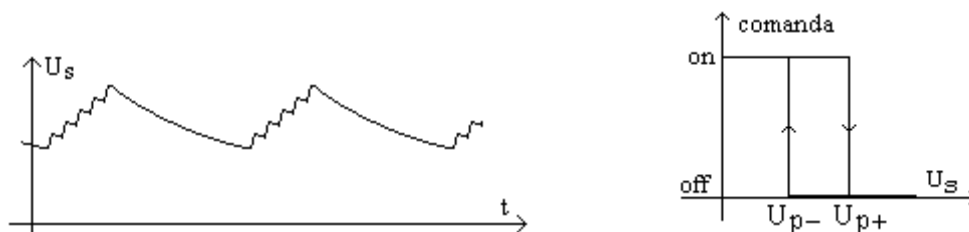


Figura 6.31: Stabilizatorul cu capacități comutate: tensiunea pe sarcină, comanda cu histerezis